Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.01 Teoría de Circuitos

Trabajo práctico N°3

Grupo 3

Mechoulam, Alan	58438
Lambertucci, Guido Enrique	58009
Rodriguez Turco, Martín Sebastian	56629
Londero Bonaparte, Tomás Guillermo	58150
Galdeman, Agustín	59827

Profesores
Jacoby, Daniel Andrés
Belaustegui Goitia, Carlos
Iribarren, Rodrigo Iñaki

Presentado: 3/10/19

Índice

1. Filtro con GIC **3**
1.1. Introducción Teórica . . . 3
1.1.1. Filtros Activos . . . 3
1.1.2. Convertidor Generalizado de Impedancia o GIC . . . 3
1.2. Análisis del Circuito . . . 5
1.2.1. Análisis de la Función Transferencia . . . 5
1.2.2. Análisis de Sensibilidades . . . 7
1.2.3. Elección de Componentes y Diseño . . . 8
1.2.4. Análisis de Ceros y Polos . . . 10
1.2.5. Elección de los Amplificadores Operacionales . . . 13
1.3. Simulación del Circuito . . . 13
1.3.1. Simulación de la Transferencia . . . 14
1.3.2. Simulación de la Impedancia de Entrada y Salida . . . 15
1.3.3. Simulación Montecarlo . . . 15
1.4. Implementación del Circuito . . . 16
1.4.1. Mediciones del Circuito y Análisis de Error . . . 16
1.4.2. Limitaciones del Circuito . . . 22

2. Introducción a diseño de filtros. **24**
2.1. Introducción. . . . 24
2.2. Cálculo analítico. . . . 25
2.3. Gyrator vs Inductor . . . 25
2.4. Impedancia de entrada. . . . 25
2.5. Elección operacional. . . . 27
2.6. Filtros de segundo orden. . . . 27
2.7. High Pass. . . . 28
2.7.1. Circuito utilizando inductor. . . . 28
2.7.2. Circuito utilizando Gyrator. . . . 28
2.7.3. Comparación de modelos. . . . 29
2.7.4. Elección de componentes. . . . 30
2.7.5. Respuesta en frecuencia. . . . 30
2.7.6. Analisis de resultados. . . . 31
2.8. Low Pass. . . . 33
2.8.1. Circuito utilizando inductor. . . . 33
2.8.2. Circuito utilizando Gyrator. . . . 33
2.8.3. Diseños alternativos. . . . 34
2.8.4. Comparación de modelos. . . . 34
2.8.5. Elección de componentes. . . . 35
2.8.6. Respuesta en frecuencia. . . . 35
2.8.7. Análisis de resultados. . . . 36
2.9. Band Pass. . . . 38
2.9.1. Circuito utilizando inductor. . . . 38
2.9.2. Circuito utilizando Gyrator. . . . 38
2.9.3. Comparación de modelos. . . . 39
2.9.4. Elección de componentes. . . . 40
2.9.5. Respuesta en frecuencia. . . . 40
2.9.6. Analisis de resultados. . . . 41
2.10. Band Reject. . . . 43
2.10.1. Circuito utilizando inductor. . . . 43
2.10.2. Comparación de modelos. . . . 44
2.10.3. Elección de componentes. . . . 45
2.10.4. Respuesta en frecuencia. . . . 45
2.10.5. Análisis de resultados. . . . 46
2.11. Diseño en PCB. . . . 48

3. Amplificadores de Instrumentación **50**
3.1. Introducción . . . 50
3.1.1. Diferencias entre **IN-AMP** y **OP AMP** . . . 50
3.2. Características del IN-AMP . . . 50
3.2.1. Relaciones entre los componentes . . . 51
3.3. Efecto de las tolerancias . . . 54
3.4. Función del R_5 y montaje en DC . . . 56
3.5. Respuesta en frecuencia . . . 56
3.6. Generación de señales con puente de Wheatstone . . . 57
3.6.1. Análisis de Tolerancias en el puente de Wheatstone . . . 59
3.6.2. Señales con y sin referencia a tierra . . . 59
3.7. Conclusiones . . . 60

4. Circuito de Medicion de Presion **62**
4.1. Introducción teórica . . . 62
4.1.1. Análisis teórico de error . . . 65
4.1.2. Comentarios respecto al funcionamiento del sensor . . . 66
4.2. Implementación práctica . . . 66
4.2.1. Mediciones . . . 67
4.3. Medicion de volumen . . . 69
4.4. Conclusiones . . . 69

5. Control de Tonos y Ecualizador de Fase **70**
5.1. Introducción . . . 70
5.2. Fisiología del oído . . . 70
5.3. Funcionamiento de un ecualizador . . . 71
5.4. Desarrollo del circuito y selección de componentes . . . 76
5.5. Resultados obtenidos . . . 84
5.5.1. Comparaciones . . . 84
5.5.2. Limitaciones . . . 88
5.5.3. Aplicación . . . 90
5.6. Datasheet . . . 91

1. Filtro con GIC

1.1. Introducción Teórica

1.1.1. Filtros Activos

Los inductores suelen ser los componentes electrónicos menos ideales a la hora de querer realizar un filtro. Esto se debe a varias razones: su tamaño en frecuencias bajas y por ende su peso, su resistencia interna grande en comparación a los capacitores, su dificultad a la hora del armado y más. Con el surgimiento del concepto de la realimentación en los circuitos electrónicos, se pudo mediante el uso de amplificadores operacionales, obtener cualquier tipo de respuesta en los filtros. Además, como los operacionales son dispositivos activos, estos pueden proveer al circuito la energía que es disipada por los resistores y aún más por medio de la alimentación que estos dispositivos requieren.

Sin embargo, varias limitaciones surgen por el uso de operacionales. La más importante suele ser la dependencia de la ganancia a lazo abierto con la frecuencia y su inconveniente respuesta a altas frecuencias. Esto suele ocasionar que los filtros activos tengan un rango de correcta operación por debajo de hasta los $100Mhz$. Afortunadamente cuanto mayor la frecuencia menores son las dificultades presentadas por el uso de inductores y esto hace que para este rango de frecuencias el inductor vuelva a ser una buena opción a la hora de implementar filtros.

Varias implementaciones de filtros activos han sido utilizadas históricamente, siendo una de estas el método de la síntesis directa. Este método se basa en utilizar distintos convertidores de impedancia como giradores o GICs. Este informe se centra, en el análisis e implementación de filtros utilizando el método de síntesis directa, entre otras cosas, comenzando con una breve explicación del funcionamiento de un GIC.

1.1.2. Convertidor Generalizado de Impedancia o GIC

Los convertidores generalizados de impedancia o GICs son circuitos activos diseñados para simular impedancias que cambian con la frecuencia. Se puede observar en la Figura (1) una implementación de un GIC.

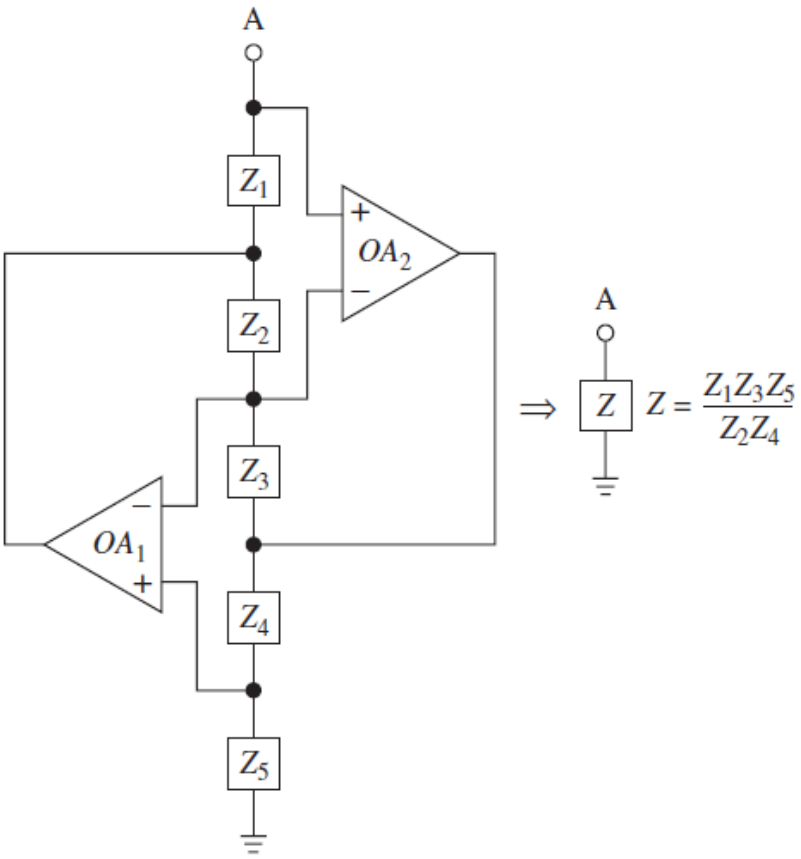


Figura 1: Convertidor generalizado de impedancia puesto a tierra[1].

Estos circuitos están compuestos solamente por resistores, capacitores y amplificadores operacionales, por lo que sobresalen en su uso como emuladores de inductores o capacitores de gran capacidad.

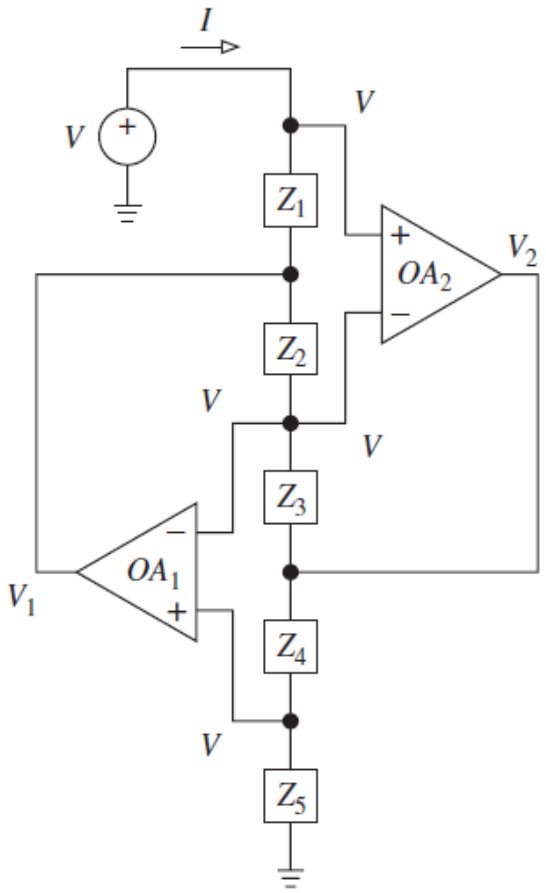


Figura 2: Obtención de la impedancia de entrada del convertidor generalizado de impedancia puesto a tierra[2].

Para obtener la impedancia de entrada del GIC basta solamente calcular la corriente de entrada y utilizar la ley de nodos de Kirchhoff en los nodos de potencial V.

$$\frac{V - V_1}{Z_1} = I \tag{1}$$

$$\frac{V_1 - V}{Z_2} = \frac{V - V_2}{Z_3} \tag{2}$$

$$\frac{V_2 - V}{Z_4} = \frac{V}{Z_5} \tag{3}$$

Utilizando (1), (2) y (3) se llega finalmente a

$$Z_{in} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4} \tag{4}$$

Esto demuestra que un GIC se puede utilizar para emular la impedancia que se desee, eligiendo convenientemente las impedancias $Z_1,\ Z_2,\ Z_3,\ Z_4\ y\ Z_5$ dentro de las limitaciones que este posee.

[1]F. Sergio, Design with operational amplifiers and analog integrated circuits, 4th ed. New York [etc.]: McGraw-Hill, 1988, p. 185.
[2]F. Sergio, Design with operational amplifiers and analog integrated circuits, 4th ed. New York [etc.]: McGraw-Hill, 1988, p. 186.

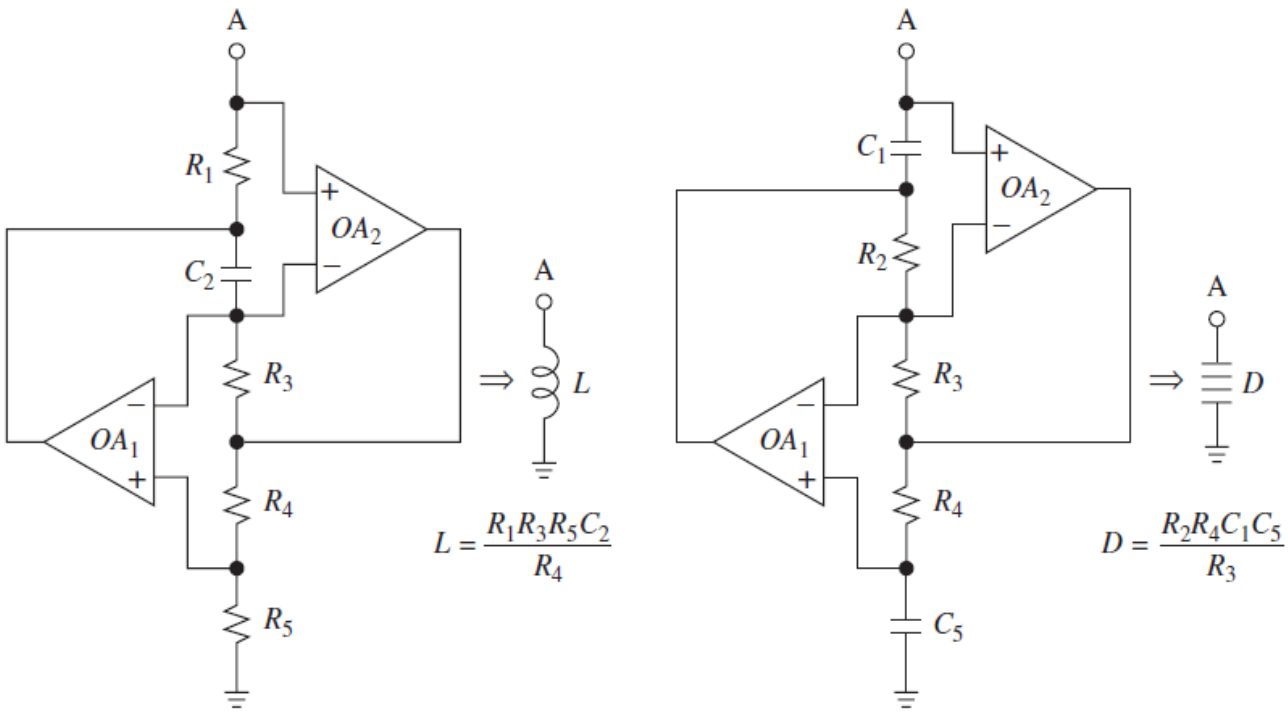


Figura 3: Utilización de GICs para emular una inductancia a la izquierda y realizar un FNDR o elemento D a la derecha[3].

Como se puede observar en la Figura (3), dos implementaciones muy utilizadas son la de un inductor o un FNDR. Sin embargo, estas implementaciones poseen varias limitaciones a la hora de realizar el diseño de un filtro ya que por la naturaleza interna de los amplificadores operacionales, se debe tener en cuenta que debe haber un camino para la continua que pueda ser utilizada para polarizar correctamente los transistores en el interior de los operacionales. En el siguiente circuito se analizará e implementará un filtro activo.

1.2. Análisis del Circuito

En una primera instancia, se puede observar en la Figura (4) como el circuito a analizar consiste de un filtro de primer orden junto a un circuito similar a un convertidor generalizado de impedancia. Si bien la elección de las impedancias del circuito familiar a un GIC sugieren que este se comporta como un inductor y que el filtro será de segundo orden, la realimentación por la resistencia R_8 al potencial de entrada exige un análisis detallado de la función transferencia del circuito. Este será el primer paso a tomar en el análisis del filtro.

1.2.1. Análisis de la Función Transferencia

Para realizar el análisis de la función transferencia se consideran los amplificadores operacionales como ideales.

[3] F. Sergio, Design with operational amplifiers and analog integrated circuits, 4th ed. New York [etc.]: McGraw-Hill, 1988, p. 187.

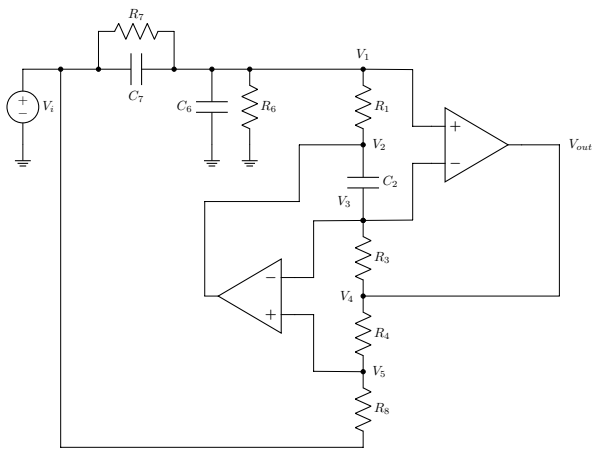
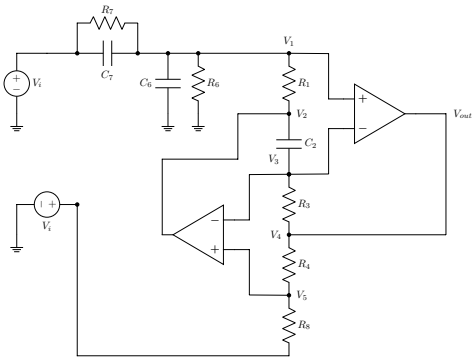
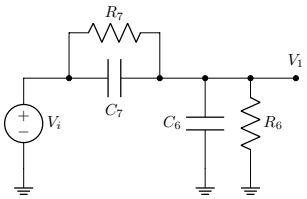


Figura 4: Circuito a analizar redibujado para facilitar la obtención de la función transferencia.

Redibujando adecuadamente el circuito, se puede observar como los operacionales mantienen en sus entradas el mismo potencial. Como paso siguiente, y para utilizar el método de nodos en aquellos que son mantenidos a un mismo potencial, se debe dibujar nuevamente al circuito aplicando el teorema de Thévenin entre los nodos V_1 y tierra. Para esto, se desconecta la realimentación por medio de la resistencia R_8 teniendo en cuenta los efectos que esta producen sobre el circuito.



(a) Circuito redibujado.



(b) Circuito para el análisis de Thévenin

Se puede observar en la Figura (5b) como la tensión de Thévenin será el divisor resistivo entre las impedancias equivalentes Z_6 y Z_7, siendo estas el resultado del paralelo entre R_6 y C_6 y entre R_7 y C_7 respectivamente, mientras que la impedancia de Thévenin será el paralelo entre ambas impedancias equivalentes. Resulta entonces:

$$V_{Th} = V_i \cdot \frac{\left(R_6 // \frac{1}{SC_6}\right)}{\left(R_6 // \frac{1}{SC_6}\right) + \left(R_7 // \frac{1}{SC_7}\right)} \tag{5}$$

$$R_{Th} = \left(R_6 // \frac{1}{SC_6}\right) // \left(R_7 // \frac{1}{SC_7}\right) \tag{6}$$

Finalmente, con las ecuaciones obtenidas habiendo aplicado el teorema de Thévenin, se aplica el método de los nodos en aquellos cuyo potencial se mantiene igual por los operacionales, resultando en:

$$V_1 = V_3 = V_5 = V_A \tag{7}$$

$$\frac{V_{out} - V_A}{R_4} = \frac{V_A - V_i}{R8} \tag{8}$$

$$\frac{V_2 - V_A}{\frac{1}{SC_2}} = \frac{V_A - V_{out}}{R_3} \tag{9}$$

$$\frac{V_i \cdot \frac{\left(R_6//\frac{1}{SC_6}\right)}{\left(R_6//\frac{1}{SC_6}\right)+\left(R_7//\frac{1}{SC_7}\right)} - V_A}{\left(R_6//\frac{1}{SC_6}\right)//\left(R_7//\frac{1}{SC_7}\right)} = \frac{V_A - V_2}{R_1} \tag{10}$$

A partir de (7), (8), (9) y (10) se obtiene:

$$\frac{V_{out}}{V_i} = \frac{S^2C_2R_1R_3R_6R_7(-C_6R_4 + C_7R_8) + SC_2R_1R_3(R_6R_8 - R_4R_7) + R_4R_6R_7}{S^2C_2R_1R_3R_6R_7R_8(C_6 + C_7) + SC_2R_1R_3R_8(R_7 + R_6) + R_4R_6R_7} \tag{11}$$

1.2.2. Análisis de Sensibilidades

El análisis de sensibilidades es una herramienta fundamental a la hora de diseñar no solo filtros, sino cualquier circuito electrónico. Este análisis permite conocer cuánto cambia un parámetro fundamental del circuito, como por ejemplo el factor de calidad, dada una variación en otro de sus parámetros, como por ejemplo una resistencia.

La sensibilidad de un parámetro y respecto a otro parámetro x se calcula como

$$S_x^y = \frac{x}{y}\frac{\partial y}{\partial x} \tag{12}$$

Para el análisis de sensibilidades se remite a la función transferencia obtenida en la Sección (1.2.1) reescrita a continuación.

$$\frac{V_{out}}{V_i} = \frac{\frac{S^2C_2R_1R_3(-C_6R_4+C_7R_8)}{R_4} + S\frac{C_2R_1R_3(R_6R_8-R_4R_7)}{R_4R_6R_7} + 1}{S^2\frac{C_2R_1R_3R_8(C_6+C_7)}{R_4} + S\frac{C_2R_1R_3R_8(R_7+R_6)}{R_4R_6R_7} + 1}$$

Como primer paso, se realiza un análisis de la sensibilidad de la frecuencia de notch ω_z en función de los componentes resistivos y capacitivos del circuito.

Considerando que

$$\omega_z = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_2R_1R_3(C_7R_8-C_6R_4)}{R_4}}} \tag{13}$$

se halla la derivada parcial de ω_z respecto de R_1 como

$$\frac{\partial \omega_z}{\partial R_1} = -\frac{1}{2}\frac{C_2R_3(C_7R_8 - C_6R_4)}{\left(\frac{C_2R_1R_3(C_7R_8-C_6R_4)}{R_4}\right)^{\frac{3}{2}}R_4} \tag{14}$$

siendo finalmente la sensibilidad de la frecuencia de notch respecto de la resistencia R_1

$$S_{R_1}^{\omega_z} = -\frac{1}{2}\frac{C_2R_3(C_7R_8 - C_6R_4)}{\left(\frac{C_2R_1R_3(C_7R_8-C_6R_4)}{R_4}\right)^{\frac{3}{2}}R_4}\frac{R_1}{\sqrt{\frac{C_2R_1R_3(C_7R_8-C_6R_4)}{R_4}}} = -\frac{1}{2} \tag{15}$$

Luego, se realiza el mismo procedimiento con ω_p, Q_p y Q_z siendo estas

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_2R_1R_3R_8C_6C_7}{R_4}}} \tag{16}$$

$$Q_p = \frac{R_4R_6R_7\sqrt{\frac{C_2R_1R_3R_8C_6C_7}{R_4}}}{C_2R_1R_3R_8(R_7 + R_6)} \tag{17}$$

$$Q_z = \frac{R_4R_6R_7\sqrt{\frac{C_2R_1R_3(C_7R_8-C_6R_4)}{R_4}}}{C_2R_1R_3(R_6R_8 - R_4R_7)} \tag{18}$$

De forma análoga se calculó el resto de las sensibilidades de los parámetros más importantes del circuito respecto a los componentes resistivos y capacitivos presentados a continuación.

$S_{R_1}^{\omega_z}$	$S_{C_2}^{\omega_z}$	$S_{R_3}^{\omega_z}$	$S_{R_4}^{\omega_z}$	$S_{R_8}^{\omega_z}$	$S_{R_6}^{\omega_z}$	$S_{C_6}^{\omega_z}$	$S_{R_7}^{\omega_z}$	$S_{C_7}^{\omega_z}$
$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}\frac{C_7R_8}{C_6R_4-C_7R_8}$	$-\frac{1}{2}\frac{C_7R_8}{C_7R_8-C_6R_4}$	0	$\frac{1}{2}\frac{C_6R_4}{C_7R_8-C_6R_4}$	0	$-\frac{1}{2}\frac{R_8C_7}{C_7R_8-C_6R_4}$

Tabla 1: Sensibilidades de la frecuencia de notch respecto a los componentes resistivos y capacitivos del circuito.

$S_{R_1}^{\omega_p}$	$S_{C_2}^{\omega_p}$	$S_{R_3}^{\omega_p}$	$S_{R_4}^{\omega_p}$	$S_{R_8}^{\omega_p}$	$S_{R_6}^{\omega_p}$	$S_{C_6}^{\omega_p}$	$S_{R_7}^{\omega_p}$	$S_{C_7}^{\omega_p}$
$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$

Tabla 2: Sensibilidades de la frecuencia de los polos respecto a los componentes resistivos y capacitivos del circuito.

$S_{R_1}^{Q_z}$	$S_{C_2}^{Q_z}$	$S_{R_3}^{Q_z}$	$S_{R_4}^{Q_z}$	$S_{R_8}^{Q_z}$	$S_{R_6}^{Q_z}$	$S_{C_6}^{Q_z}$	$S_{R_7}^{Q_z}$	$S_{C_7}^{Q_z}$
$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}\frac{R_8(2C_6R_4R_6-C_7R_4R_7-C_7R_6R_8)}{(R_4R_7-R_6R_8)(C_6R_4-C_7R_8)}$	$\frac{1}{2}\frac{R_8(2C_6R_4R_6-C_7R_4R_7-C_7R_6R_8)}{(R_4R_7-R_6R_8)(C_6R_4-C_7R_8)}$	$\frac{R_7R_4}{R_4R_7-R_6R_8}$	$-\frac{1}{2}\frac{C_6R_4}{C_7R_8-C_6R_4}$	$-\frac{R_8R_6}{R_4R_7-R_6R_8}$	$-\frac{1}{2}\frac{C_7R_8}{C_6R_4-C_7R_8}$

Tabla 3: Sensibilidades del factor de calidad de los ceros respecto a los componentes resistivos y capacitivos del circuito.

$S_{R_1}^{Q_p}$	$S_{C_2}^{Q_p}$	$S_{R_3}^{Q_p}$	$S_{R_4}^{Q_p}$	$S_{R_8}^{Q_p}$	$S_{R_6}^{Q_p}$	$S_{C_6}^{Q_p}$	$S_{R_7}^{Q_p}$	$S_{C_7}^{Q_p}$
$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{R_7}{R_7+R_6}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{R_6}{R_7+R_6}$	$\frac{1}{2}$

Tabla 4: Sensibilidades del factor de calidad de los polos respecto a los componentes resistivos y capacitivos del circuito.

En una primera instancia se puede observar como las sensibilidades de R_1, R_3, C_2 resultan ser las mismas para los cuatro parámetros analizados. Esto indica que si se cometiese un error en las frecuencias de corte por la tolerancia de los componentes utilizados, este se podría mitigar calibrando el circuito con cualquiera de los tres susodichos componentes. Como los capacitores variables suelen ser muy caros y de muy poca capacidad, no se tomó en consideración esta opción.

Para continuar con el análisis de sensibilidades, se utilizaron las consideraciones de diseño para el circuito presentadas en la sección 1.2.3. A continuación se presenta una tabla de sensibilidades con estas consideraciones tomadas en cuenta.

$-$	R_1	C_2	R_3	R_4	R_8	R_6	C_6	R_7	C_7
S_z^{ω}	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{3}{4}$	$-\frac{3}{4}$	0	$\frac{1}{4}$	0	$-\frac{3}{4}$
S_p^{ω}	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$
S_z^{Q}	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\uparrow\uparrow$	$\uparrow\uparrow$	$\uparrow\uparrow$	$-\frac{1}{4}$	$\uparrow\uparrow$	$\frac{3}{4}$
S_p^{Q}	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$

Tabla 5: Sensibilidades del circuito teniendo en cuenta las consideraciones de diseño. Doble flecha hacia arriba significa sensibilidad tendiendo a infinito.

Se puede observar en la Tabla (5) como es crucial minimizar las tolerancias de las resistencias R_4, R_8, R_6 y R_7 para no afectar la profundidad del notch.

1.2.3. Elección de Componentes y Diseño

A continuación se hace un breve análisis de la elección de los valores de los componentes y de la funcionalidad de algunos de estos.

Utilizando las consideraciones de diseño del circuito de low-pass notch:

$$R_1 = R_3 = R_4 = R_8 = R \quad ; \quad R_6 = R_7 = 2QR$$

$$C_2 = C \quad ; \quad C_6 = (1 - \frac{1}{k^2})\frac{C}{2} \quad ; \quad C_7 = (1 + \frac{1}{k^2})\frac{C}{2}$$

$$k = \left(\frac{\omega_z}{\omega_p}\right) > 1$$

Se logra obtener la siguiente expresión para el circuito:

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{\left(\frac{S}{\frac{k}{CR}}\right)^2 + 1}{\left(\frac{S}{\frac{1}{CR}}\right)^2 + \frac{SCR}{Q} + 1} \tag{19}$$

Finalmente utilizando las consideraciones de los valores de los componentes:

ω_p	Q	ω_z
13.000 $\frac{rad}{s}$	2	$\sqrt{2} * \omega_p \frac{rad}{s}$

Se logra obtener el valor de k:

$$k = \sqrt{2} \tag{20}$$

Considerando que hay una mayor facilidad de obtener resistencias de distintos valores que capacitores, se logra obtener la relación que vincula el valor de la resistencia R en función de la capacitancia C elegida:

$$R = \frac{\left(\frac{1}{13000}\right) \frac{s}{rad}}{C} \tag{21}$$

Como se desean poseer resistencias pequeñas, ya que el ruido es proporcional a estas, se eligió un valor comercial para la capacitancia C de tal manera que la resistencia R sea del orden de los $10k\Omega$. Además, se utilizó un preset en la resistencia R_1 por razones argumentadas en la sección 1.2.2.

$$C = 15nF \rightarrow R = 5128{,}2\Omega$$

Es así que quedan fijados los valores de todos los componentes del circuito. A continuación se muestra una tabla con los valores que se deben utilizar, los nominales que se utilizaron en la implementación y los reales de dichos componentes.

Componente	Valor Teórico	Implementación	Valor Final	Error
C_2	$15nF$	$15nF$	$15nF$	0 %
C_7	$11{,}25nF$	$10nF//1{,}2nF$	$11{,}2nF$	0,40 %
C_6	$3{,}75nF$	$3{,}3nF//470pF$	$3{,}77nF$	0, 53 %
$R_{1,3,8}$	$5128{,}2\Omega$	$12K\Omega//9K1\Omega$	$5175{,}35\Omega$	0, 92 %
R_4	$5128{,}2\Omega$	$Preset$	$5128{,}2\Omega$	≈ 0 %
$R_{6,7}$	$20512{,}82\Omega$	$330K\Omega//22K\Omega$	20625Ω	0, 55 %

Tabla 6: Valores comerciales finales utilizados.

Con estos valores se graficó el Bode en amplitud y fase del filtro:

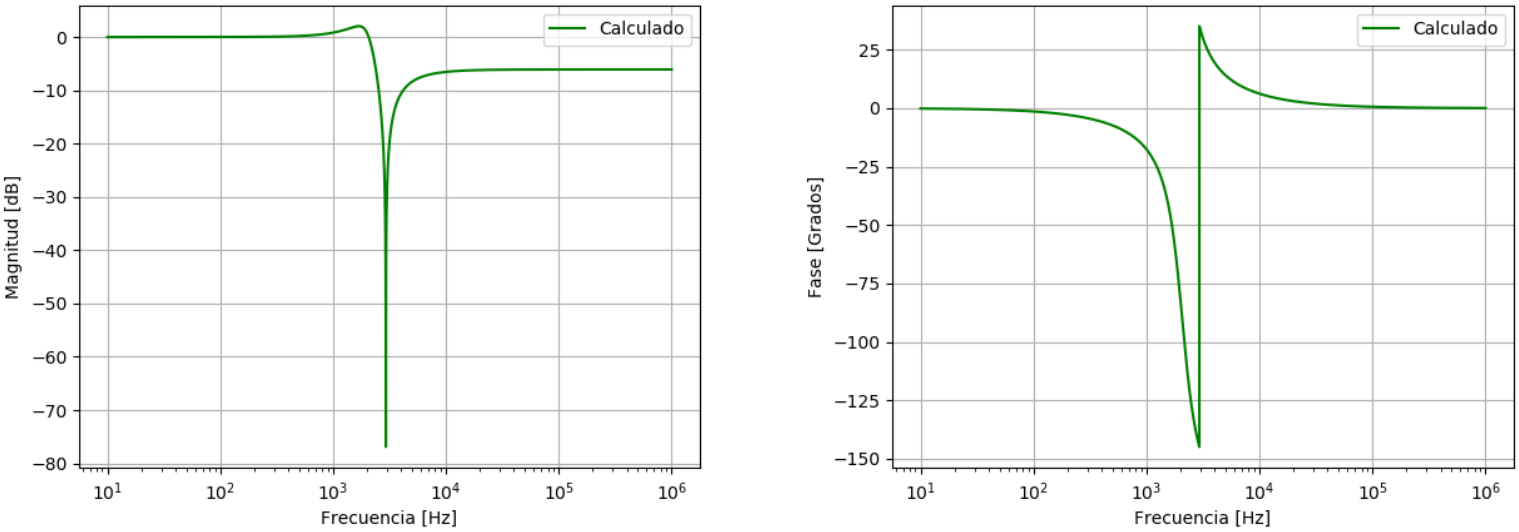


Figura 6: Gráficos de Bode para el filtro con los componentes de valor comercial.

A continuación se presenta una tabla con los valores significantes de la respuesta en frecuencia.

-	ω_z	ω_p	Q	$G_{BandaPasante}$	G_{Notch}	$G_{BandaAtenuante}$
Valor deseado	$2926Hz$	$2069Hz$	2	-	-	-
Valor calculado	$2930Hz$	$2066,3Hz$	2,01	0	$-76{,}91dB$	$-6{,}08dB$
Error	0,135 %	0,131 %	0,546 %	-	-	-

Tabla 7: Valores significantes teóricos de la respuesta en frecuencia calculada.

1.2.4. Análisis de Ceros y Polos

Se realizó un análisis de los ceros y polos de la transferencia ideal calculada tanto con los valores usados en la Tabla (6) como variando las resistencias R_6 y R_8. A continuación se muestran los ceros y polos con los valores de la Tabla (6).

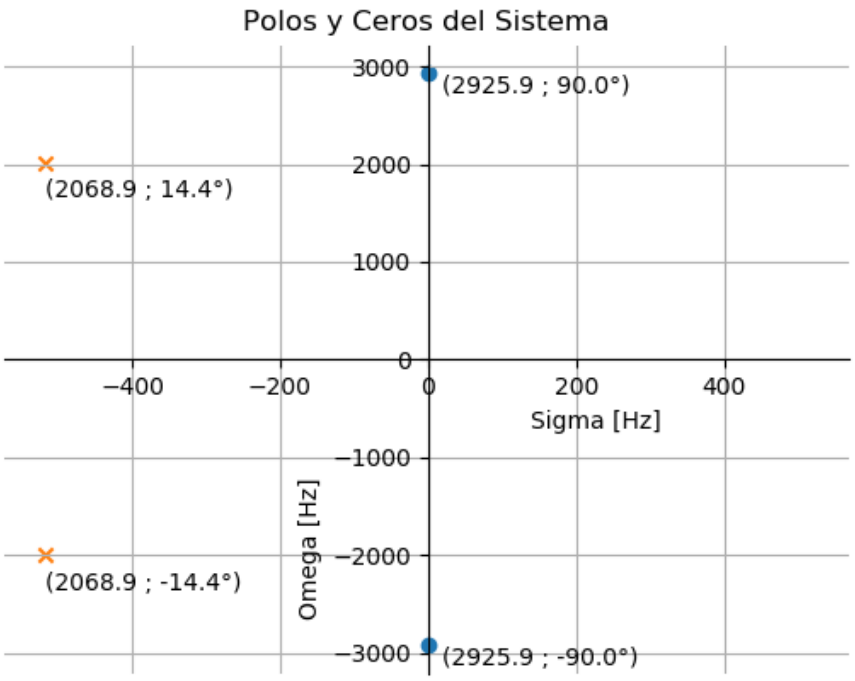


Figura 7: Ceros y polos de la función transferencia ideal del circuito. Módulo y ángulo de cada cero y polo indicado.

Se puede observar como los polos y los ceros de la transferencia no se encuentran sobre una circunferencia de mismo radio, sino que los polos tienen una frecuencia de corte menor que la de los ceros. Esto genera que en el diagrama de Bode se encuentre primero el polo y luego el cero, por lo que la curva asintótica permanece por debajo de la línea del cero para las frecuencias mayores a la frecuencia de notch. Se puede contemplar además como los ceros se sitúan sobre el eje imaginario, por lo que el factor de calidad tiende a infinito y genera un gran sobrepico, atenuando casi totalmente las frecuencias cuyo valor sean igual al módulo de los ceros.

Luego, se procede a realizar un análisis del desplazamiento de los polos dadas variaciones en las resistencias R_6 y R_8. Cabe notar que el color más oscuro corresponde con la posición inicial de los ceros y polos.

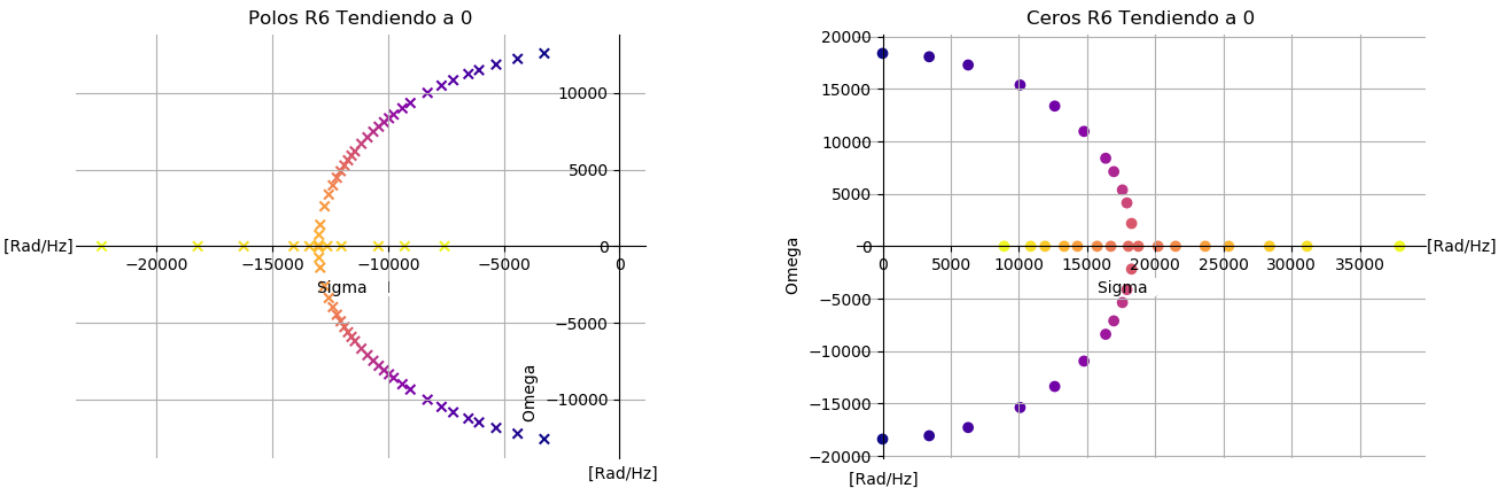


Figura 8: Posición de los ceros y polos de la transferencia cuando R_6 parte de su valor original y tiende a cero.

Observando la transferencia cuando $R_6 \to 0$ resulta en

$$H(s) = -\frac{R_4}{R_8} \tag{22}$$

lo cual se comporta como un amplificador operacional en configuración inversora.

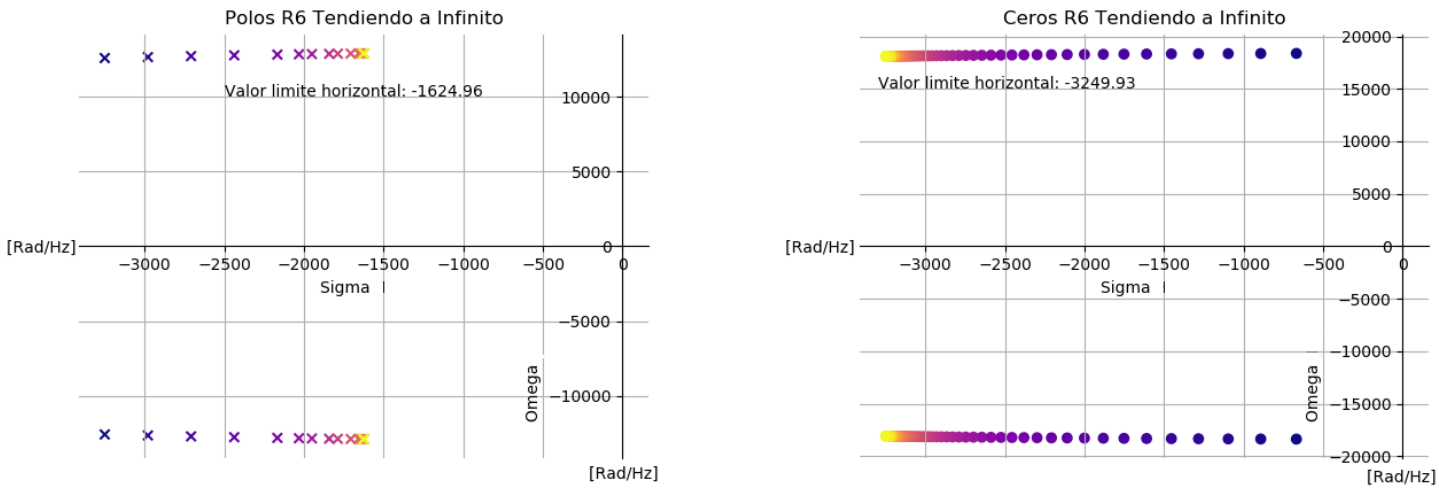


Figura 9: Posición de los ceros y polos de la transferencia cuando R_6 parte de su valor original y tiende a infinito.

Para $R_6 \to \infty$ se tiene que la transferencia resulta

$$H(s) = -\frac{S^2(C_2R_1R_3R_7(C_6R_4 - C_7R_8)) - S(C_2R_1R_3R_8) - R_4R_7}{S^2(C_2R_1R_3R_7R_8(C_6 + C_7)) + S(C_2R_1R_3R_8) + R_4R_7} \tag{23}$$

Se puede observar en las Figuras (8) y (9) que cambios en la resistencia R_6 genera que los ceros y polos no solo se desplacen horizontalmente sino también que estos transicionen de ser complejos conjugados, a estar ubicados en un mismo punto y eventualmente situarse solamente sobre el eje real, apartándose el uno del otro. Además, es observable como si R_6 aumenta de su valor original, disminuirá el sobrepico de los ceros y aumentará el sobrepico de los polos. Si R_6 tiende a cero, se contempla como baja el factor de calidad de tanto los ceros como los polos, por lo que el filtro pierde su naturaleza de notch y pasa a asemejarse más a la curva asintótica de la transferencia. Esto también puede verse en (22). Con este análisis se puede llegar a la conclusión que la resistencia R_6 regula el factor de calidad del circuito.

A continuación se analiza el desplazamiento de los polos variando la resistencia R_8.

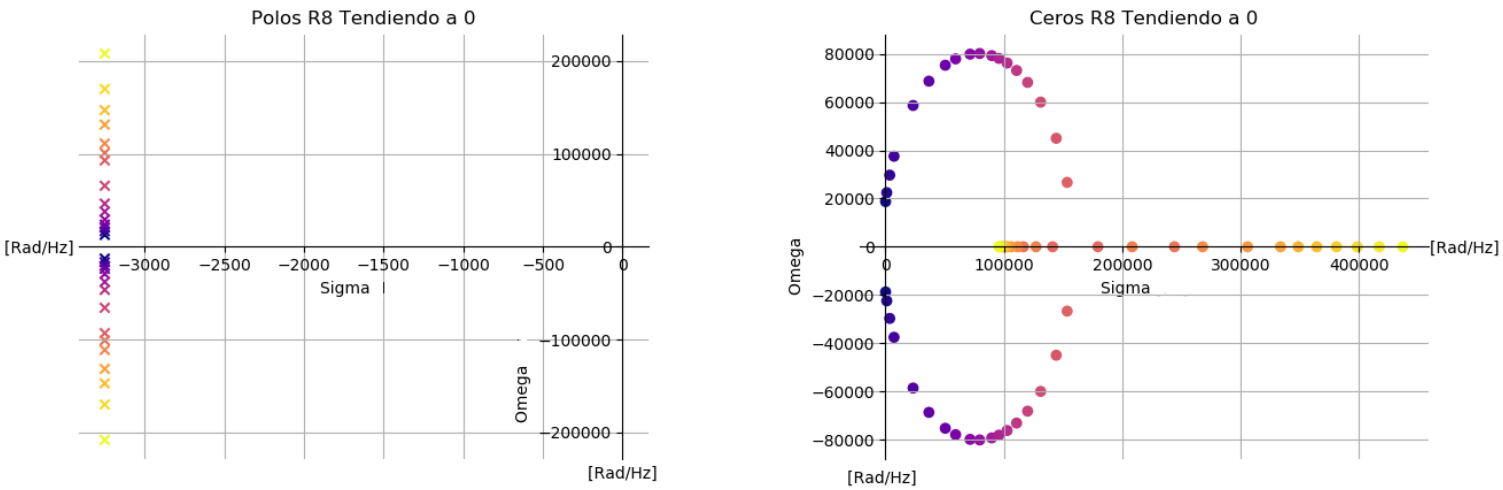


Figura 10: Posición de los ceros y polos de la transferencia cuando R_8 parte de su valor original y tiende a cero.

Quedando la función transferencia como

$$H(S) = -\frac{S^2(C_2C_6R_1R_3R_6) + S(C_2R_1R_3) - R_6}{R_6} \tag{24}$$

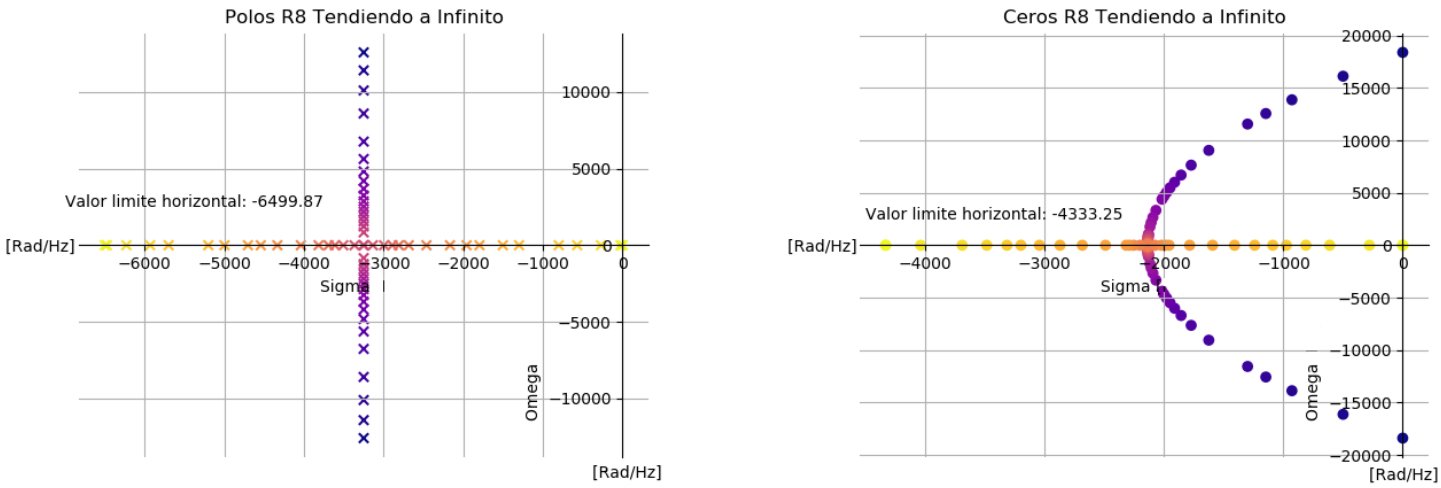


Figura 11: Posición de los ceros y polos de la transferencia cuando R_8 parte de su valor original y tiende a infinito.

Resultando en la función transferencia

$$H(S) = \frac{R_6C_7R_7S + R_6}{S(R_6R_7(C_6 + C_7)) + R_6 + R_7} \tag{25}$$

Se contempla en las Figuras (10) y (11) como pequeñas variaciones en la resistencia R_8 logra generar corrimientos en la frecuencia de notch del circuito, manteniendo aproximadamente su forma. Si las variaciones son muy extremas, se pierde la condición de notch ya que varía el factor de calidad del circuito. Además, se puede observar en (24) como el sistema se vuelve inestable si R_8 tiende a cero ya que la tranferencia tendrá un polo doble en el infinito. Si la resistencia R_8 tiende a infinito, el sistema se convierte en un pasa altos o pasa bajos dependiendo los valores de los componentes.

Se puede concluir que la resistencia R_8 regula tanto la frecuencia de notch como el factor de calidad de los ceros. Si la resistencia es muy baja, el sistema se torna inestable.

1.2.5. Elección de los Amplificadores Operacionales

Al momento de elegir el operacional a utilizar, se tuvo un claro objetivo: mantener las especificaciones del filtro fieles a lo calculado en el mayor rango de frecuencias posible. Es por esto que uno de los principales parámetros a estudiar en la selección del opamp fue el ancho de banda. Cuanto mayor sea este, más fidedigna será la transferencia en las altas frecuencias, ya que los polos del dispositivo estarán ubicados en mayores frecuencias cuanto más alto sea el ancho de banda.

Otro parámetro importante fueron aquellos que permiten lograr obtener una señal de salida con una baja distorsión armónica. En otras palabras, se buscó no deformar alinealmente a la señal de entrada introduciendo armónicos en esta. Para ello, se consideró la utilización de un amplificador operacional con un alto slew rate.

Finalmente se optó por utilizar el integrado TL-082 el cual posee dos amplificadores operacionales dentro. Se decidieron utilizar estos operacionales ya que poseen un slew rate alto ($13\frac{V}{\mu s}$ valor típico) en comparación a otros operacionales, un ancho de banda grande ($3MHz$ valor típico para ganancia unitaria) y además posee transistores de tecnología J-FET a la entrada del dispositivo, por lo que tanto la corriente de bias como la tensión de offset son más bajos que otro operacional con tecnología BJT a la entrada.

1.3. Simulación del Circuito

Se realizó la simulación del circuito utilizando el software *LTSpiceXVII*.

1.3.1. Simulación de la Transferencia

Se procedió a realizar la simulación del circuito con los valores obtenidos mediante los paralelos en la Tabla (6). La primera simulación que se observó fue la respuesta en frecuencia.

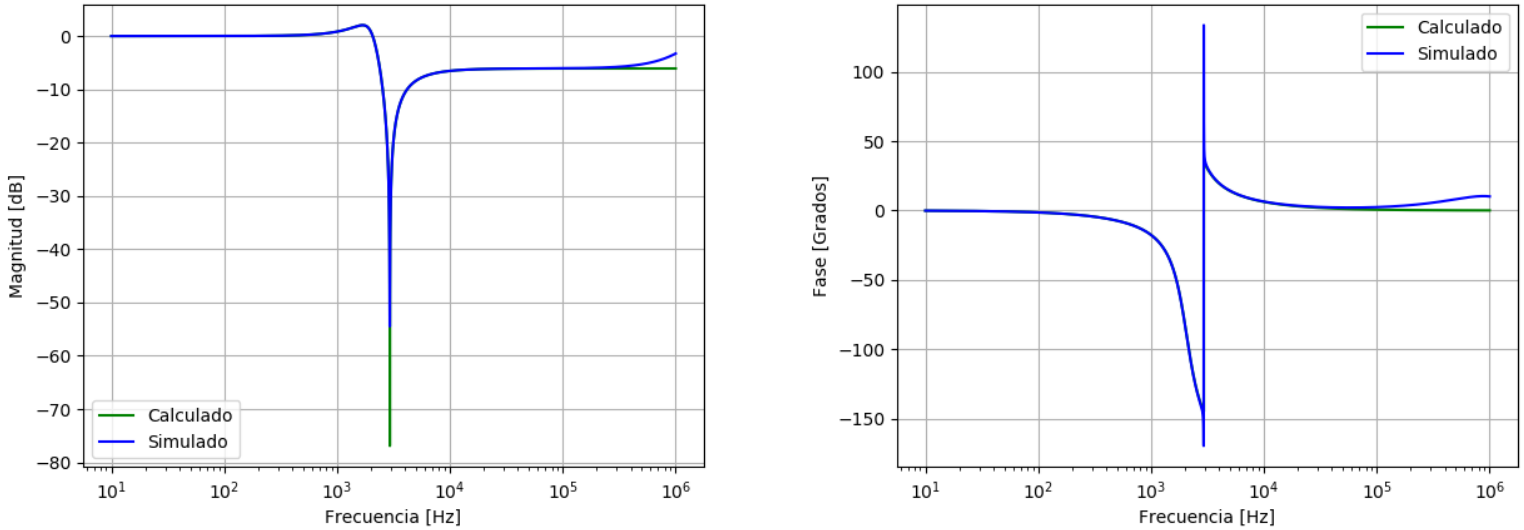


Figura 12: Comparación entre los gráficos de bode simulados y calculados teóricamente.

Utilizando el operacional elegido en la sección 1.2.3, se observa una respuesta en frecuencia muy similar a la calculada anteriormente, exceptuando dos puntos de interes.

La ganancia en la frecuencia de notch es mucho menor a la calculada. Esto se debe solamente a la cantidad de puntos utilizada para realizar la simulación ya que el entorno de esta se encuentra todavía muy alejado de lo real, despreciando resistencias, capacitancias e inductancias parásitas.

Respecto a las altas frecuencias, se puede observar una discrepancia entre lo calculado y lo teórico. Esta diferencia es mucho más grande tendiendo a las frecuencias cercanas a los $10MHz$. A continuación se grafica el Bode en fase y magnitud entre las frecuencias de los $100KHz$ y los $100MHz$.

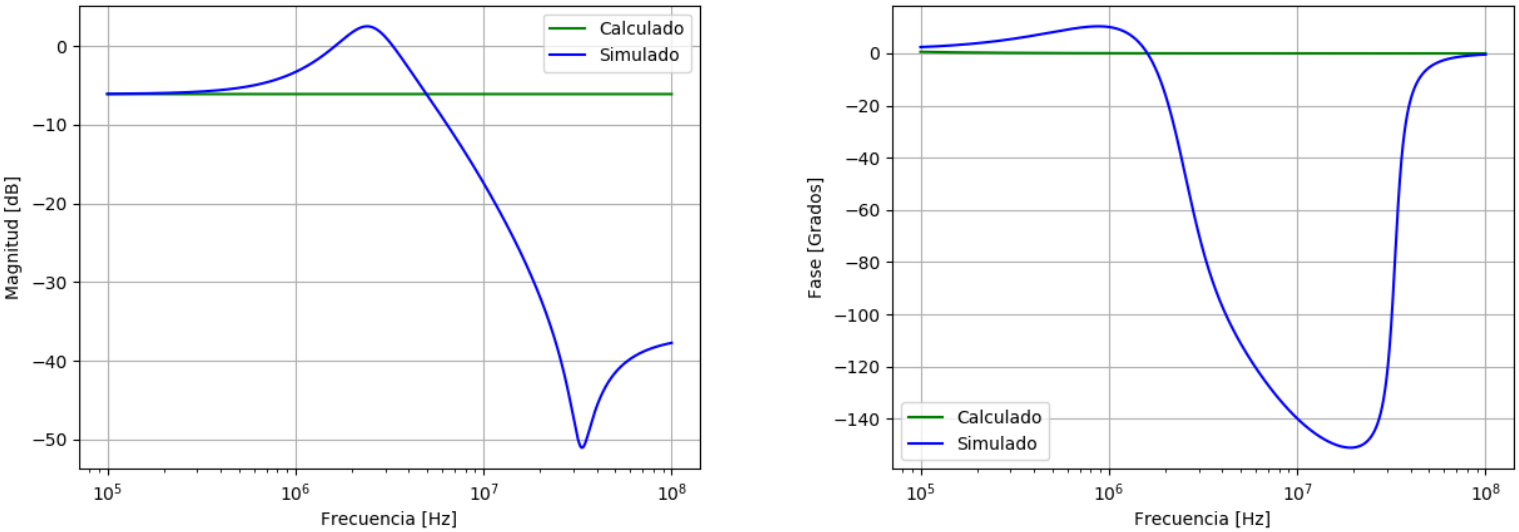


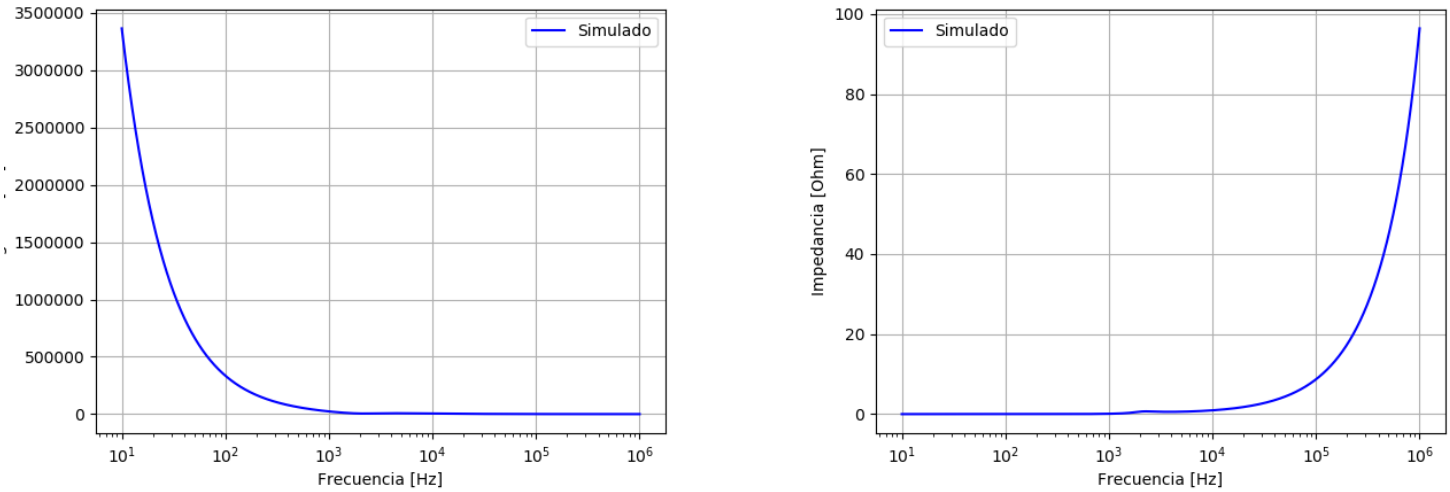
Figura 13: Comparación entre los gráficos de bode simulados y calculados teóricamente para las frecuencias mayores a $100KHz$.

Si bien el operacional elegido posee un gran ancho de banda para mitigar lo más posible estos problemas a las altas

frecuencias, como justificado en la Sección (1.2.3), se puede observar que los cálculos realizados con el modelo ideal del operacional poseen una gran diferencia respecto a la simulación, la cual tiene en cuenta los varios polos que posee este dispositivo. Debido a esto, se tendrá en cuenta en la Sección (1.4.2) las limitaciones del filtro.

1.3.2. Simulación de la Impedancia de Entrada y Salida

Se observó luego la impedancia de entrada y salida del circuito.



(a) Módulo de la impedancia de entrada.

(b) Módulo de la impedancia de salida.

Figura 14: Simulación de la impedancia de entrada y salida del circuito.

Se puede ver como la impedancia de entrada tiende a un valor nulo cuanto más alta la frecuencia. Esto era esperable ya que a la entrada se encuentran dos capacitores cuyo camino a través de ellos lleva a tierra, tornando despreciable a aquellas impedancias que se encuentren en paralelo a estos a las altas frecuencias. Esto puede llegar a traer varios problemas a la hora de realizar las mediciones del filtro una vez implementado, ya que a altas frecuencias la impedancia de entrada del circuito se hará comparable con la del generador, por lo que se debe tomar un especial cuidado en esta etapa del análisis.

La impedancia de salida puede observarse como se mantiene casi siempre por debajo de los 100Ω. Esto también era un resultado esperable ya que la salida del circuito se encuentra conectado a la salida del primer operacional el cual posee una impedancia de salida muy baja.

Cabe notar que si bien la impedancia de entrada parece anularse para frecuencias mayores a $1Khz$, la impedancia se mantiene en el orden de los $K\Omega$ hasta casi llegar a los $100KHz$. A los $10KHz$ su valor es de $5{,}027K\Omega$ mientras que su valor a los $100KHz$ es de 563Ω. A partir de los $\approx 700KHz$ su valor se mantiene por debajo de los 100Ω.

1.3.3. Simulación Montecarlo

Se utilizó la simulación Montecarlo para observar la dispersión de la respuesta en frecuencia causada por las tolerancias de los componentes. Se utilizó una tolerancia del 5 % para todos los resistores excepto 1 % para las resistencias de 9k1. Para los capacitores se utilizó una tolerancia del 10 %.

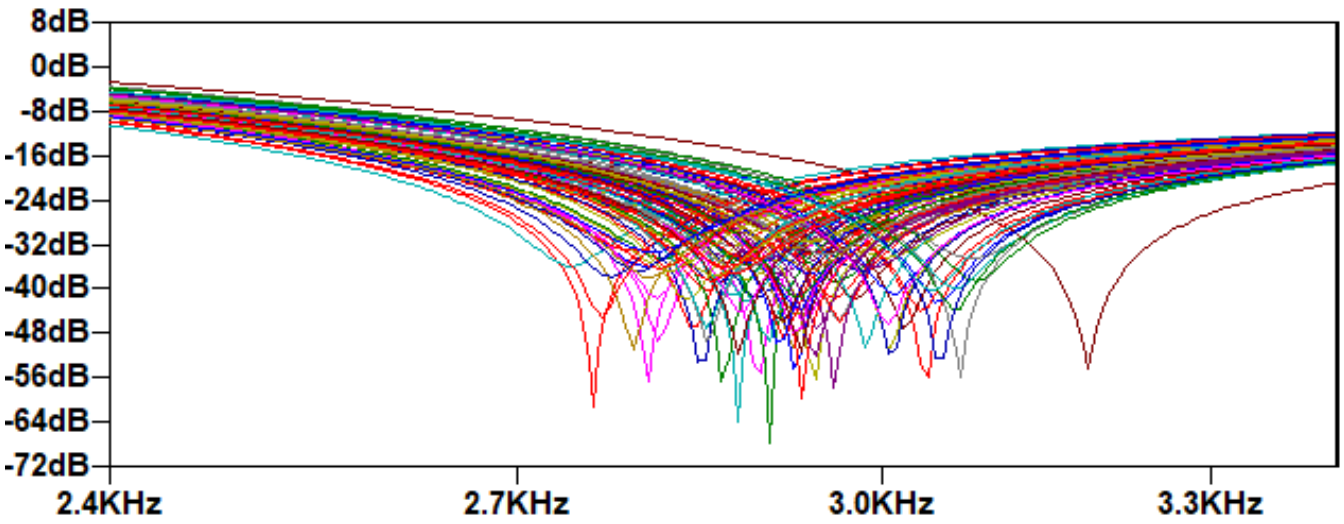


Figura 15: Simulación de Montecarlo.

Se puede observar una gran dispersión en la frecuencia de notch de más de $300Hz$.

1.4. Implementación del Circuito

Se implementó el circuito de dos maneras distintas para continuar con la investigación acerca de las sensibilidades calculadas y mejorar el aprendizaje de esta herramienta. Se siguieron las consideraciones y el análisis realizado en la Sección 1.2.3 excepto por el preset utilizado en la resistencia R_1. En su lugar, se utilizó el mismo paralelo de dos resistencias que para las resistencias de mismo valor. Se decidió utilizar una placa 5x5, resistores al 1 % y 5 % y capacitores de film al 10 %. También se optó por utilizar dos capacitores de desacople de tecnología SMD con un valor de $100nF$ colocados lo más próximo al operacional como posible. Una vez que se calcule la respuesta en frecuencia del circuito, se colocará el preset en la resistencia R_1 y se contrastará el error cometido debido a las tolerancias con el error cometido luego de la calibración, el cual se espera que sea lo más cercano a cero.

1.4.1. Mediciones del Circuito y Análisis de Error

En una primera instancia se midió la respuesta en frecuencia del filtro sin el preset en R_1. Se presenta a continuación.

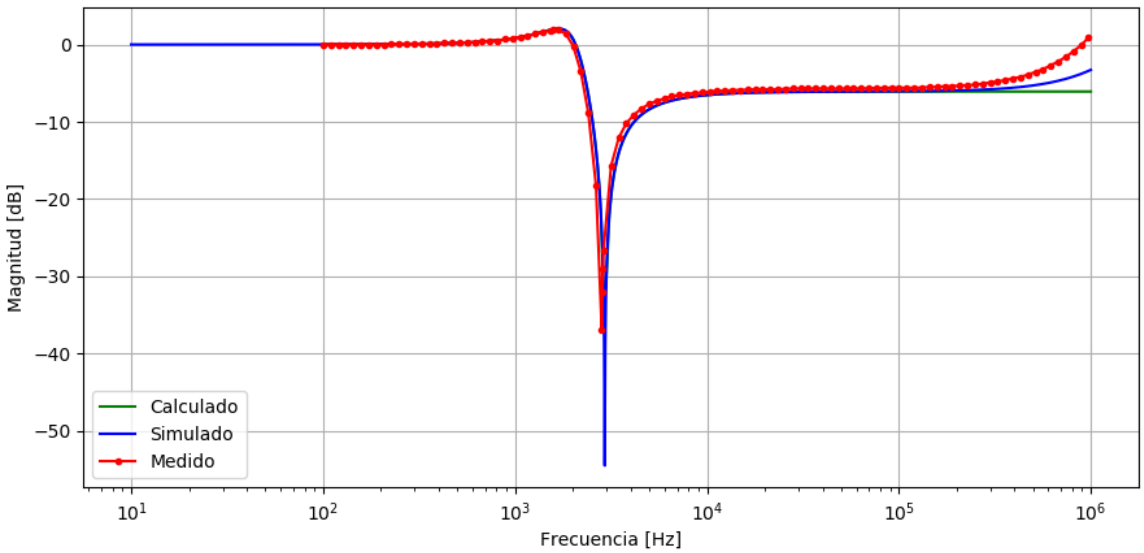


Figura 16: Diagrama de Bode en módulo medida, simulada y calculada del filtro sin preset.

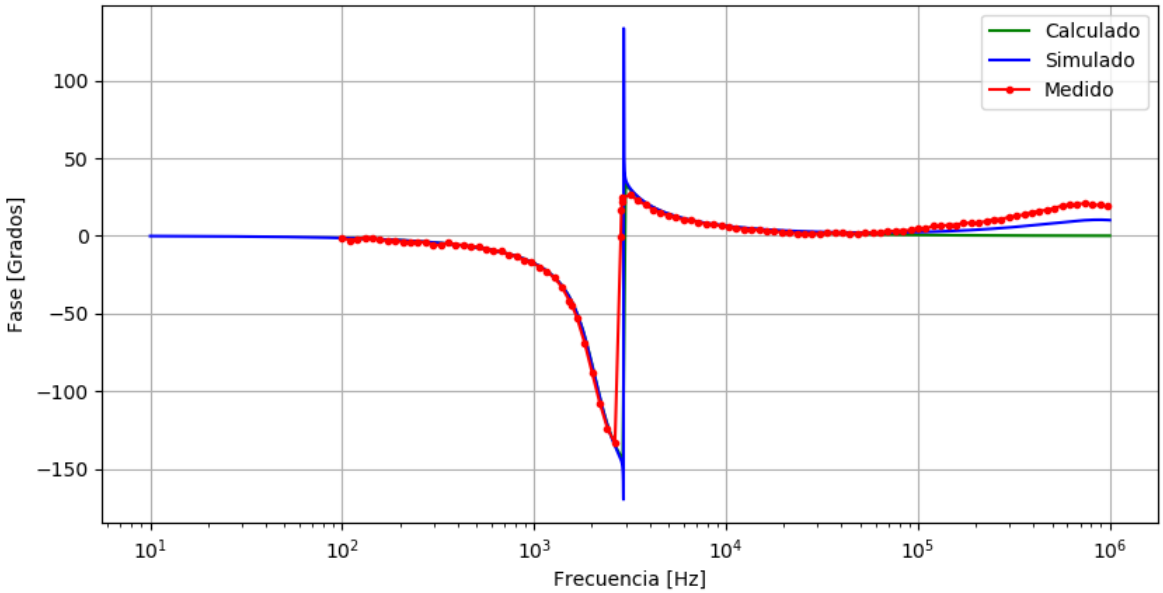


Figura 17: Diagrama de Bode en fase medida, simulada y calculada del filtro sin preset.

Se presenta también una tabla con los valores más significantes de la medición contrastándola con los valores deseados del filtro.

-	ω_z	$G_{BandaPasante}$	G_{Notch}	$G_{BandaAtenuante}$
Valor deseado	$2926Hz$	-	-	-
Valor medido	$2830Hz$	$0dB$	$-36{,}927dB$	$-6{,}12dB$
Error	$3{,}281\,\%$	-	-	-

Tabla 8: Valores significantes teóricos de la respuesta en frecuencia medida sin preset.

Se puede observar que la implementación del filtro low pass notch se apegó a los cálculos y simulaciones realizadas en casi todas las zonas. Las dos áreas donde la discrepancia es mayor es alrededor de la frecuencia de notch y para frecuencias mayores que $1MHz$.

El error de la frecuencia de notch se encuentra dentro de la dispersión simulada en la sección 1.3.3 y era esperable con la tecnología de los componentes utilizados y sin una opción de calibración.

Para las altas frecuencias mucho mayores a la frecuencia de notch, se observa como el sobrepico alrededor de $1Mhz$ es mucho mayor en la respuesta medida que en la simulada. Se presume que esta diferencia se debe al muy bajo valor al que tiende la impedancia de entrada del circuito para frecuencias elevadas. Esto genera que haya una pérdida de información provista por el generador de tensión conectado a la entrada, ya que la impedancia de este se vuelve considerable frente a la impedancia de entrada del filtro. Cabe notar que cuando se menciona a un generador de tensión se refiere a cualquier fuente de información que pueda estar conectado a la entrada del circuito y la impedancia de este sería su impedancia de salida, la cual es vista por el filtro.

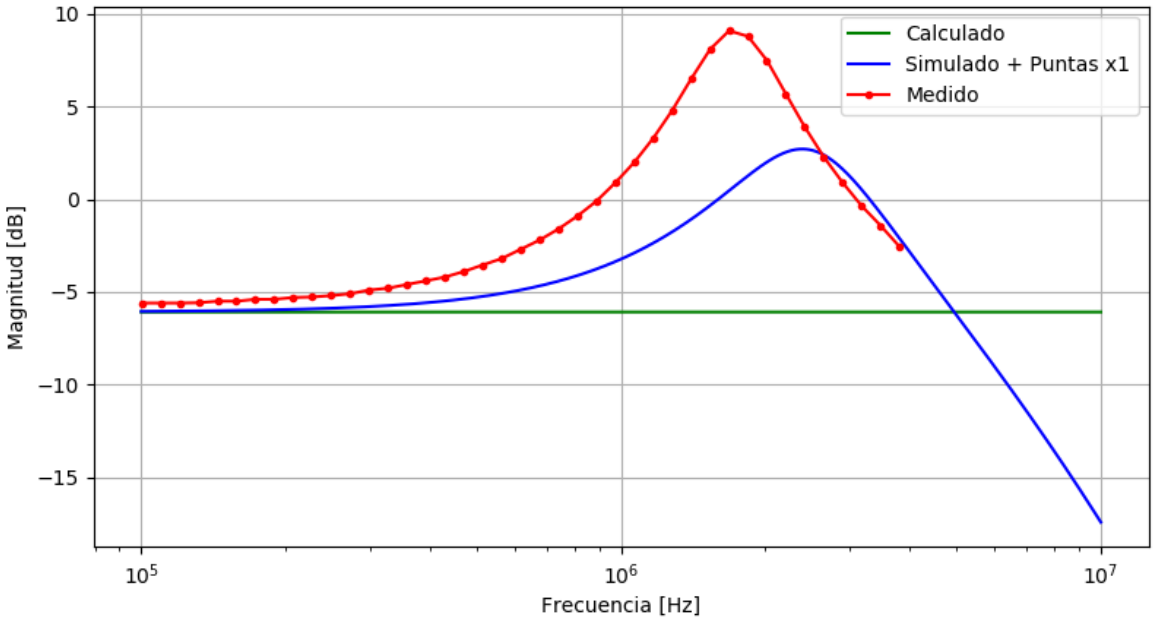


Figura 18: Diagrama de Bode en fase medida, simulada y calculada del filtro sin preset para altas frecuencias y con puntas x1.

Se descartó la posibilidad de que esta anomalía sea a causa de las puntas del osciloscopio ya que cuando estas fueron agregadas a la simulación el sobrepico del cual se habla aumentó en casi $1dB$, mientras que entre la respuesta medida y simulada se encuentra una diferencia de $\approx 8dB$ como puede observarse en la Figura (16).

A continuación se grafica nuevamente el bode en amplitud medido haciendo un enfoque en la frecuencia de notch.

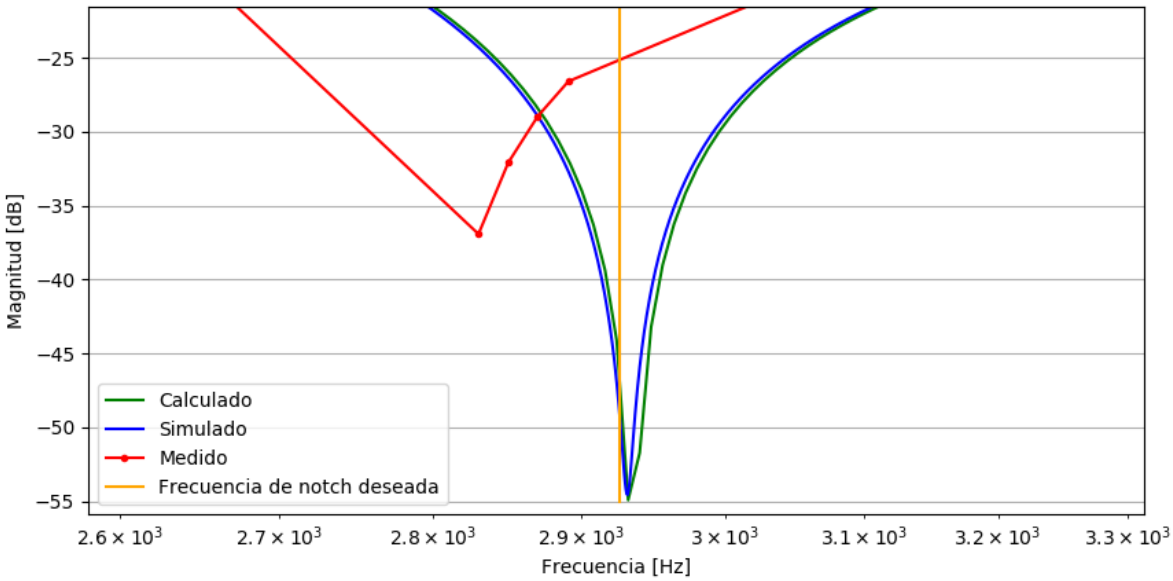


Figura 19: Diagrama de Bode en amplitud medido, simulado y calculado del filtro sin preset con un enfoque en la frecuencia de notch.

Posteriormente, se decidió colocar el preset en la resistencia R_1, calibrar el filtro y realizar nuevamente la medición de los gráficos de Bode. En las Figuras (16) y (21) se pueden observar los gráficos de Bode obtenidos luego de la calibración. En la Figura (22) se hace un enfoque en la frecuencia de notch donde se puede observar que el error cometido es muy bajo.

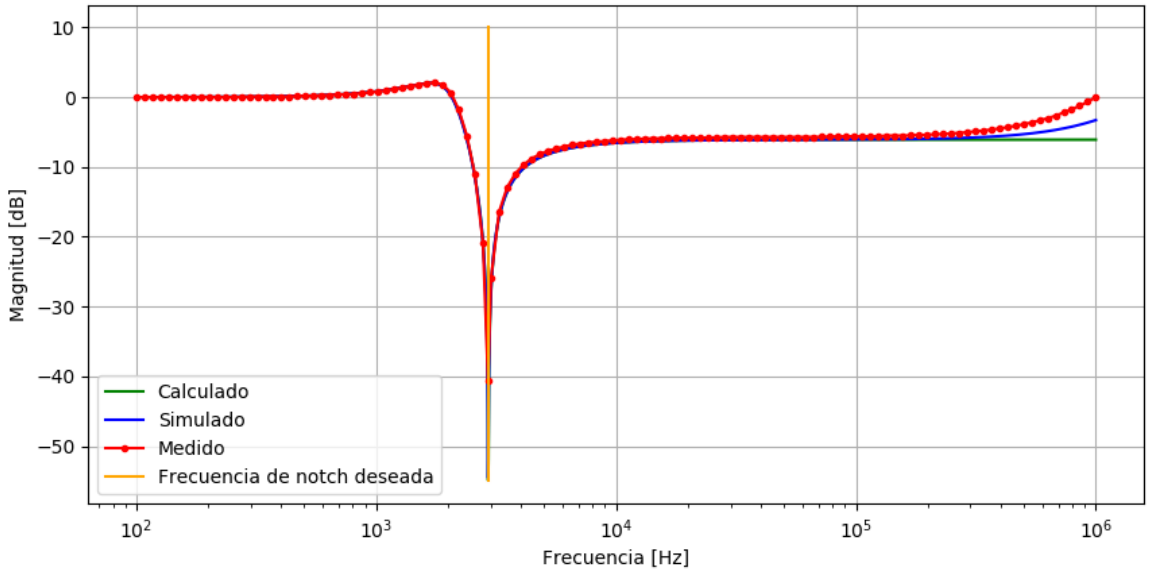


Figura 20: Diagrama de Bode en módulo medida, simulada y calculada del filtro con preset calibrado.

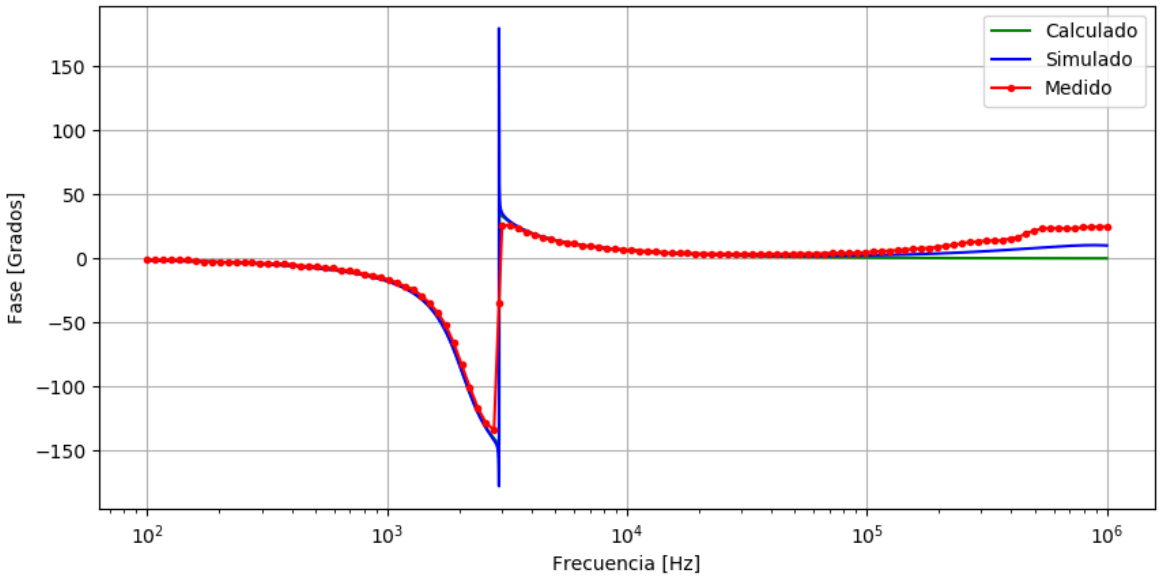


Figura 21: Diagrama de Bode en fase medida, simulada y calculada del filtro con preset calibrado.

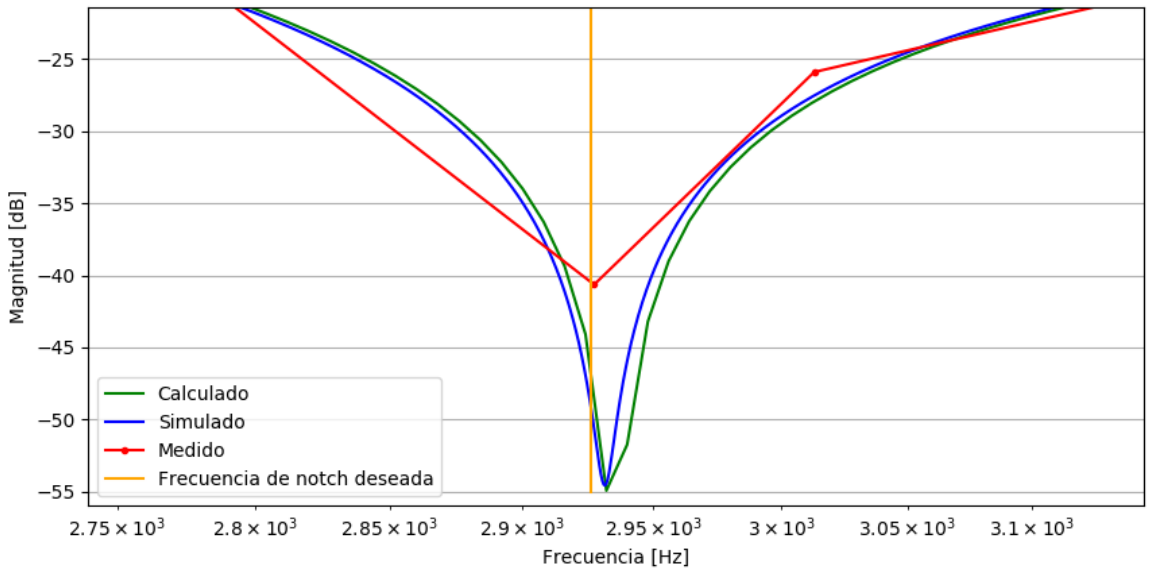


Figura 22: Diagrama de Bode en módulo medida, simulada y calculada del filtro con preset calibrado con un enfoque en la frecuencia de notch.

Se puede observar como la frecuencia de notch ha sido desplazada correctamente hacia aquella deseada mediante el uso del preset sin cambios notorios en la selectividad del circuito. Los valores más significantes de la respuesta en frecuencia son presentados a continuación en la Tabla (9).

-	ω_z	$G_{BandaPasante}$	G_{Notch}	$G_{BandaAtenuante}$
Valor deseado	$2926Hz$	-	-	-
Valor medido	$2927{,}2Hz$	$0dB$	$-40{,}584dB$	$-6{,}05dB$
Error	$0{,}00041\,\%$	-	-	-

Tabla 9: Valores significantes teóricos de la respuesta en frecuencia medida sin preset.

A continuación se midió la impedancia de entrada y de salida del filtro.

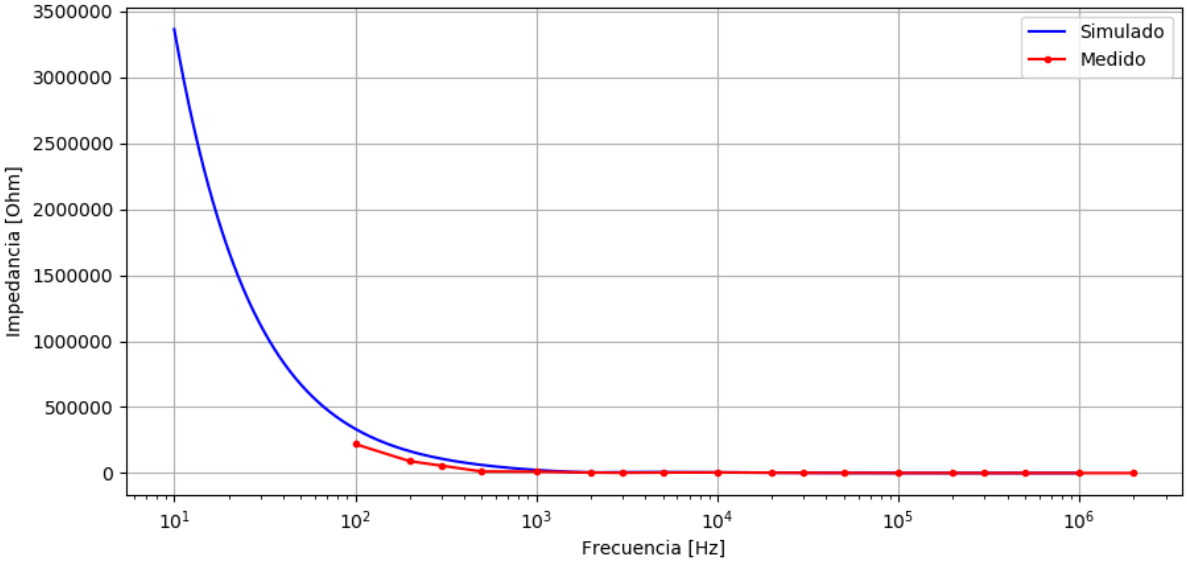


Figura 23: Módulo de la impedancia de entrada medida y simulada.

Se puede observar como la curva medida de impedancia de entrada logra apegarse bien a la simulada, sin embargo solamente se logró medir para frecuencias mayores a los 100Hz ya que por debajo de esta frecuencia la medición presentaba muchas dificultades tanto mediante el uso de un osciloscopio, por la rápida variación de los órdenes de magnitud de la impedancia a medir con pequeños incrementos de la frecuencia, como con el analizador de impedancias.

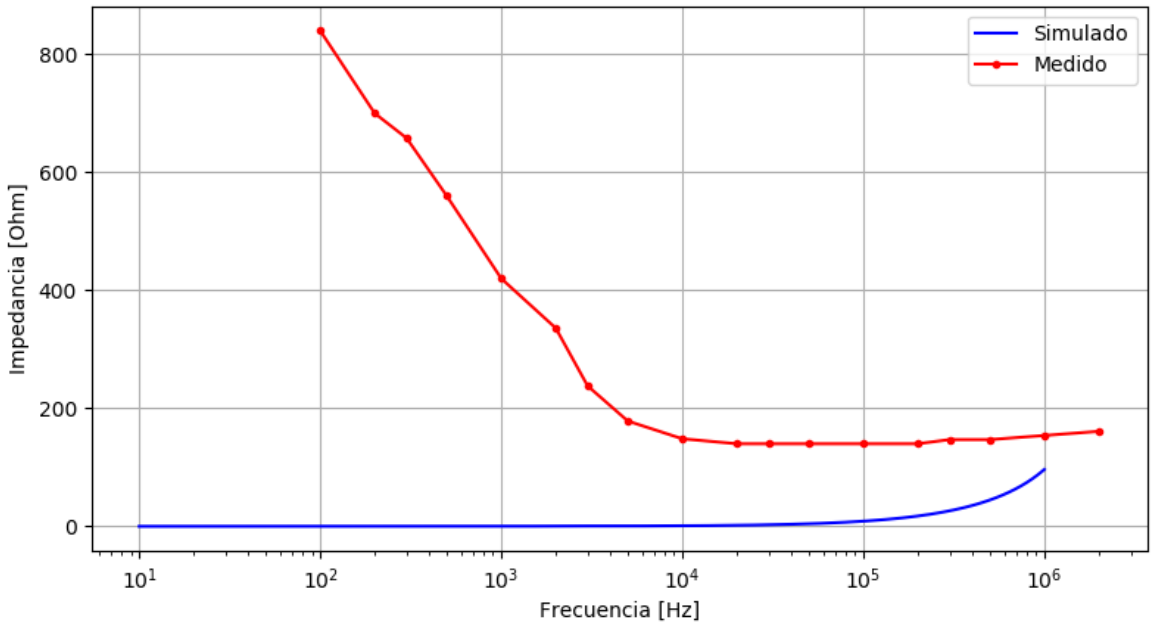


Figura 24: Módulo de la impedancia de salida medida y simulada.

Se logró obtener una medición de la impedancia de salida a pesar de las dificultades de medir esta pero cabe notar que esta es solamente un estimado y no debe ser tomada punto por punto. Se comprobó que en términos generales la impedancia de salida del circuito es muy baja.

A continuación se procederá a analizar las limitaciones del filtro implementado.

1.4.2. Limitaciones del Circuito

Se ha recopilado, de la hoja de datos del TL-082, los parámetros utilizados en el análisis de las limitacionnes del circuito.

$V_{CC_{max}}$	$V_{in_{max}}$	$BW_{unitgain}$	$V_{in_{max}}$ dada V_{CC}	Slew Rate (SR)
$\pm 18V$	$\pm 15V$	$3MHz$	$\approx V_{CC} - 1{,}5V$	$13\frac{V}{\mu s}$

Tabla 10: Datos recopilados de la hoja de datos del TL-082.

Observando la tabla se puede corroborar que la tensión de alimentación no debe sobrepasar los $18V$, mientras que la de entrada no debe sobrepasar los $15V$. Para el análisis de las limitaciones del circuito, sin embargo, se utilizarán $\pm 15V$ de alimentación, valor recomendado por el fabricante. Luego, teniendo en cuenta que la ganancia máxima del circuito es de $\approx 2dB$, se tiene que

$$V_{in_{max}} = \frac{V_{CC} - 1{,}5V}{G_{max}} = \frac{13{,}5V}{1{,}26} = 10{,}72V \tag{26}$$

Sin embargo, también se debe de tener en cuenta el slew rate en el análisis de la tensión de entrada máxima.

$$SR = Max\left(\frac{\partial(G \cdot A \cdot \sin(\omega t))}{\partial t}\right) = V_{in} \cdot \omega \cdot G \tag{27}$$

Primero se analiza la tensión máxima de entrada en la frecuencia de sobrepico ya que esta posee la ganancia más alta.

$$V_{in_{max}} = \frac{SR}{G_{max} \cdot \omega} = \frac{1{,}64 \cdot 10^6 \frac{V}{s}}{1686Hz} = 972{,}71 \tag{28}$$

Luego se analiza la tensión máxima de entrada para las frecuencias altas.

$$V_{in_{max}} = \frac{SR}{G_{BandaAtenuante} \cdot \omega} = \frac{2{,}01 \cdot 10^6 \frac{V}{s}}{f} \tag{29}$$

Por lo que se graficó la tensión máxima de entrada final en función de la frecuencia tomando en consideración los cálculos previos.

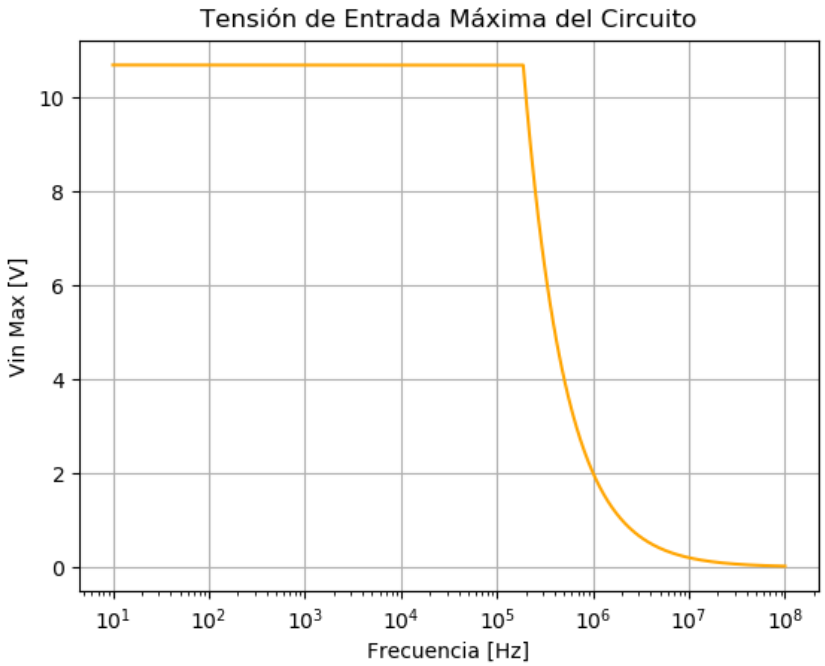


Figura 25: Tensión de entrada máxima del circuito en función de la frecuencia teniendo en cuenta distorsiones alineales causadas por el operacional.

Luego, el rango de frecuencias en que el circuito opera correctamente estará limitado en su mayoría por dos cosas. La primera es la deformación de la respuesta en frecuencia producida por los polos del amplificador operacional, la cual genera que la ganancia en la banda atenuante del filtro tenga un desvío de $3dB$ al rededor de los $800KHz$. La segunda limitación del rango de frecuencias de correcta operación se debe a la baja impedancia de entrada que ofrece el circuito cuanto más alta es la frecuencia. Esto genera, como ya discutido en la sección 1.4.1 una pérdida de información por parte del generador de tensión a la entrada. Cuanto más alta es la frecuencia menor es la impedancia de salida que se requiere en el generador de tensión conectado a la entrada del circuito para que haya una completa transferencia de información. Esta anomalía se comenzaba a hacer más evidente a partir de los $700Khz$. Estas dos cuestiones limitan el rango de frecuencias del circuito por debajo de $\approx 700kHz$.

2. Introducción a diseño de filtros.

2.1. Introducción.

El **Gyrator** es un componente electrónico inicialmente propuesto como el quinto componente lineal y pasivo luego del resistor, capacitor, inductor y transformador ideal. Fue propuesto en 1948 por Bernard D. H. Tellegen. El componente acopla la corriente en un puerto con la tensión en el otro y viceversa, siendo caracterizado por un cuadripolo con parametros impedancia:

$$Z = \begin{pmatrix} 0 & -R \\ R & 0 \end{pmatrix}$$

Donde R es la resistencia interna del Gyrator. Es de utilidad recordar que la relación entrada-salida de los parametros impedancia es la siguiente:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -R \\ R & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \tag{30}$$

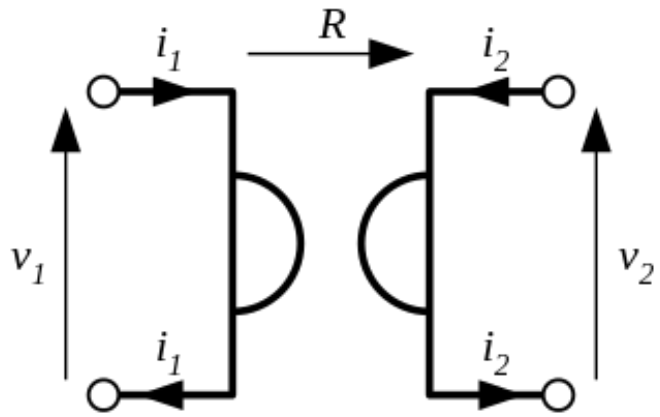


Figura 26: Símbolo eléctrico del Gyrator.

En la realidad el gyrator es implementado utilizando amplificadores operacionales. Uno de los usos mas populares es para la inversión de impedancias, permitiendo simular un inductor utilizando otros componentes (capacitores y resistencias). La configuración generalmente utilizada es la siguiente:

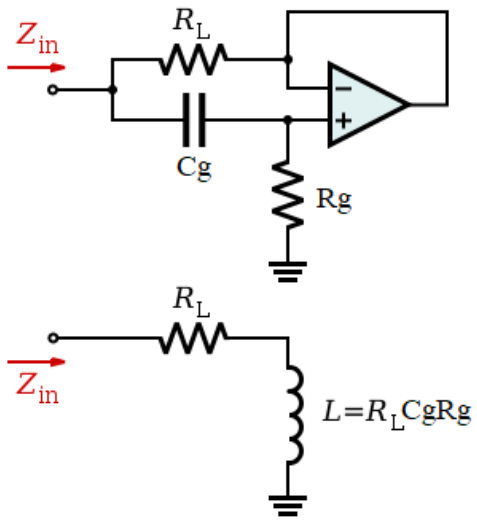


Figura 27: Equivalente del circuito Gyrator.

2.2. Cálculo analítico.

Utilizando el circuito de la figura (27) se plantearon las siguientes ecuaciones:

$$V_{Out} = V^- \tag{31}$$

$$V_{Out} = A(s) \cdot (V^+ - V^-) \tag{32}$$

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega'}} \tag{33}$$

$$I_{In} = \frac{V_{In} - V^-}{R_L} + \frac{V^+}{R_g} \tag{34}$$

$$V^+ = V_{In} \cdot \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{sC_g}} \tag{35}$$

primero observaremos que utilizando (31) y (32) se llega a que:

$$V^- = V^+ \cdot \frac{A(s)}{A(s)+1} = V^+ \cdot \frac{A_0}{A_0 + 1 + \frac{s}{\omega'}} \approx V^+ \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{GBP}} \tag{36}$$

donde GBP es un parámetro propio del operacional y suele ser del orden de los MHz. Por lo tanto, este término es despreciable siempre que el rango de frecuencias en los cuales se trabaje sea menor a 50kHz (la elección de este valor de frecuencia será detallado en las siguientes páginas) , teniendo en cuenta esa aproximación se pueden llegar a las siguientes expresiones:

$$H(s) = \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{sC_g}} \tag{37}$$

$$Z_{In} = \frac{R_L R_g C_g s + R_L}{sC_g R_L + 1} \underset{C_g R_L s << 1}{\approx} R_g C_g R_L \cdot s + R_g \tag{38}$$

Bajo estos supuestos se puede considerar la impedancia de entrada como una bobina con

$$L = R_g C_g R_L \qquad R_L = r_{coil} \tag{39}$$

2.3. Gyrator vs Inductor

Se habló de la impedancia de entrada pero también es conveniente preguntarse por qué es necesario suplantar a los inductores con circuitos que se comporten de manera similar. Los inductores ocupan un gran tamaño respecto al resto de los componentes, que pueden ser integrados para reducir aun más su tamaño. También otro factor a tener en cuenta es la desviación estándar respecto al valor nominal de la inductancia, mientras que con el gyrator dado a que los componentes que lo integran son más precisos, el inductor emulado también lo será. Una desventaja del uso del gyrator, es que su rango operativo en el cual se comporta como inductancia no es muy extenso.

2.4. Impedancia de entrada.

Dado a que la característica más atractiva del gyrator es su impedancia de entrada, bajo ciertas hipótesis, se comporta como un inductor, se procedió a medirla y se contrastó con una simulación de **LTSpice** de la impedancia de entrada de un gyrator y la impedancia de entrada de una bobina, también simulada.

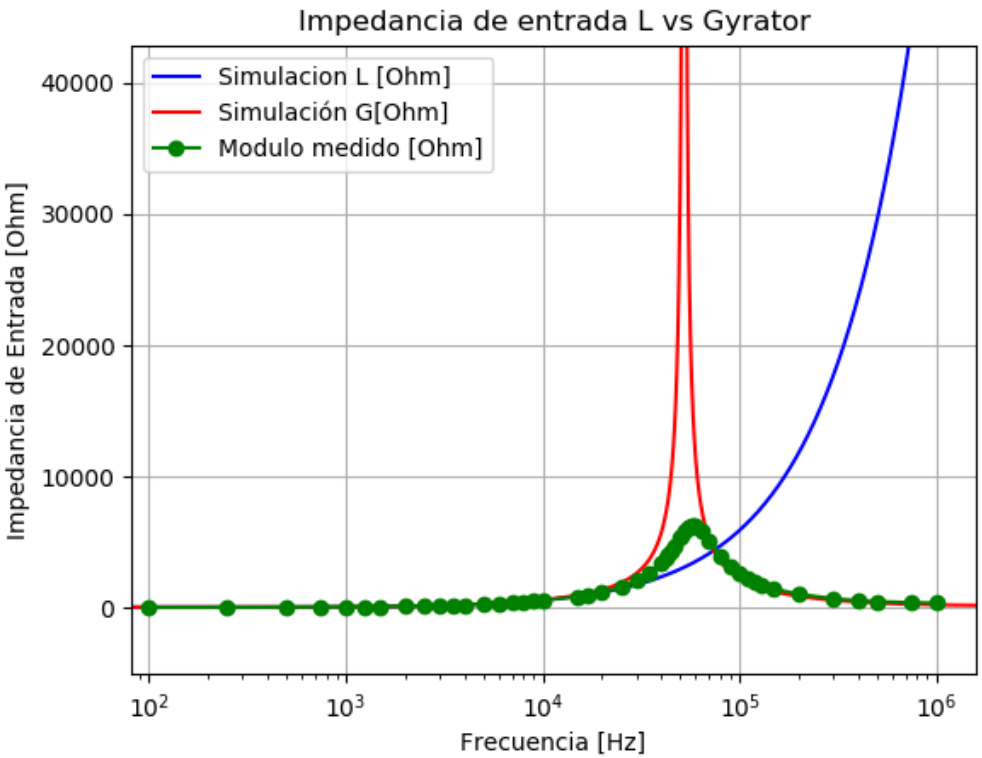


Figura 28: Impedancia de entrada del Gyrator.

Puede notarse que el pico el cual presenta el Gyrator simulado no se compara con el medido. Esto se atribuye a una resonancia que se da en la simulación la cual no se da en el circuito real, ya que en la simulación se emplean componentes ideales, mientras que en la realidad existen impedancias parásitas, generando que el sobrepico sea acotado (que posea un máximo). Otra cosa a notar es que el gyrator tiene un comportamiento similar a el de una bobina en un rango de frecuencias de $0 \sim 50$ kHz. También se midió la fase obteniendo el siguiente gráfico.

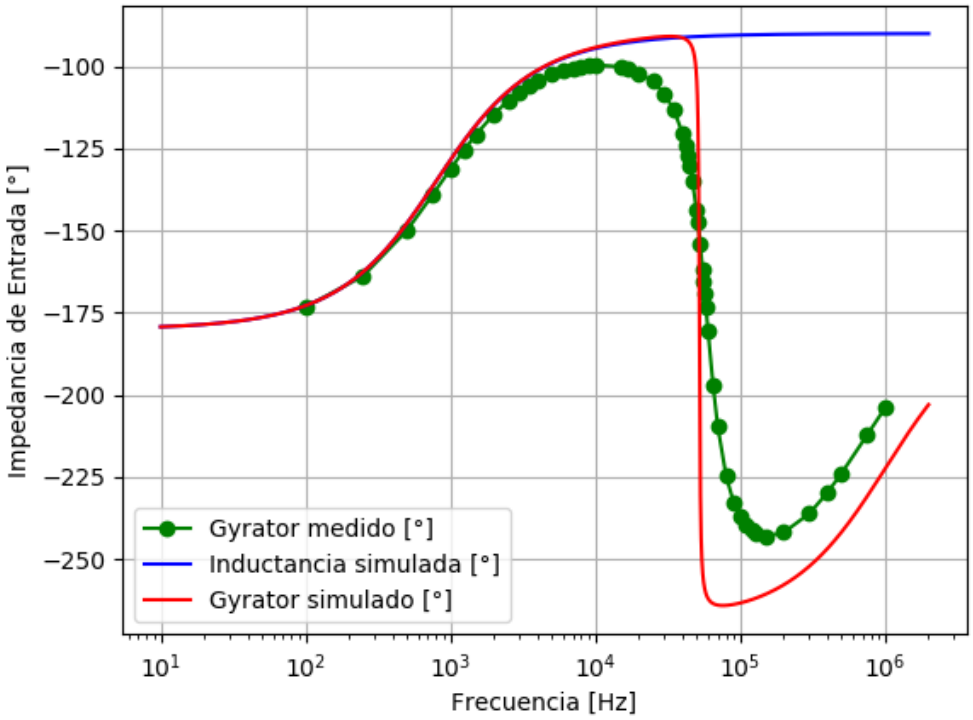


Figura 29: Impedancia de entrada del Gyrator fase.

Aquí tambien se puede notar la similtud entre las señales hasta aproximadamente 50 kHz, tambien que el cambio de fase en el gyrator medido no es tan brusco comparado con el simulado, esto se debe justamente a que el Q del circuito real no es tan alto como el simulado a causa de impedancias parásitas. Finalmente considerando las ultimas mediciones, el rango operativo en el cual se va a trabajar con el Gyrator será desde 1Hz 40/50 kHz.

2.5. Elección operacional.

El operacional que se eligió fue un **TL-084** dado a su $GBP \approx 3MHz$, sus pequeñas corrientes de Bias $I_B \approx 30pA$, su slew-rate $SR \approx 13\frac{V}{\mu s}$, cuenta con una gran impedancia de entrada la cual es de $r_i \approx 1T\Omega$ y que cuenta con 4 operacionales, la cual es una cualidad notable dado que solamente se podrá utilizar 1 integrado.

2.6. Filtros de segundo orden.

Los filtros implementados en este trabajo son filtros de segundo orden siendo estos Low-Pass, High-Pass, Band-Pass y Band-Reject. Ellos cuentan con las siguientes especificaciones de diseño:

Tipo de Filtro	f_p **[Hz]**	f_a **[Hz]**	f_c **[Hz]**
LP	1000	3500	**-**
HP	10500	3000	**-**
BP	-	-	2000
BR	-	-	3000

Tabla 11: Tabla de especificaciones.

Para el caso del LP, se buscó que tenga ganancia unitaria para la continua, una ganancia mayor a -3dB para frecuencias menores a f_p y menor a -10dB para frecuencais mayores a f_a. Para el HP se desea que tenga ganancia unitaria para valores de f muy grandes, una mayor a -3dB para frecuencias mayores a f_p y menor a -10dB para frecuencais menores a f_a.
Algunos parámetros que vale la pena recordar de filtros de segundo orden son:

ω_0:	Frecuencia de corte del sistema en $[\frac{rad}{s}]$	$=\frac{1}{\sqrt{LC}}$
ξ:	Factor de Amortiguamiento del sistema.	$=\frac{R\sqrt{C}}{2\sqrt{L}}$
Q:	Selectividad del sistema	$=\frac{1}{2\xi}$

Tabla 12: Parametros útiles.

2.7. High Pass.

2.7.1. Circuito utilizando inductor.

El circuito propuesto para realizar un filtro pasa altos clasicamente es el siguiente:

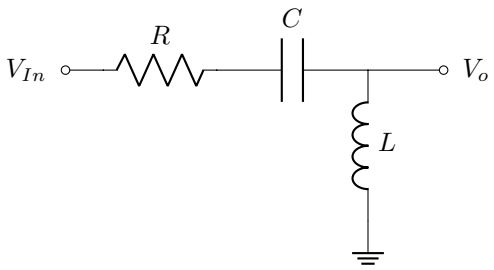


Figura 30: Filtro High-Pass básico.

Para este circuito es fácil obtener la transferencia, basta con plantear un divisor resistivo, con lo cual se llega a:

$$H(s) = \frac{s^2LC + s \cdot r_{coil}C}{s^2LC + s \cdot (R + r_{coil})C + 1} \tag{40}$$

2.7.2. Circuito utilizando Gyrator.

Para la implementación de este filtro utilizando un Gyrator, dado a que este usualmente está referenciado a tierra se optó por el siguiente diseño:

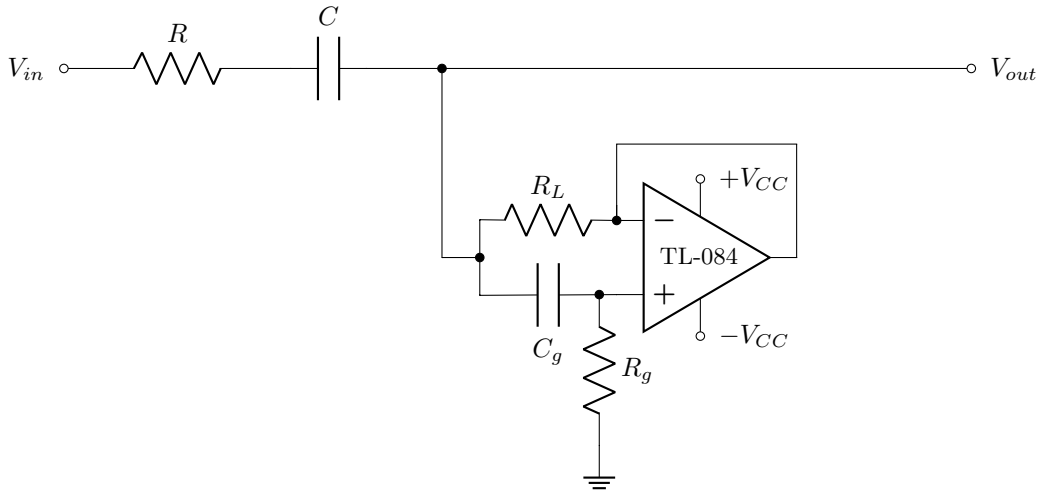


Figura 31: Filtro High-Pass implementado con Gyrator.

Utilizando las siguientes ecuaciones se puede llegar a la expresión de la transferencia[4]:

$$V^- = V_{o'} \tag{41}$$

[4]Depreciando (36) de (45).

$$V_{o'} = A(s) \cdot (V^+ - V^-) \tag{42}$$

$$\frac{V_o - V_i}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{V^+ - V_o}{R_L} + (V^+ - V_o) \cdot sC_g \tag{43}$$

$$\frac{-V^+}{R_g} = (V^+ - V_o) \cdot sC_g \tag{44}$$

$$H(s) = \frac{CR_L s\,(C_g R_g s + 1)}{CC_g RR_L s^2 + CC_g R_g R_L s^2 + CRs + CR_L s + C_g R_L s + 1} \tag{45}$$

Luego teniendo en cuenta (39) y tomando que

$$C_g R_L RC << LC \implies R << R_g \tag{46}$$

La transferencia se puede expresar como:

$$H(s) = \frac{LC \cdot s^2 + Cr_{coil} \cdot s}{s^2 \cdot (LC) + s \cdot C(R + r_{coil}) + 1} \tag{47}$$

Vale la pena destacar que (40) y (47) son iguales. Es de utilidad recordar las aproximiaciones utilizadas hasta ahora:

$$\frac{1}{1 + \frac{s}{GBP}} \approx 1 \quad R << R_g \quad C_g R_L s << 1 \tag{48}$$

2.7.3. Comparación de modelos.

Se simuló en **LTSpice** ambos filtros, siendo estos el implemetnado con gyrator y con un inductor, obteniendo así, como era esperado, una gran coincidencia en las frecuencias bajas y medias, difiriendo en las altas como se ve a continuación:

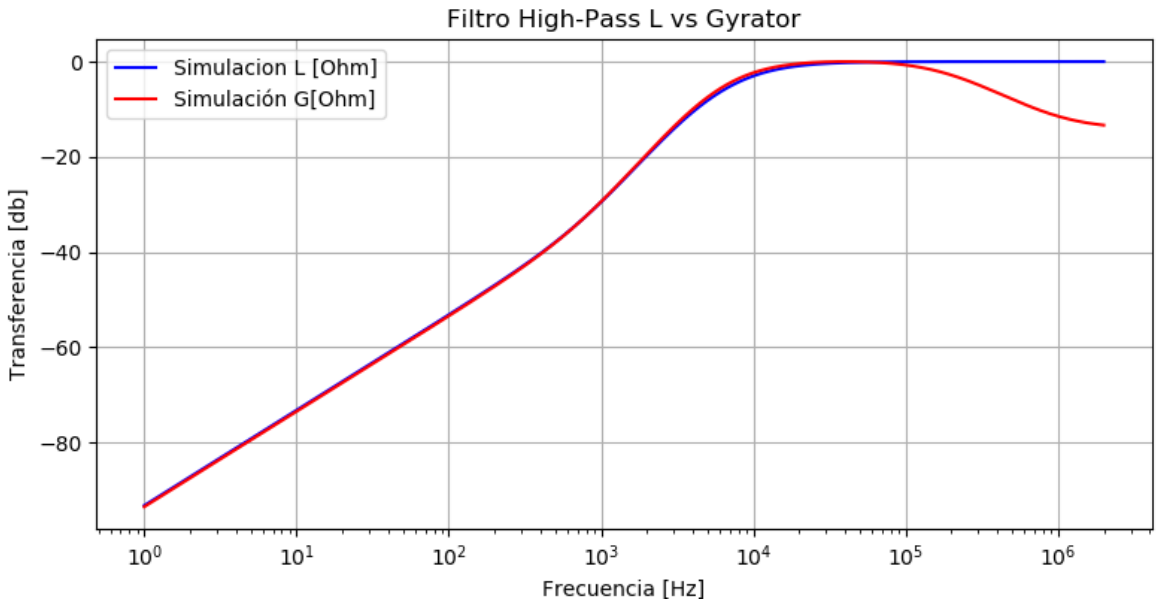


Figura 32: Comparación de modelos Gyrator e Inductor.

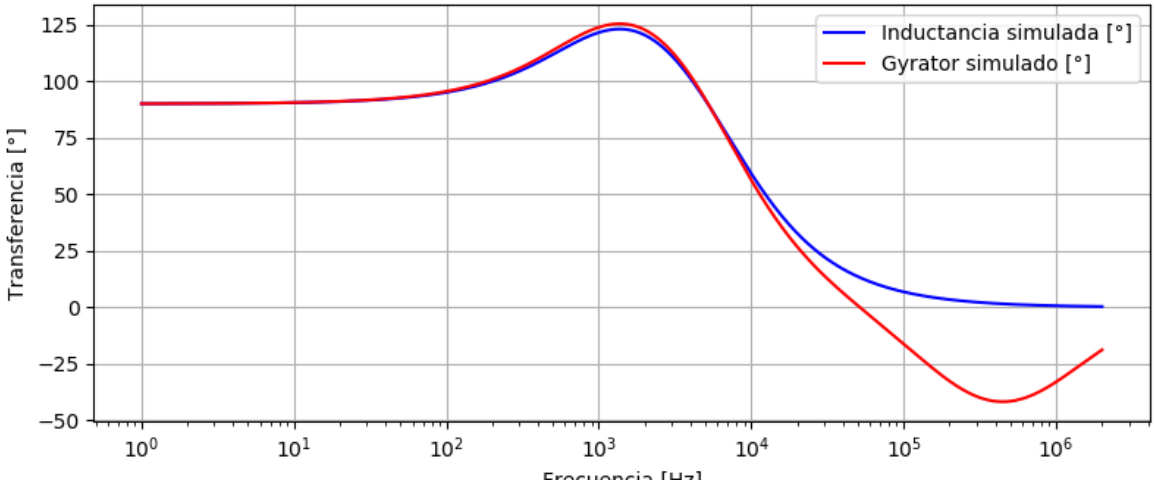


Figura 33: Comparación de modelos Gyrator e Inductor Fase.

Es de interés mencionar que, debido a la resistencia interna de la bobina y su análogo de R_L, se ofrece un termino lineal en el numerador de la transferencia. Este cero introducido es el culpable de que, a las bajas frecuencias, la pendiente sea correspondiente a la de un sistema de primer orden. También es observable que a partir de una frecuencia, $f_d \approx 1kHz$, la pendiente aumenta a la de un sistema de segundo orden, tal como es deseado.

2.7.4. Elección de componentes.

Se eligieron los componentes teniendo en cuenta la Tabla (11), dado que el filtro debe cumplir esas especificaciones. Lo primero que se decidió fue fijar la impedancia de salida del Gyrator, siendo esta de $L \approx 10mH$ y $r_{coil} \approx 51\Omega$, tomando los siguientes valores: $R_L = 51\Omega$ $R_g = 200k\Omega$ $C_g = 1nF$. A partir de esto, se eligió una frecuencia de corte para que cumpla las especificaciones, siendo esta $f_c = 6{,}1kHz$. Así se define un valor de capacitor $C \approx 68nF$ y finalmente, dado a que no debe amplificar para ninguna frecuencia, se eligió un valor de R tal que no haya sobrepico, teniendo en cuenta que el valor de ξ para el cual comienza a haber sobrepico es de 0.707. De esta forma, se llegó a un valor de $\xi \approx 0{,}98$ con $R \approx 750$.
Vale la pena notar que las aproximaciones que se expresaron en (48) siguen vigentes. En este caso se tienen los siguientes valores:

$$R << R_g \implies \frac{R_g}{R} = 267 \quad C_g R_L << 1 \implies C_g R_L = 5{,}1 \cdot 10^{-8} \tag{49}$$

2.7.5. Respuesta en frecuencia.

Se midió y calculó la respuesta en frecuencia del filtro pasa altos, se simuló en **LTSpice** tanto el comportamiento con gyrator como el de un inductor. Obteniendo las siguientes gráficas:

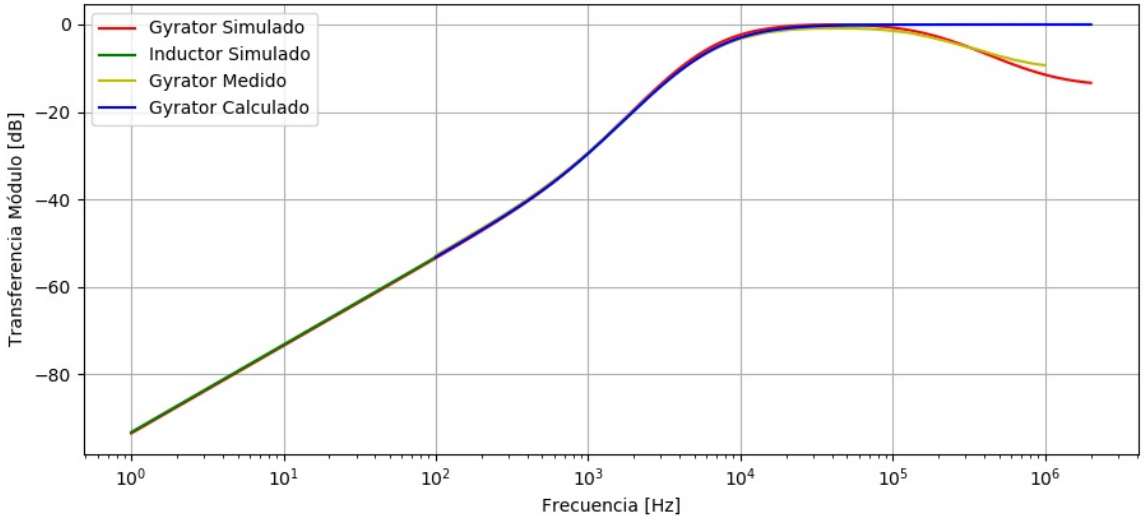


Figura 34: Diagrama BODE High-Pass Amplitud.

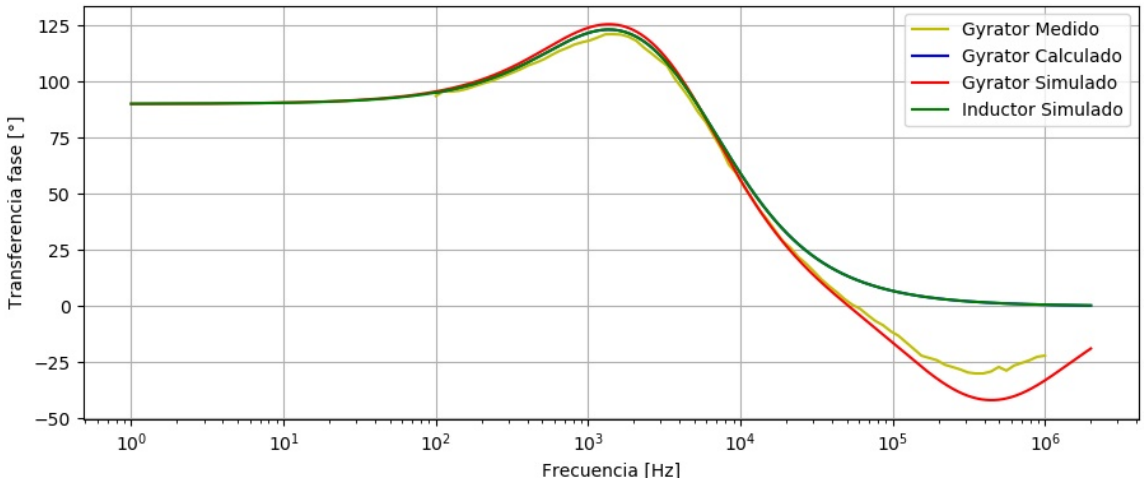


Figura 35: Diagrama BODE High-Pass Fase.

2.7.6. Analisis de resultados.

Se puede observar que existe una gran coincidencia entre las simulaciones propuestas con la realidad en el rango de frecuencias con el cual se decidió trabajar, teniendo un filtro High-Pass de segundo orden.
El mayor interés fue puesto en que el circuito cumpla con las especificaciones dadas en la Tabla (11), obteniéndose así las siguientes mediciones:

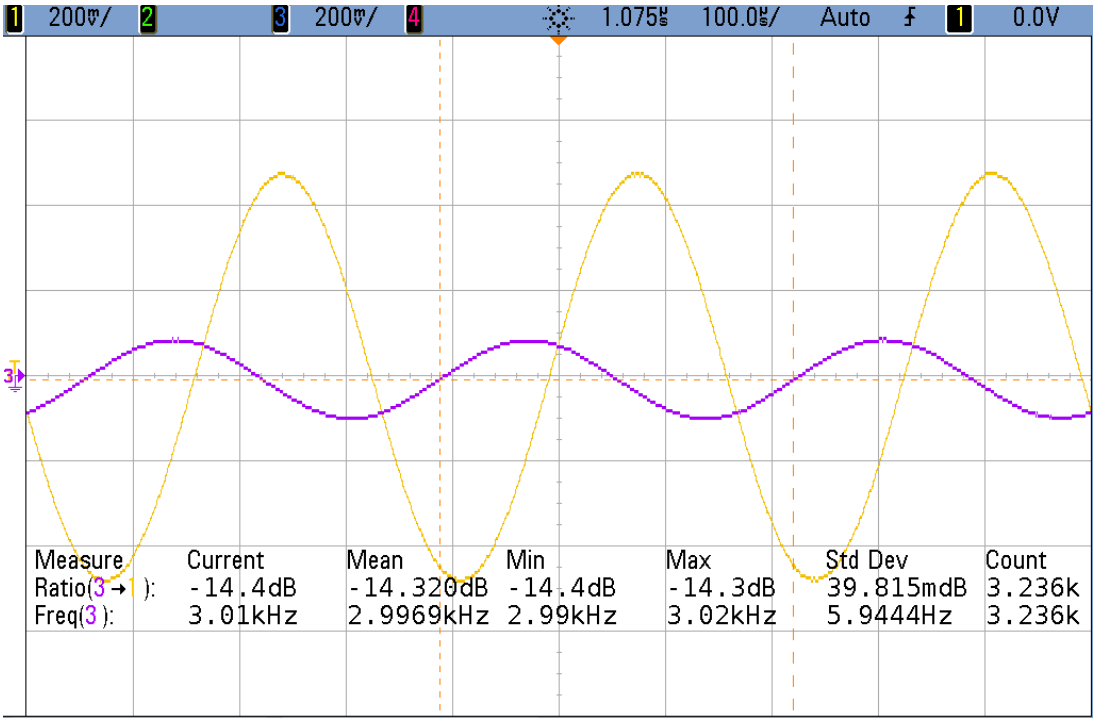


Figura 36: Frecuencia de atenuación.

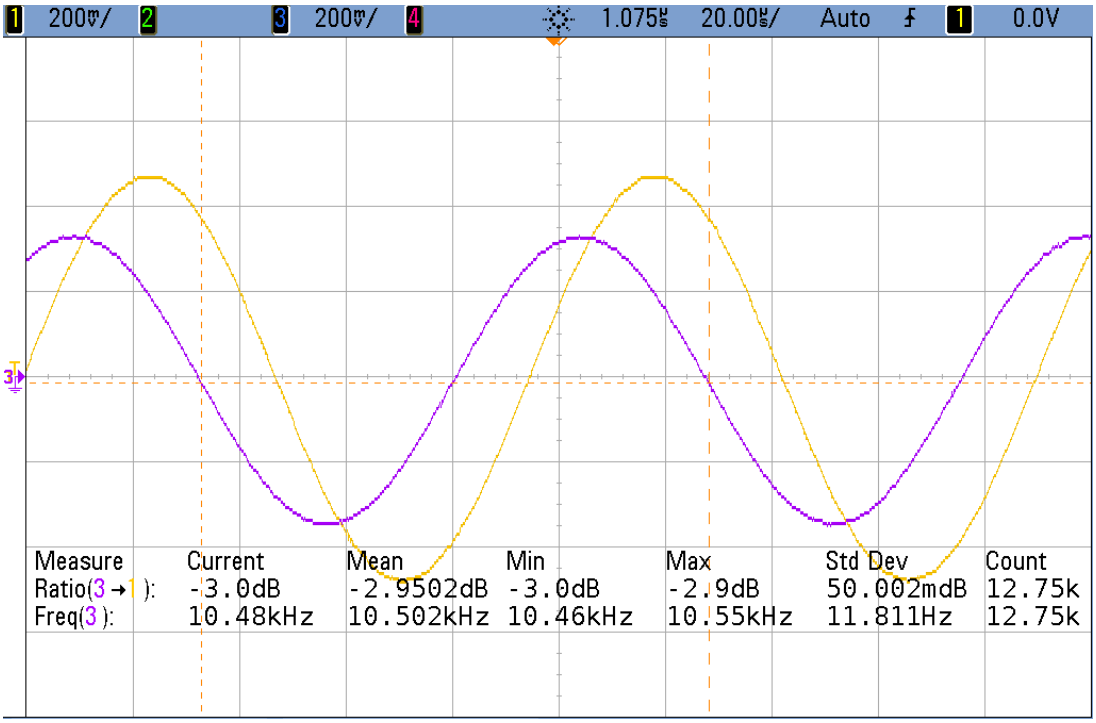


Figura 37: Frecuencia de paso.

En la Figura (36) se puede observar como para frecuencias a partir de 3kHz la atenuación es mayor a 14dB, mientras que en la Figura (37) se puede observar como para frecuencias a partir de 10.5kHz, la atenuación es menor a 3dB si bien, es muy próxima.

2.8. Low Pass.

2.8.1. Circuito utilizando inductor.

El circuito propuesto para realizar un filtro pasa bajos clasicamente es el siguiente:

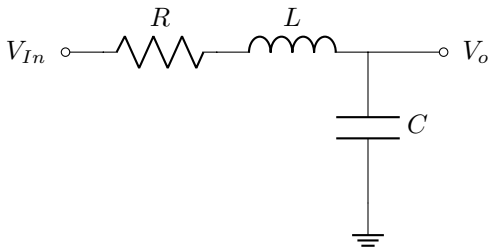


Figura 38: Filtro Low-Pass básico.

Obteniendo la transferencia del circuito se obtiene:

$$H(s) = \frac{1}{s^2 \cdot LC + s \cdot C(R + r_{coil}) + 1} \tag{50}$$

La cual verifica ser un pasabajos.

2.8.2. Circuito utilizando Gyrator.

El gyrator tiene la particularidad de que debe estar referenciado a tierra para funcionar como tal, en este caso lo utilizaremos "flotando" para realizar el filtro pasa bajos. La idea que impulsó este diseño fue que el comportamiento de bobina del circuito de la Figura (27) es visto por el circuito gracias a la impedancia de entrada. En este caso se pensó la R y C como la carga, y se calculó la impedancia de salida del siguiente circuito:

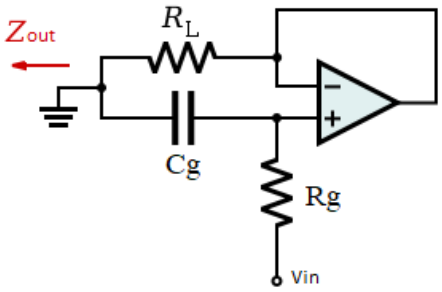


Figura 39: Gyrator referenciada a la fuente.

El primer paso fue pasivar la fuente, quedando referenciado el gyrator a masa. De esta manera, el cálculo es análogo al de la Sección (2.4). De esta forma, la impedancia de salida del circuito, conectandole una carga de R y C en serie, proporciona un circuito final, análogo al de la Figura (38). El circuito propuesto fue el siguiente:

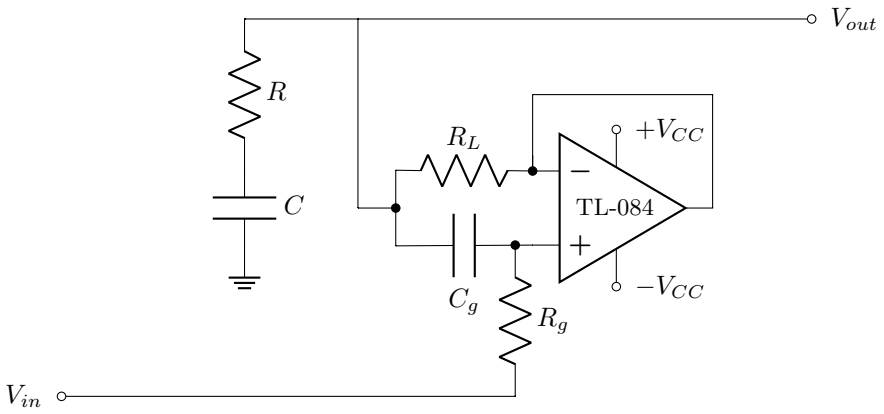


Figura 40: Filtro Low-Pass implementado con Gyrator.

Utilizando las siguientes ecuaciones se puede llegar a la expresión de la transferencia:

$$V^- = V_{o'} \tag{51}$$

$$V_{o'} = A(s) \cdot (V^+ - V^-) \tag{52}$$

$$\frac{V_{In} - V^+}{R_g} = (V^+ - V_n) \cdot sC_g \tag{53}$$

$$V_{out} \cdot sC = \frac{V_n - V_{out}}{R} \tag{54}$$

$$\frac{V_n - V_{out}}{R} = \frac{V^- - V_n}{R_L} + (V^+ - V_n) \cdot sC_g \tag{55}$$

Operando se obtiene:

$$H(s) = \frac{(C_g R_L s + 1)}{CC_g R R_L s^2 + CC_g R_g R_L s^2 + CRs + CR_L s + C_g R_L s + 1} \tag{56}$$

Utilizando (39) y (48) se llega a que:

$$H(s) = \frac{1}{CLs^2 + s \cdot C(R + r_{coil}) + 1} \tag{57}$$

Vale la pena destacar que (50) y (57) son iguales y que es un filtro de segundo orden.

2.8.3. Diseños alternativos.

Previo a la decisión de utilizar el diseño de la Figura (40), se idearon otras alternativas. Una fue utilizar una salida diferencial sobre el capacitor, una mejora sobre este último consiste en utilizar un restador para que esta salida diferencial quede referenciada a tierra. Otra alternativa encontrada fue la utilización de 2 gyrators para formar una bobina flotante. Este diseño finalmente fue desechado dado a que, para este ultimo, se necesitarían 2 operacionales, y dado la limitación en el integrado, se optó por mantener simple el diseño e implementar el final.

2.8.4. Comparación de modelos.

Se simuló en **LTSpice** ambos filtros, siendo estos el implemetnado con gyrator y el implementado con un inductor, obteniendo como era esperado una gran coincidencia en las frecuencias bajas y medias, y finalmente difiriendo en las altas como se ve a continuación:

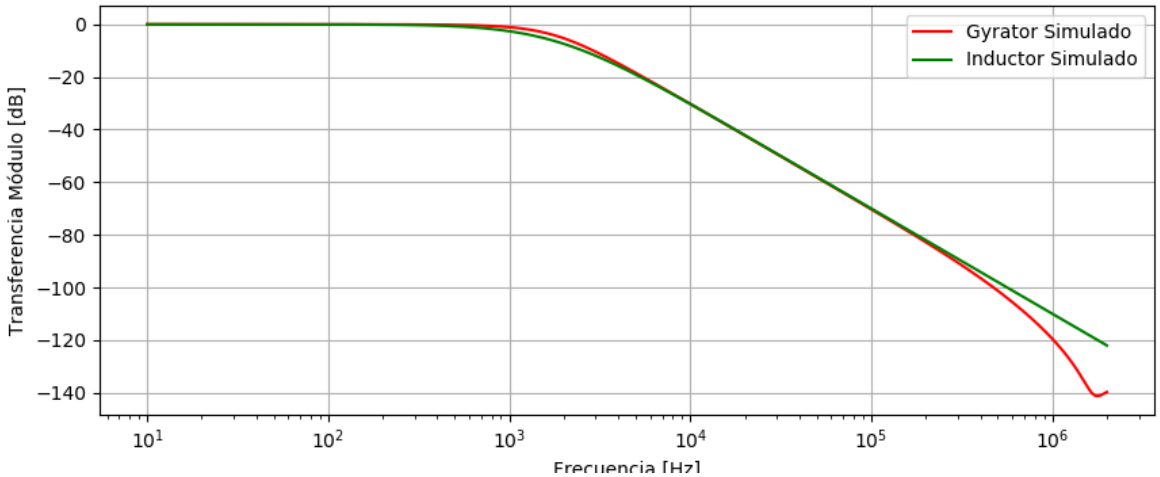


Figura 41: Comparación de modelos Gyrator e Inductor.

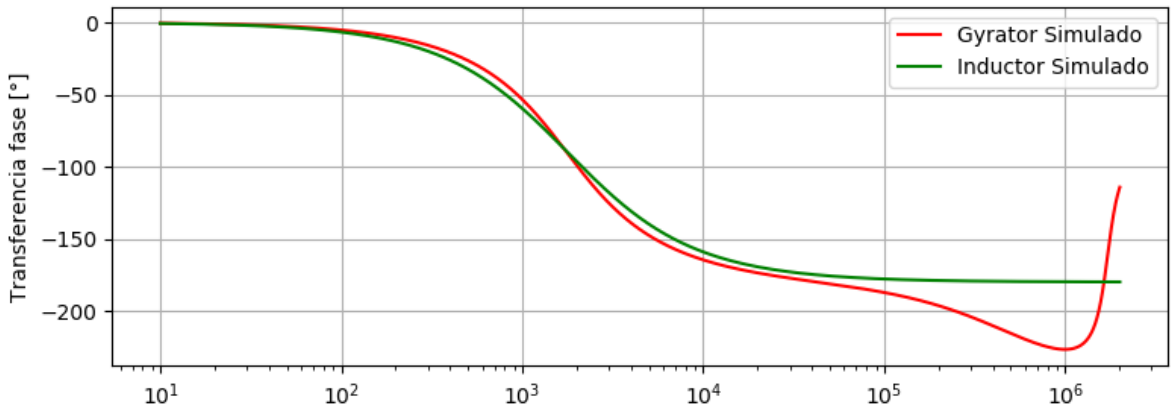


Figura 42: Comparación de modelos Gyrator e Inductor Fase.

2.8.5. Elección de componentes.

Se eligieron los componentes teniendo en cuenta la Tabla (11), dado que el filtro debe cumplir esas especificaciones. Lo primero que se decidió fue fijar la impedancia de salida del Gyrator, siendo esta de $L \approx 10mH$ y $r_{coil} \approx 51\Omega$, para lo que se tomaron los siguientes valores: $R_L = 51\Omega$ $R_g = 200k\Omega$ $C_g = 1nF$. De esta forma se eligió una frecuencia de corte para que cumpla las especificaciones, siendo así $f_c = 1{,}78kHz$. Esto define un valor de capacitor $C \approx 800nF$ y finalmente, dado a que no debe amplificar para ninguna frecuencia, se eligió un valor de R tal que no haya sobrepico, teniendo un valor de $\xi \approx 0{,}8$ con $R \approx 130$, considerando $r_{coil} = 51\Omega$. Vale la pena notar que las aproximaciones que se expresaron en (48) siguen vigentes. En este caso se tienen los siguientes valores:

$$R << R_g \implies \frac{R_g}{R} = 1538 \quad C_g R_L << 1 \implies C_g R_L = 5{,}1 \cdot 10^{-8} \tag{58}$$

2.8.6. Respuesta en frecuencia.

Se midió y calculó la respuesta en frecuencia del filtro pasa bajos, se simuló en **LTSpice** tanto el comportamiento con gyrator como el de un inductor, obteniendo las siguientes gráficas:

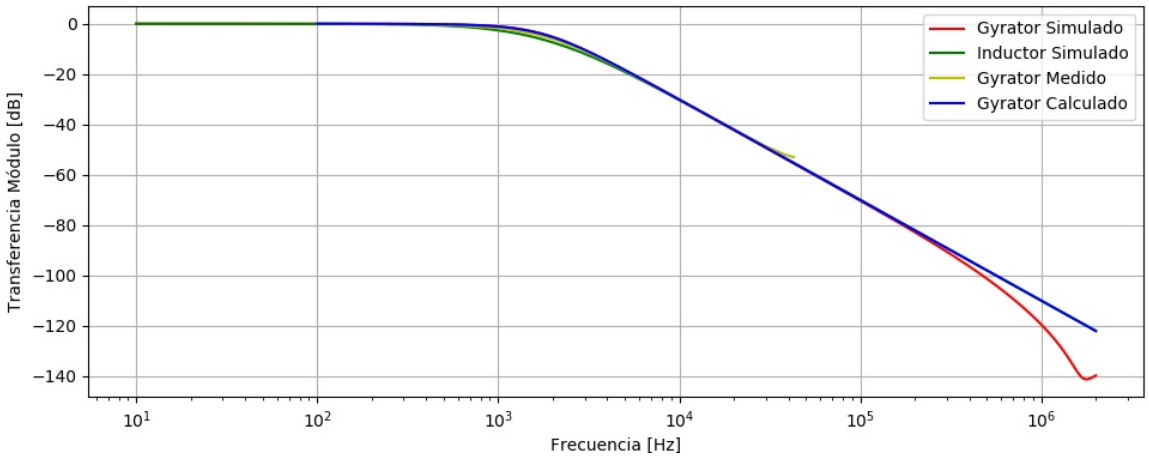


Figura 43: Diagrama BODE Low-Pass Amplitud.

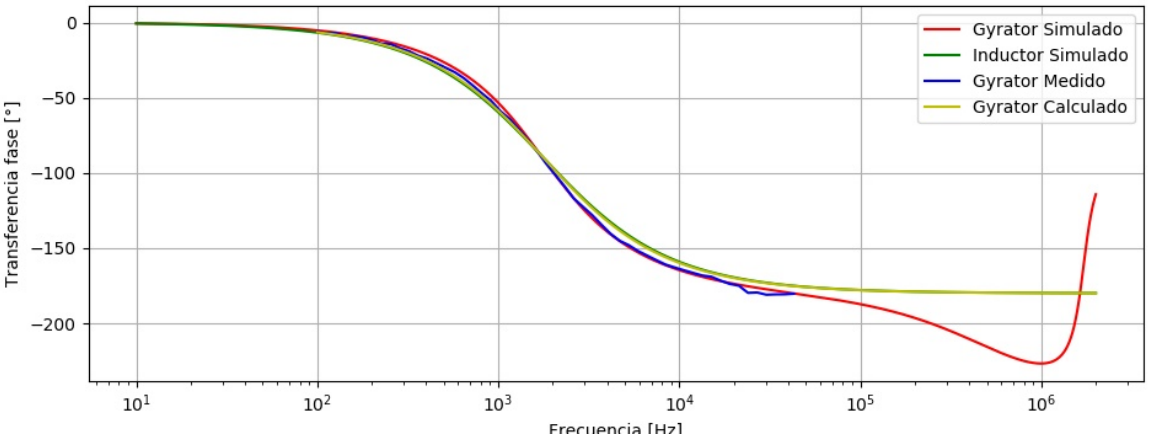


Figura 44: Diagrama BODE Low-Pass Fase.

2.8.7. Análisis de resultados.

Se puede observar que existe una gran coincidencia entre las simulaciones propuestas con la realidad en el rango de frecuencias con el cual se decidió trabajar, teniendo un filtro Low-Pass de segundo orden.
El mayor interés fue puesto en que el circuito cumpla con las especificaciones dadas en la Tabla (11), obteniendo así las siguientes mediciones:

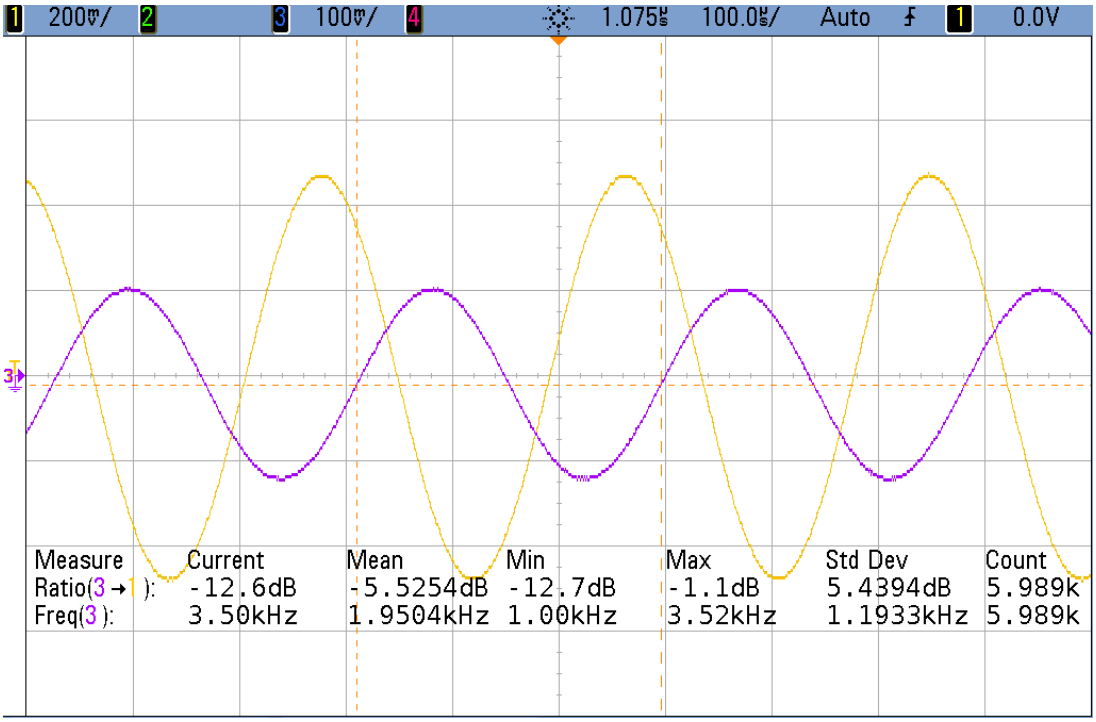


Figura 45: Frecuencia de atenuación.

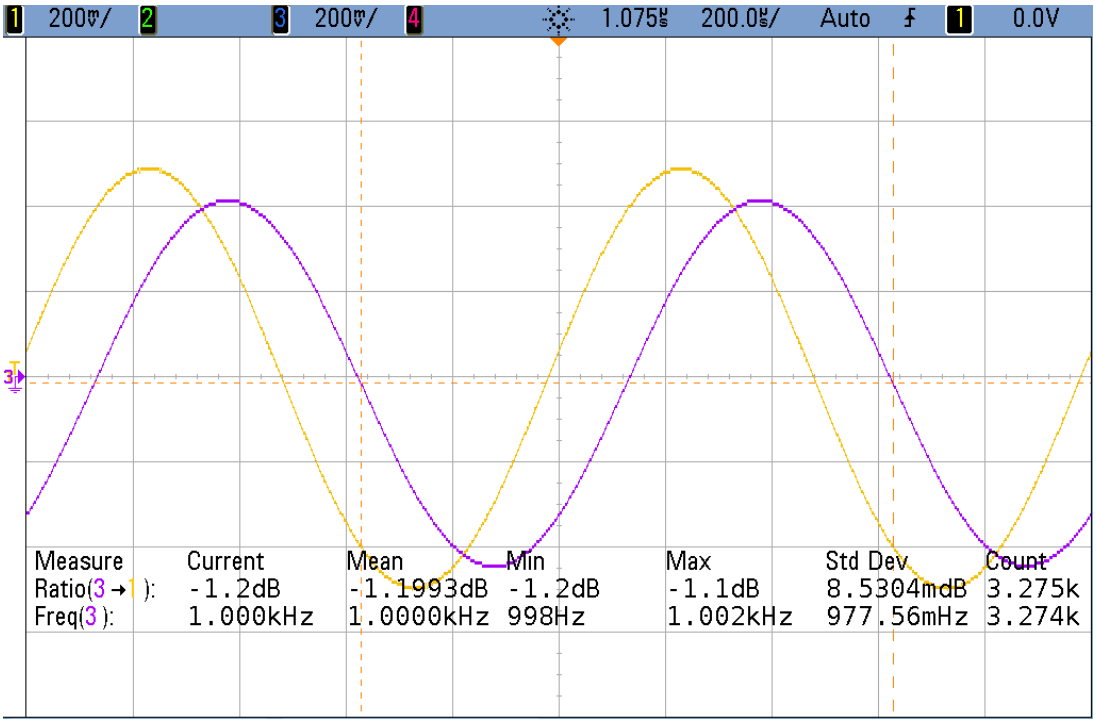


Figura 46: Frecuencia de paso.

En la Figura (45) se puede observar como para frecuencias a partir de 3kHz la atenuación es mayor a 12dB, mientras que en la Figura (46) se denota que para frecuencias a partir de 10.5kHz, la atenuación es menor a 1.5dB.

2.9. Band Pass.

2.9.1. Circuito utilizando inductor.

El circuito propuesto para realizar un filtro pasa banda clasicamente es el siguiente:

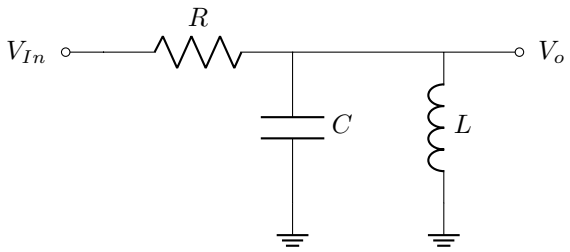


Figura 47: Filtro Band-Pass básico.

Operando en el circuito se obtiene:

$$H(s) = \frac{s \cdot \frac{L}{R} + \frac{r_{coil}}{R}}{s^2 LC + s \cdot (Cr_{coil} + \frac{L}{R}) + 1 + \frac{r_{coil}}{R}} \tag{59}$$

2.9.2. Circuito utilizando Gyrator.

El circuito propuesto para el filtro Band-Pass es idéntico a la Figura (47) con la singularidad que intercambiaremos el inductor por un gyrator de la siguiente manera.

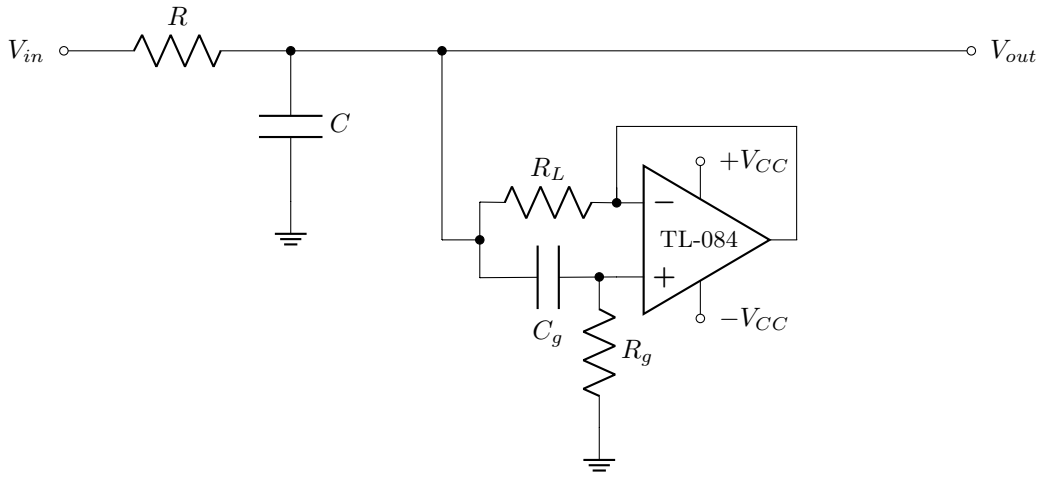


Figura 48: Filtro Band-Pass implementado con Gyrator.

Para resolver el circuito se plantearon la siguientes ecuaciones:

$$V^- = V_{o'} \tag{60}$$

$$V_{o'} = A(s) \cdot (V^+ - V^-) \tag{61}$$

$$-\frac{V^+}{R_g} = (V^+ - V_{out}) \cdot sC_g \tag{62}$$

$$V_{out} \cdot sC = \frac{V^- - V_{out}}{R_L} + \frac{V_{in} - V_{out}}{R} - \frac{V_{out}}{R_g + \frac{1}{sC_g}} \tag{63}$$

Se llega a que:

$$H(s) = \frac{R_L\left(C_g R_g s + 1\right)}{CC_g RR_L R_g s^2 + CRR_L s + C_g RR_L s + C_g R_L R_g s + R + R_L} \tag{64}$$

Teniendo en cuenta (39) y (48) se obtiene:

$$H(s) = \frac{s\frac{L}{R} + \frac{r_{coil}}{R}}{s^2 \cdot LC + s \cdot (Cr_{coil} + \frac{L}{R}) + 1 + \frac{r_{coil}}{R}} \tag{65}$$

Vale la pena destacar que (59) y (65) son iguales.

2.9.3. Comparación de modelos.

Se simuló en **LTSpice** ambos filtros, siendo estos el implementado con gyrator y con un inductor, obteniendo una coincidencia en todo el espectro a analizar, teniendo unas pequeñas diferencias para las tensiones que tienden a la continua. Esto se debe al efecto provocado por la r_{coil} la cual hace que cuando $f \to 0$ la función se establece en $\frac{r_{coil}}{R}$.

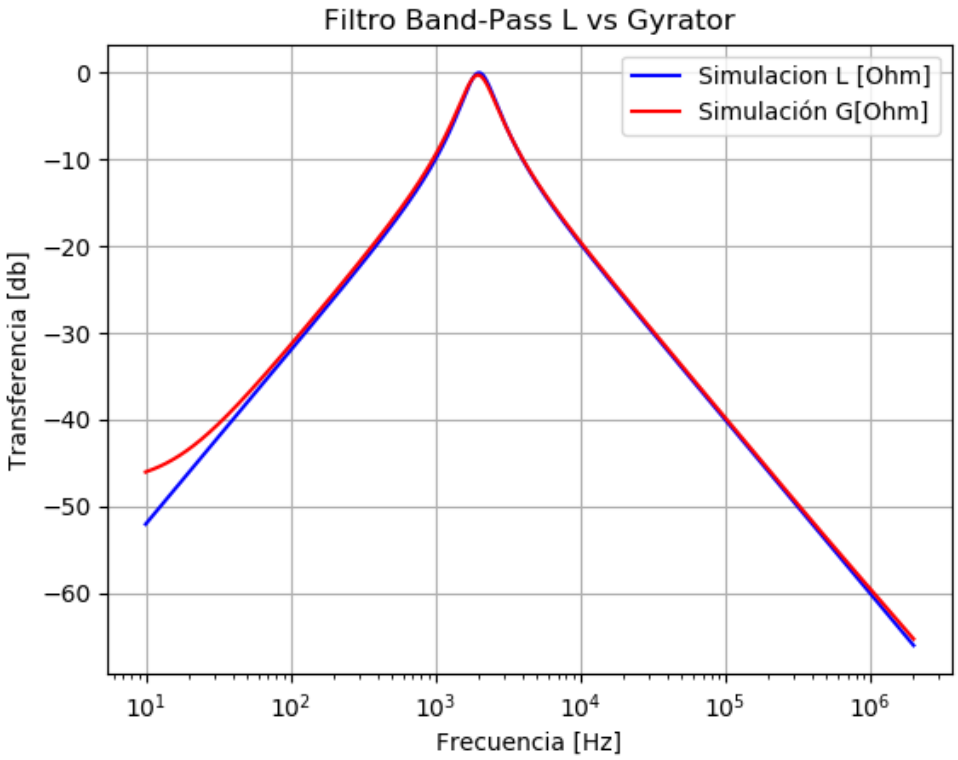


Figura 49: Comparación de modelos Gyrator e Inductor.

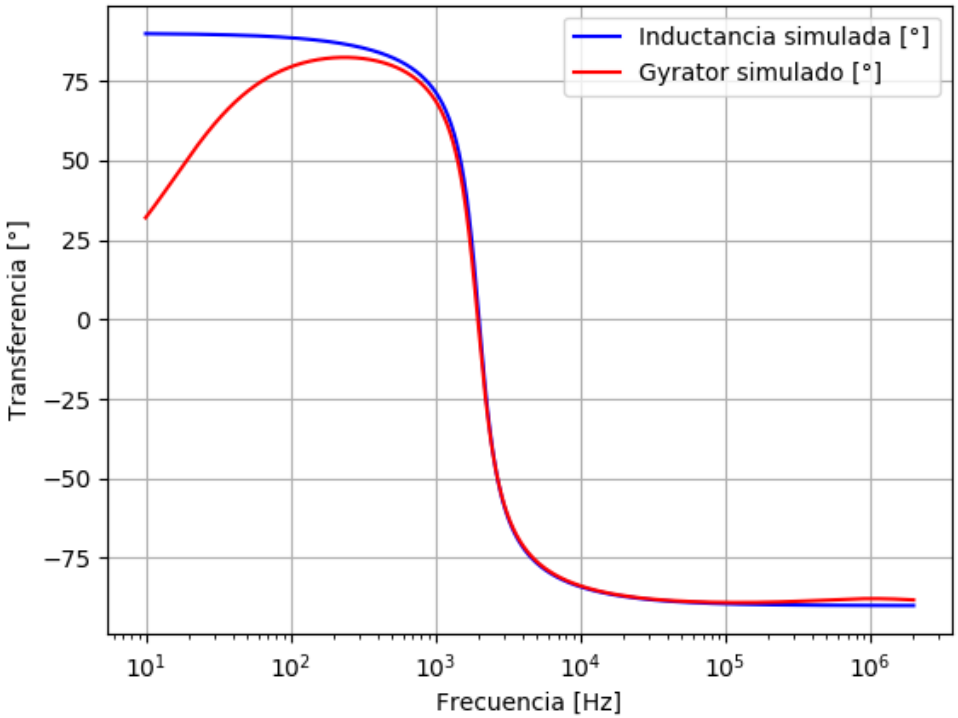


Figura 50: Comparación de modelos Gyrator e Inductor Fase.

2.9.4. Elección de componentes.

Se eligieron los componentes teniendo en cuenta la Tabla (11), dado que el filtro debe cumplir esas especificaciones. Lo primero que se decidió fue fijar la impedancia de salida del Gyrator, siendo esta de $L \approx 0{,}51H$ y $r_{coil} \approx 51\Omega$, para lo cual se tomaron los siguientes valores: $R_L = 51\Omega$ $R_g = 1M\Omega$ $C_g = 10nF$. De esta forma se eligió una frecuencia de corte para que cumpla las especificaciones, siendo esta $f_c = 2kHz$. Es así que se define un valor de capacitor $C \approx 800nF$ y finalmente, dado a que no debe amplificar para ninguna frecuencia, se eligió un valor de R tal que no haya sobrepico. De esta forma se obtiene un valor de $\xi \approx 7{,}5$, con $R \approx 12k\Omega$, teniendo en cuenta la $r_{coil} = 51\Omega$. Vale la pena notar que las aproximaciones que se expresaron en (48) siguen vigentes. En este caso se tienen los siguientes valores:

$$R << R_g \implies \frac{R_g}{R} = 84 \quad C_g R_L << 1 \implies C_g R_L s = 5{,}1 \cdot 10^{-7} \tag{66}$$

2.9.5. Respuesta en frecuencia.

Se midió y calculó la respuesta en frecuencia del filtro pasa banda, se simuló en **LTSpice** tanto el comportamiento con Gyrator como el de un inductor. Obteniendo las siguientes gráficas:

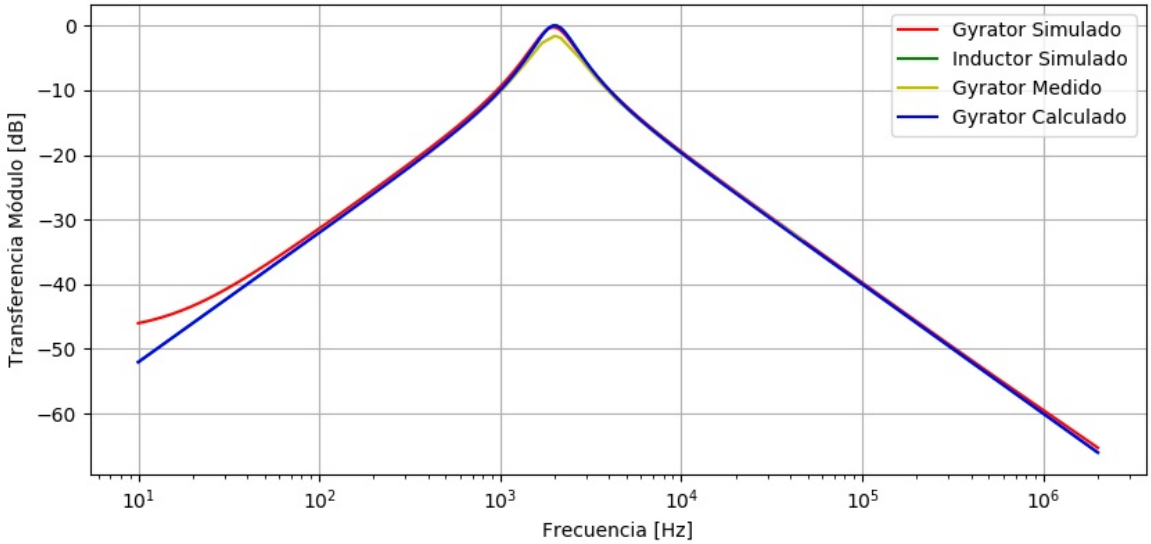


Figura 51: Diagrama BODE Band-Pass Amplitud.

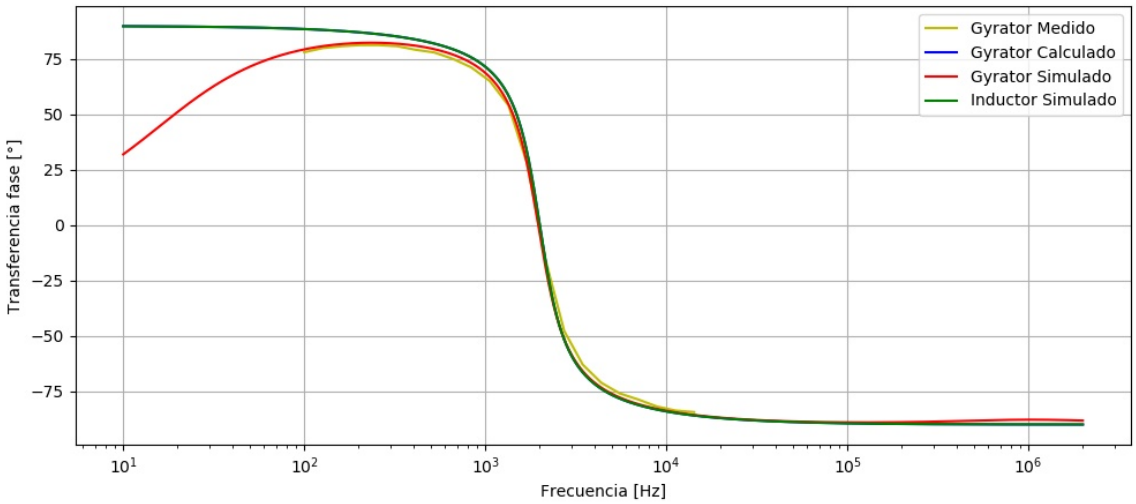


Figura 52: Diagrama BODE Band-Pass Fase.

2.9.6. Analisis de resultados.

Se puede observar que existe una gran coincidencia entre las simulaciones propuestas con la realidad en el rango de frecuencias con el cual se decidió trabajar, teniendo un filtro Band-Pass de segundo orden.
El mayor interés fue puesto en que el circuito cumpla con las especificaciones dadas en la Tabla (11), obteniendo las siguientes mediciones:

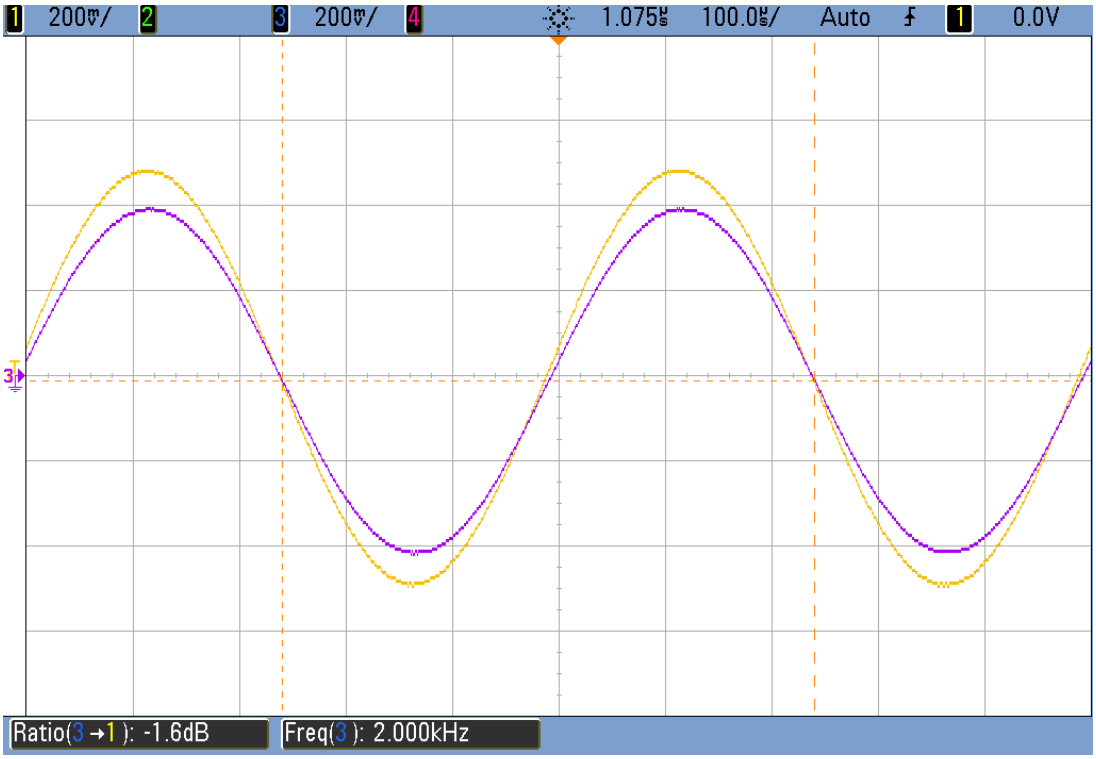


Figura 53: Frecuencia de corte.

En la Figura (53) se puede observar que para la frecuencias especificada en la Tabla (11) tiene la mínima atenuación.

2.10. Band Reject.

2.10.1. Circuito utilizando inductor.

El circuito propuesto para realizar un filtro rechaza banda clasicamente es el siguiente:

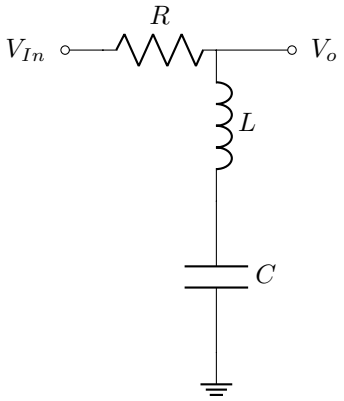


Figura 54: Filtro Band-Reject básico.

A este le corresponde una transferencia de la forma:

$$H(s) = \frac{s^2 \cdot LC + s \cdot r_{coil}C + 1}{s^2 \cdot LC + s \cdot (RC + r_{coil}C) + 1} \tag{67}$$

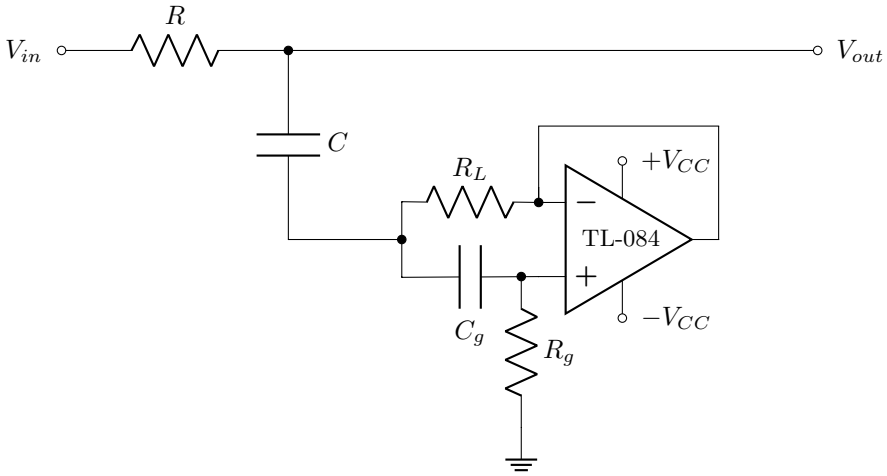


Figura 55: Filtro Band-Reject implementado con Gyrator.

Luego se procedió a analizar el circuito para hallar la función transferencia:

$$V^- = V_{o'} \tag{68}$$

$$V_{o'} = A(s) \cdot (V^+ - V^-) \tag{69}$$

$$\frac{V_{out} - V_{in}}{R} = (V_n - V_{out}) \cdot sC \tag{70}$$

$$(V_n - V_{out}) \cdot sC = \frac{-V_n}{R_g + \frac{1}{sC_g}} + \frac{V^- - V_n}{R_L} \tag{71}$$

$$\frac{-V^+}{R_g} = (V^+ - V_n) \cdot sC_g \tag{72}$$

Se llega a :

$$H(s) = \frac{CC_gR_LR_gs^2 + CR_Ls + C_gR_Ls + 1}{CC_gRR_Ls^2 + CC_gR_LR_gs^2 + CRs + CR_Ls + C_gR_Ls + 1} \tag{73}$$

Teniendo en cuenta (39) y (48) se obtiene:

$$H(s) = \frac{s^2 \cdot LC + s \cdot Cr_{coil} + 1}{s^2 \cdot LC + s \cdot (CR + Cr_{coil}) + 1} \tag{74}$$

2.10.2. Comparación de modelos.

Se simuló en **LTSpice** ambos filtros, siendo estos el implementado con Gyrator y con un inductor, obteniendo como era esperado una gran coincidencia en las frecuencias bajas y medias, difiriendo en las altas como se ve a continuación:

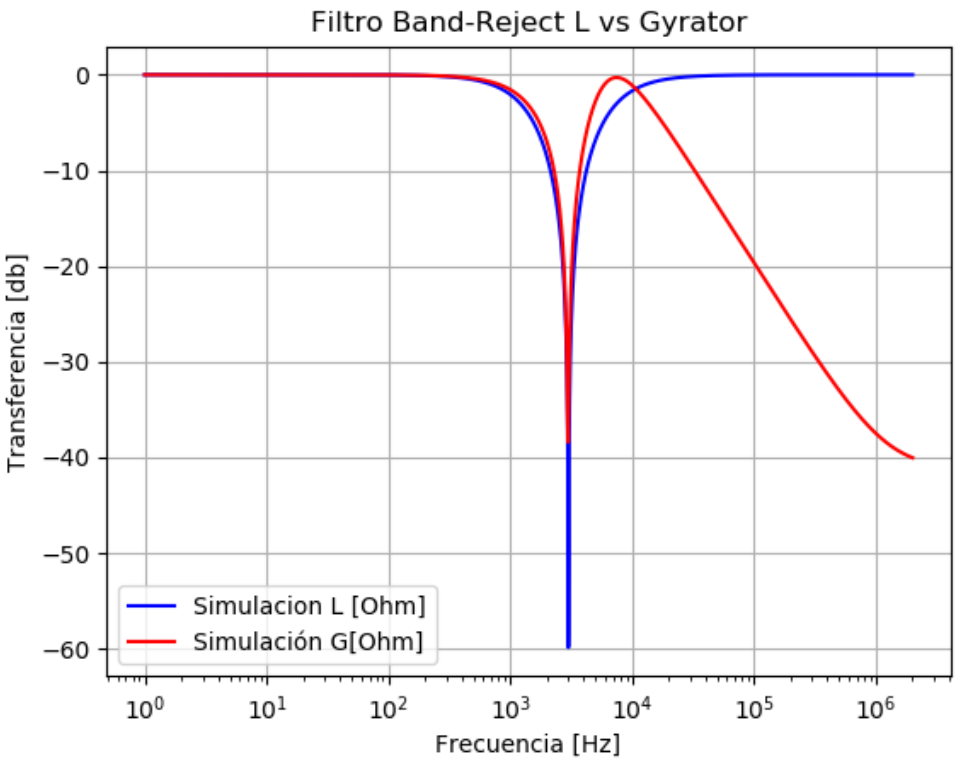


Figura 56: Comparación de modelos Gyrator e Inductor.

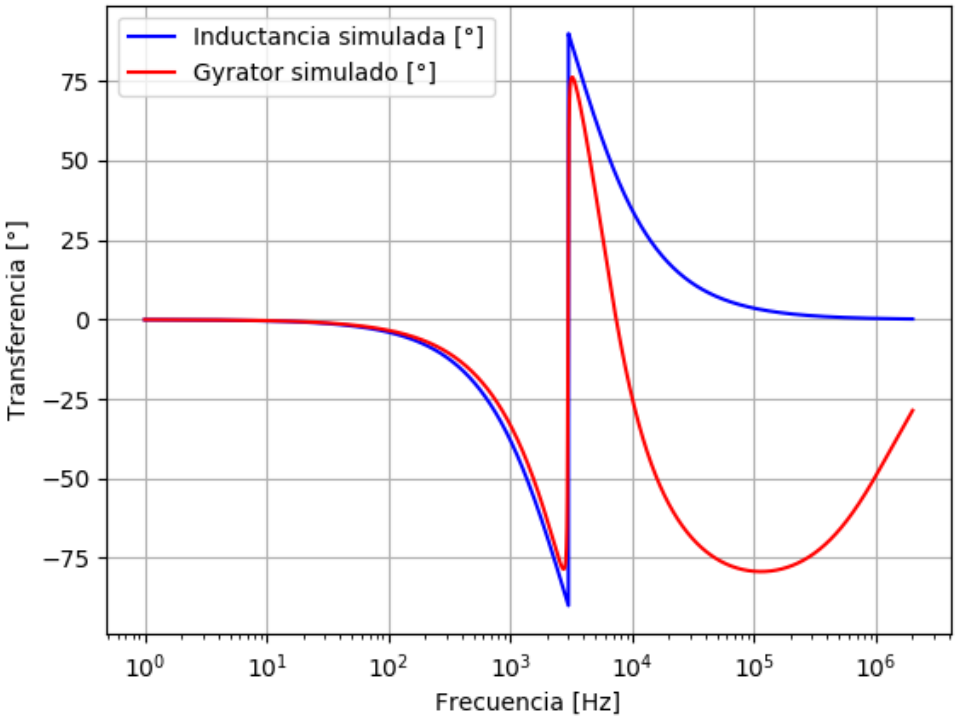


Figura 57: Comparación de modelos Gyrator e Inductor Fase.

2.10.3. Elección de componentes.

Se eligieron los componentes teniendo en cuenta la Tabla (11), dado que el filtro debe cumplir dichas especificaciones. Lo primero que se decidió fue fijar la impedancia de salida del Gyrator, siendo esta de $L \approx 0{,}51H$ y $r_{coil} \approx 51\Omega$, para lo cual se tomaron los siguientes valores: $R_L = 51\Omega$ $R_g = 1M\Omega$ $C_g = 10nF$. Es así que se define un valor de capacitor $C \approx 4{,}7nF$ y finalmente, dado a que no debe amplificar para ninguna frecuencia, se eligió un valor de R tal que no haya sobrepico, llegando así a un valor de $\xi \approx 0{,}96$ con $R \approx 20k\Omega$, teniendo en cuenta la $r_{coil} = 51\Omega$.
Vale la pena notar que las aproximaciones que se expresaron en (48) siguen vigentes. En este caso se tienen los siguientes valores:

$$R << R_g \implies \frac{R_g}{R} = 50 \quad C_g R_L << 1 \implies C_g R_L = 5{,}1 \cdot 10^{-7} \tag{75}$$

2.10.4. Respuesta en frecuencia.

Se midió y calculó la respuesta en frecuencia del filtro rechaza banda, se simuló en **LTSpice** tanto el comportamiento con Gyrator como el de un inductor, obteniendo así las siguientes gráficas:

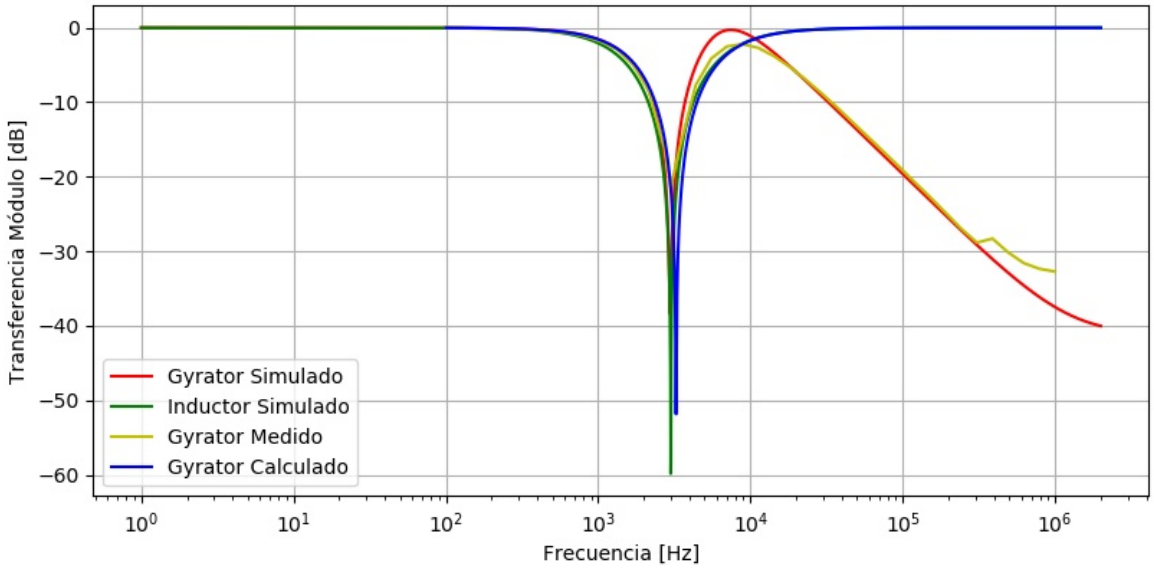


Figura 58: Diagrama BODE Band-Reject Amplitud.

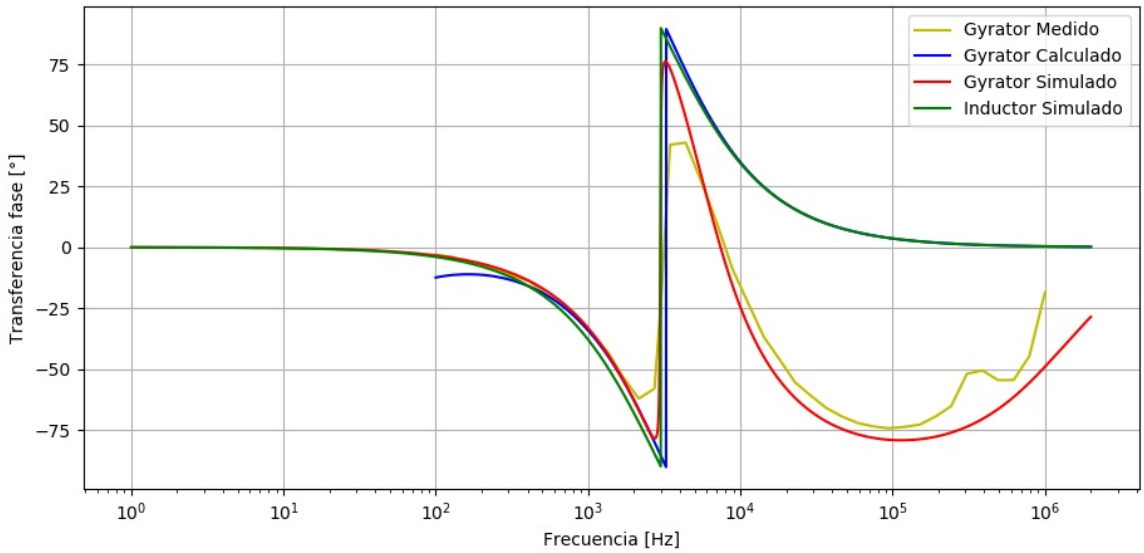


Figura 59: Diagrama BODE Band-Reject Fase.

2.10.5. Análisis de resultados.

Se puede observar que existe una gran coincidencia entre las simulaciones propuestas con la realidad en el rango de frecuencias con el cual se decidió trabajar, teniendo un filtro Band-Reject de segundo orden.
El mayor interés fue puesto en que el circuito cumpla con las especificaciones dadas en la Tabla (11), llegando así a la siguiente medición:

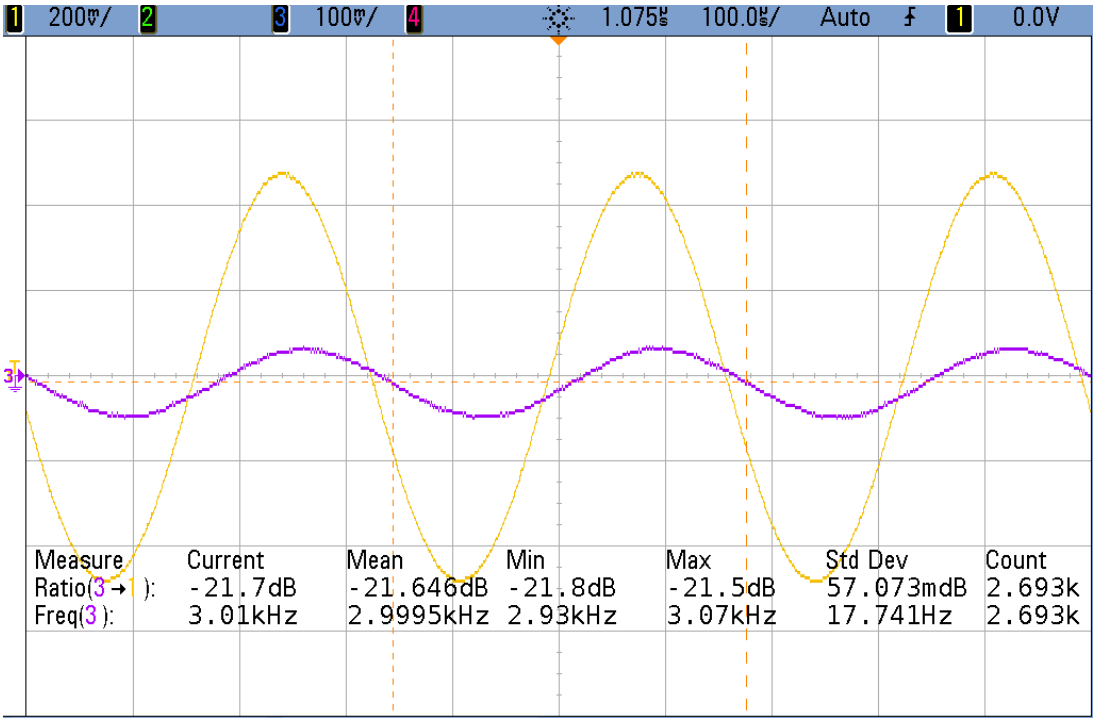


Figura 60: Frecuencia de corte.

En la figura (60) se puede observar que para la frecuencias especificada en la Tabla (11) tiene la máxima atenuación.

2.11. Diseño en PCB.

El circuito se diseño en el software **Altium Designer**. Dado a las condiciones de diseño requeridas, se optó por utilizar componentes **SMD** ya que estos poseen una menor tolerancia y además, al ser más pequeñas, disminuye el tamaño final de la placa.
Se empleó un integrado TL084, utilizando cada opamp para cada filtro y se colocaron capacitores de desacople, llegando así al siguiente esquemático:

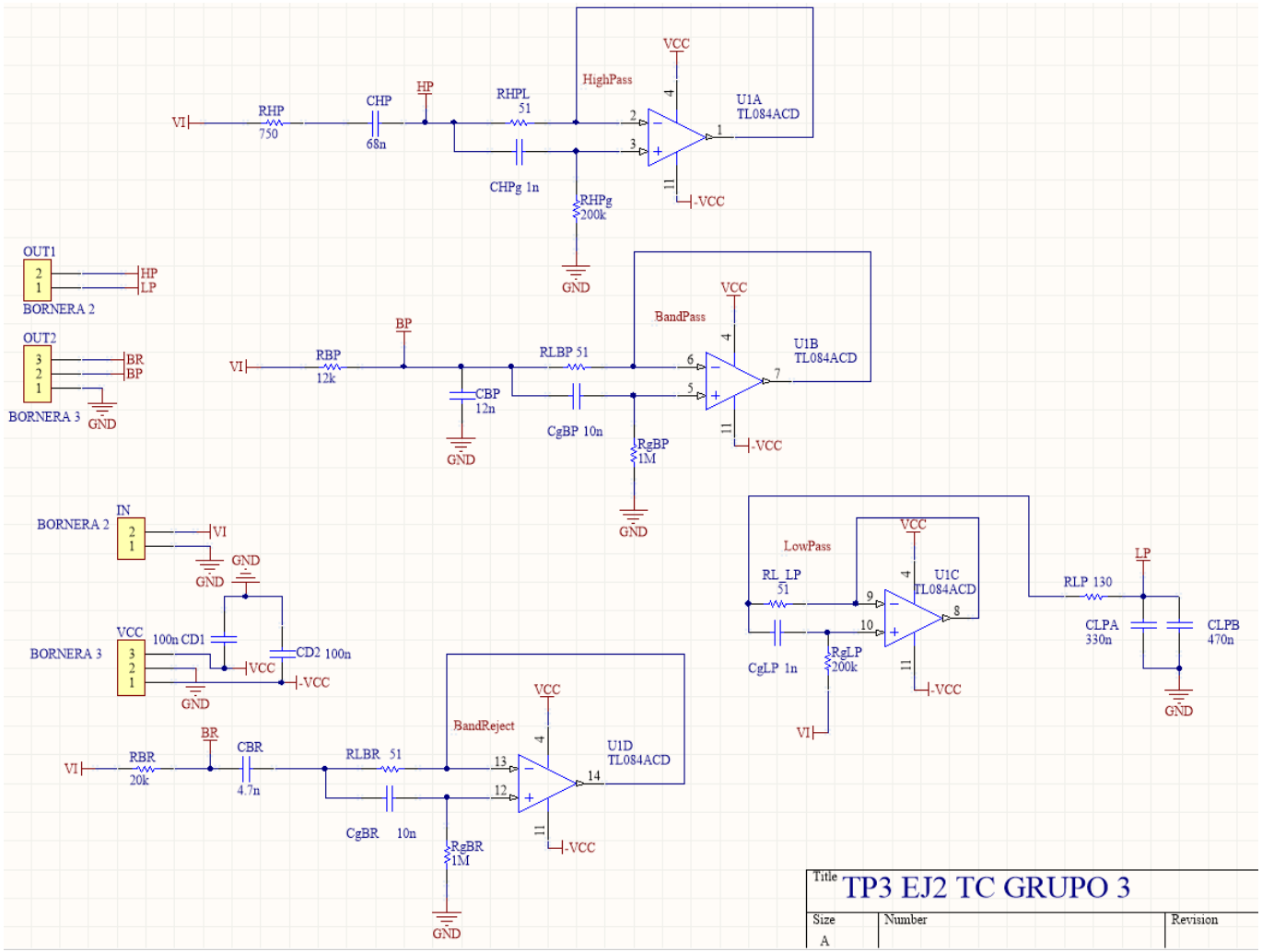


Figura 61: Esquemático del circuito.

Luego se diseño el circuito en el PCB. Dado a que, al utilizar componentes SMD se deseaba que se encuentren del mismo lado que los through hole, se valiò de una placa doble faz.

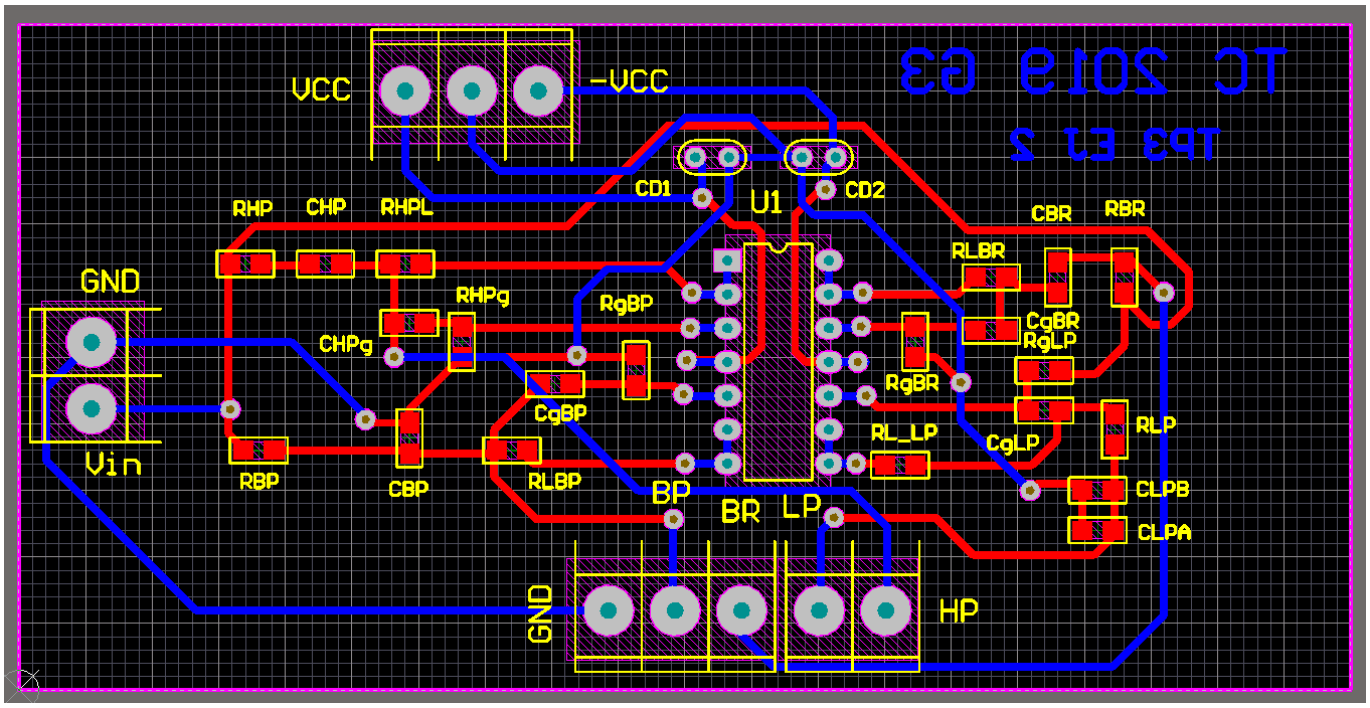


Figura 62: PCB del circuito.

3. Amplificadores de Instrumentación

3.1. Introducción

Los amplificadores de instrumentación, también conocidos como **IN-AMP**, son utilizados para amplificar con alta precisión las señales provenientes de diversas unidades de adquisición de datos que no poseen la amplitud suficiente o están demasiado contaminadas por ruido externo como para poder ser aprovechadas.

3.1.1. Diferencias entre IN-AMP y OP AMP

A simple vista un **IN-AMP** puede ser fácilmente confundido con un **OP AMP** dado que tienen varios rasgos en común. En primer lugar ambos dispositivos amplifican una señal diferencial, es decir que multiplican por un cierto factor la diferencia de potencial entre sus terminales de entrada. Por otro lado también poseen una elevada impedancia de entrada (del orden de los $M\Omega$) y una muy baja impedancia de salida de unos pocos ohms. No obstante, podemos notar algunas diferencias fundamentales entre ambos. Por ejemplo, para configurar la ganancia a lazo cerrado de un amplificador operacional se debe ajustar mediante resistores de retro-alimentación externos mientras que en un amplificador de instrumentación la ganancia puede venir predefinida por el fabricante o ajustada mediante una única **resistencia externa** denominada usualmente como R_{gain}. En caso de que se desee amplificar una señal diferencial el amplificador de instrumentación eliminará cualquier componente de señal común a ambas entradas como puede ser un offset de continua o simplemente ruido. Esta característica es la que hace especiales a los amplificadores de instrumentación ya que permiten reducir de manera significativa el ruido de las señales recibidas. Por el contrario, los amplificadores operacionales tradicionales no están diseñados para eliminar este tipo de señales no deseadas.

3.2. Características del IN-AMP

El circuito a analizar es una variante de los famosos amplificadores de instrumentación que utilizan 3 amplificadores operacionales que se puede observar en la figura debajo.

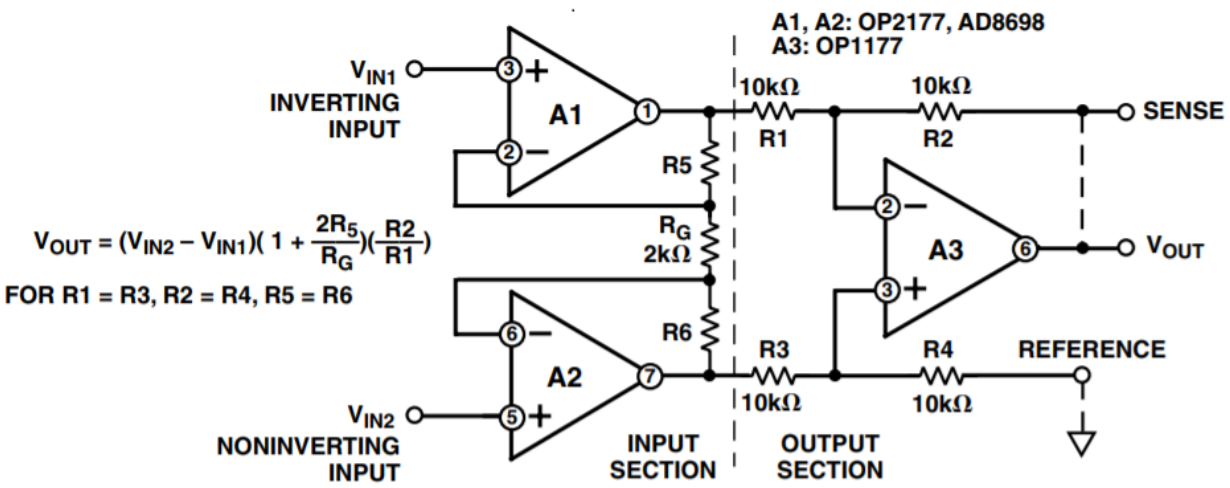


Figura 63: Clásico amplificador de instrumentación con 3 Opamps

Como se puede apreciar a la izquierda de la línea punteada se han colocado un par de amplificadores con alta impedancia de entrada. El objetivo de los mismos es el de aumentar significativamente la impedancia de entrada del in-amp para independizarla lo más posible de las impedancias de las fuentes ya que estas pueden ser muy altas o estar desbalanceadas. También ofrece la ventaja de no cargar a la fuente, lo cual es de gran relevancia al trabajar con señales pequeñas. Además le otorga una cierta ganancia a la señal de entrada. Este aspecto del circuito se debe tener en cuenta para evitar la saturación de los op-amps y perder la efectividad del circuito. Analizaremos esta y otras situaciones en secciones posteriores. En nuestro caso se trabajará con una implementación con 4 amplificadores operacionales.

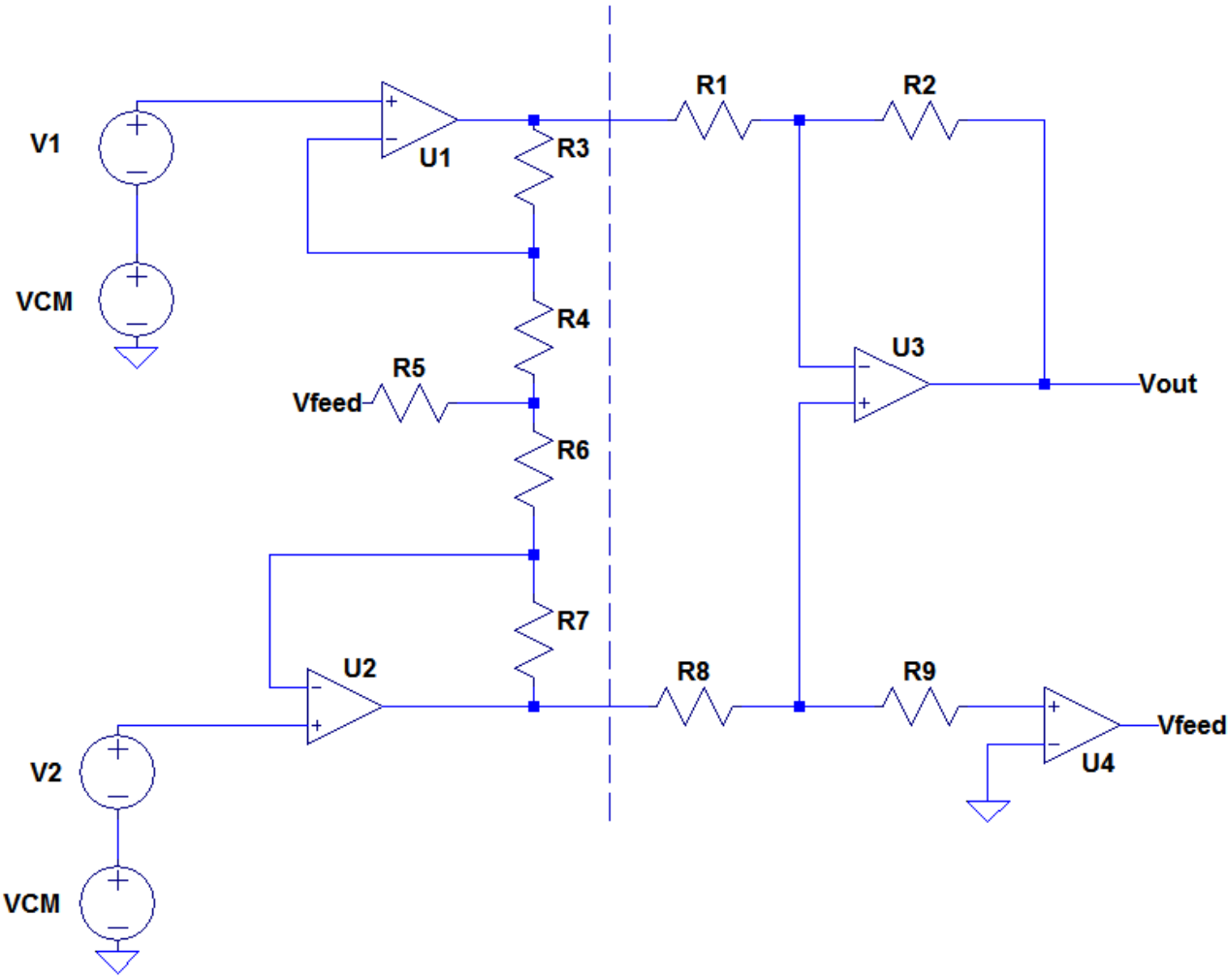


Figura 64: Amplificador de instrumentación de 4 op-amps

Haciendo uso de la herramienta de análisis simbólico *SapWin* [5] obtenemos la siguiente expresión para la ganancia ideal de amplificador de instrumentación:

$$V_{out} = \frac{-V_1R_2R_4R_7 - V_1R_2R_3R_7 + V_2R_2R_3R_7 + V_2R_2R_3R_6}{R_1R_4R_7} \tag{76}$$

Notamos que en la situación ideal tanto las resistencias R_5 y R_9 no afectan la ganancia del circuito.

3.2.1. Relaciones entre los componentes

Una de las finalidades del amplificador de instrumentación es la de eliminar aquellas señales que sean comunes a las señales de entrada. Por tal motivo comenzaremos por establecer condiciones que nos permitan eliminarlas. Para eso aplicaremos superposición y analizaremos los efectos de V_{CM} sobre la relación anterior.

[5] SapWin es una programa de análisis y simulación de circuitos desarrollado por la *Universitá degli studi Firenze*

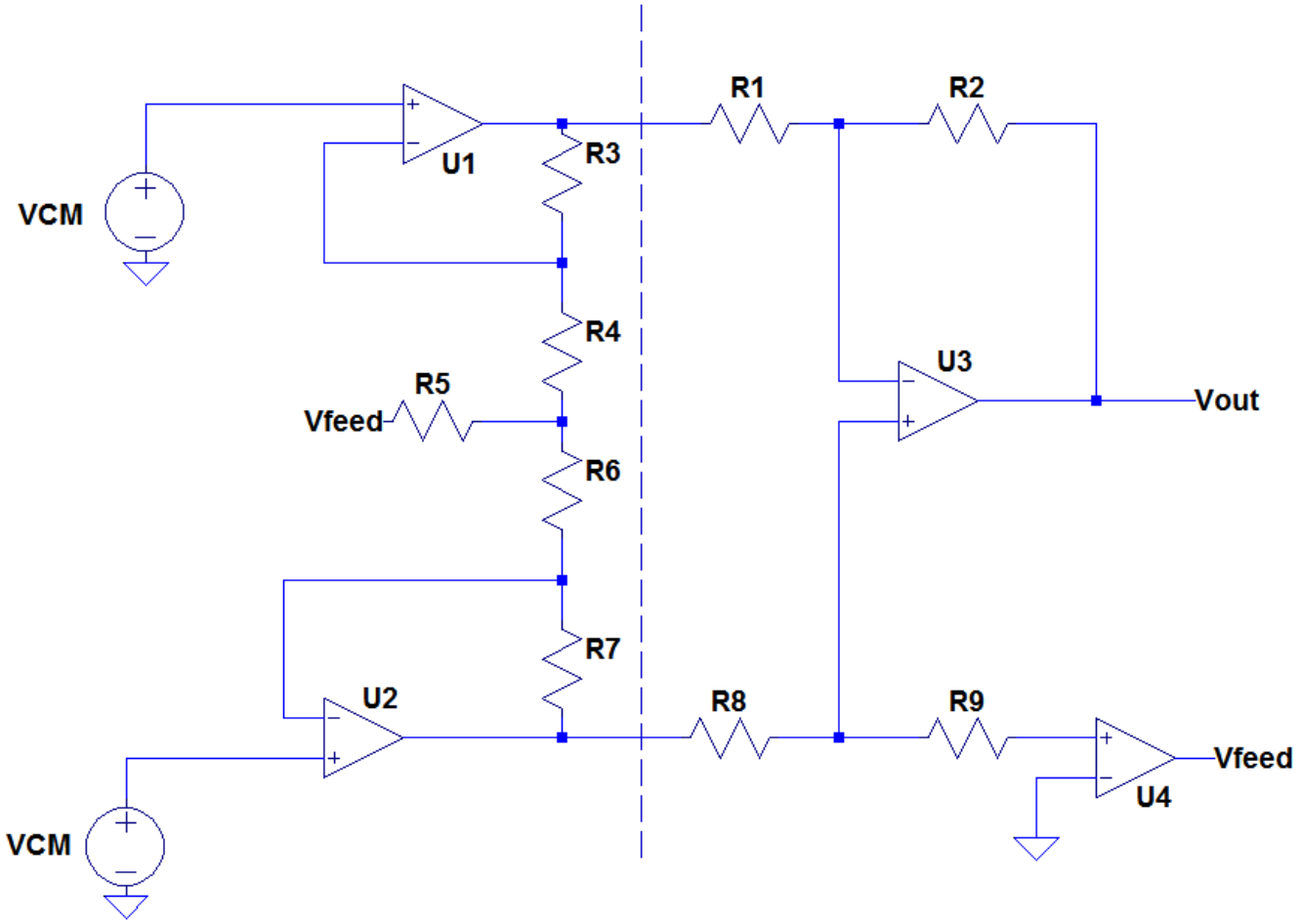


Figura 65: Amplificador de instrumentación de 4 op-amps en modo común

Obteniendo como transferencia:

$$\frac{V_{out}}{V_{CM}} = \frac{-R_2R_4R_7 - R_2R_3R_7 + R_2R_3R_7 + R_2R_3R_6}{R_1R_4R_7} \tag{77}$$

Como se quiere que aquellas señales comunes a ambas entrada sean eliminadas pedimos $V_{out} = 0$. Entonces obtenemos:

$$\frac{-V_{CM}R_2R_4R_7 - V_{CM}R_2R_3R_7 + V_{CM}R_2R_3R_7 + V_{CM}R_2R_3R_6}{R_1R_4R_7} = 0 \tag{78}$$

Simplificando

$$R_7(R_4 + R_3) = R3(R7 + R6) \tag{79}$$

$$R_7R_4 + R_3R_7 = R_3R_7 + R_3R_6 \tag{80}$$

Cancelando los términos comunes a ambos miembros

$$R_7R_4 = R_3R_6 \tag{81}$$

Por lo tanto llegamos a:

$$\frac{R_4}{R_6} = \frac{R_3}{R_7} \tag{82}$$

Aplicando estas relaciones a (76) obtenemos:

$$V_{out} = (V_2 - V_1)\left[\frac{R_2}{R_1}(1 + \frac{R_3}{R_4})\right] \tag{83}$$

En el afán de conseguir una amplificación de 137,32 se realizaron las siguientes consideraciones en busca de conseguir la configuración más simétrica posible. En primer lugar dadas las limitaciones de las tolerancias de los componentes

se decidió implementar un amplificador de instrumentación con una ganancia de 137,5 veces. Si bien se podría haber intentado calibrar la ganancia del mismo mediante el uso de resistores variables, debemos tener en cuenta que los presets no son ajustables con la suficiente precisión. Además, dado que la implementación carecerá de un gabinete, por causa de vibraciones o movimientos bruscos los mismos podrían cambiar su valor forzando al usuario a chequear sus valores previo al uso. En segundo lugar se eligieron que las resistencias R_3 y R_4 tomasen el mismo valor. Esta decisión obligará a que R_7 y R_6 también sean iguales. Por lo tanto conseguimos mucha simetría en la primera etapa.

$$V_{out} = (V_2 - V_1)\left[2\frac{R_2}{R_1}\right] \tag{84}$$

Luego se eligió R_2 del mismo orden de magnitud que R_1 de forma tal que el factor de **2** que apareció previamente sea cancelado y R_2 controle por completo la ganancia. Esta R_2 fue armada mediante 2 resistores SMD en serie.

Componente	Valor	Tolerancia
R_1	2KΩ	1 %
R_2	130KΩ	1 %
$R_{2'}$	7,5KΩ	1 %
R_3	10KΩ	1 %
R_4	10KΩ	1 %
R_5	10KΩ	1 %
R_6	10KΩ	1 %
R_7	10KΩ	1 %
R_8	2KΩ	1 %
R_9	130KΩ	1 %
$R_{9'}$	7,5KΩ	1 %

Tabla 13: Tabla de valores de componentes del IN-AMP al 1 %

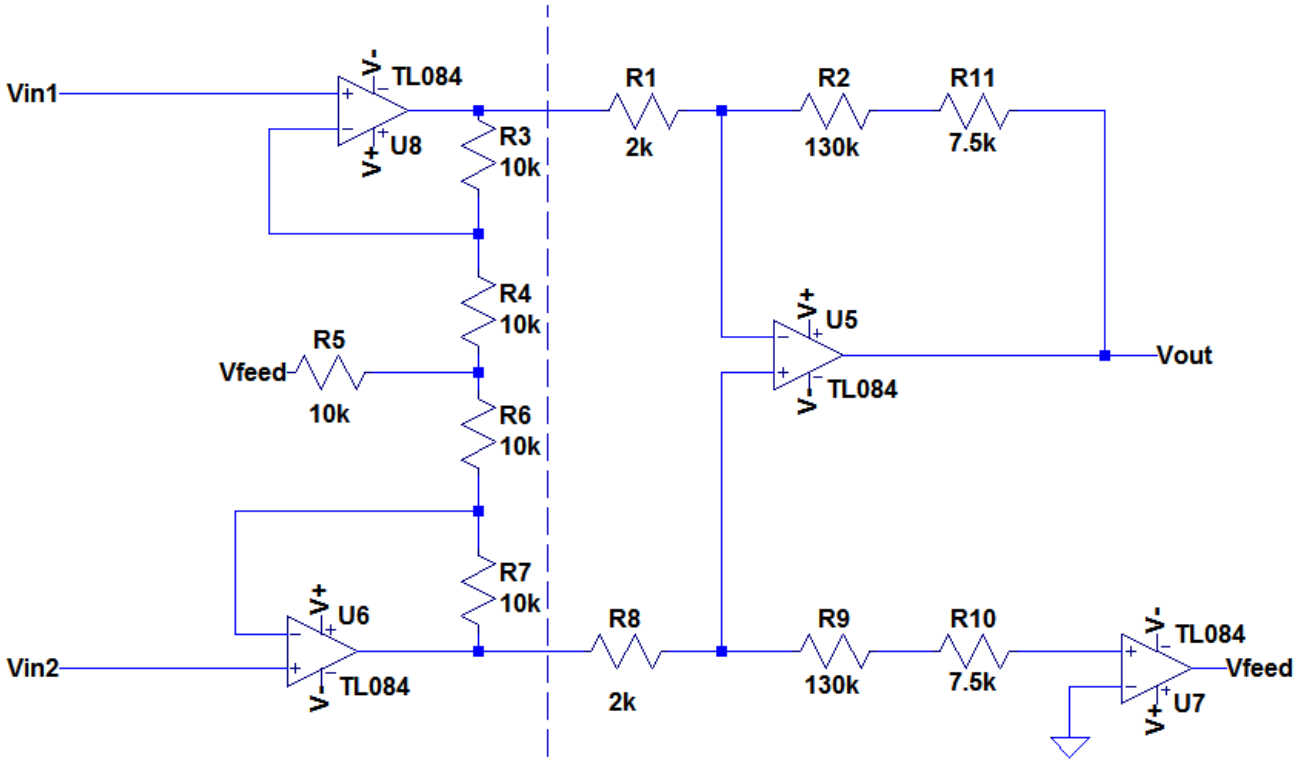


Figura 66: IN-AMP con los valores elegidos.

Cabe destacar que el orden de magnitud de los componentes se basó en que los amplificadores de instrumentación comerciales son fabricados con resistencias en el orden de los K-ohms.

Como fue antes mencionado, el amplificador de instrumentación debe poseer, idealmente, impedancia de entrada infinita. Para poder aproximarnos lo más posible a este ideal se decidió utilizar el amplificador operacional **TL084** que posee una impedancia de entrada de 1 Tera-Ohm ($10^{12}\Omega$). Otra ventaja de elegir este operacional es que se consiguen en un solo integrado que contiene a los de 4 op-amps dentro de un mismo integrado lo cual disminuye las variaciones por cambios de temperatura dado que se encuentran los 4 bajo las mismas condiciones de operación.

3.3. Efecto de las tolerancias

Cuando se plantearon los primeros amplificadores diferenciales se utilizaron configuraciones simples como la exhibida debajo, ya se conocía que los resistores R_1, R_2, R_3 y R_4 debían estar apropiadamente balanceados con el fin de maximizar el rechazo en modo común.

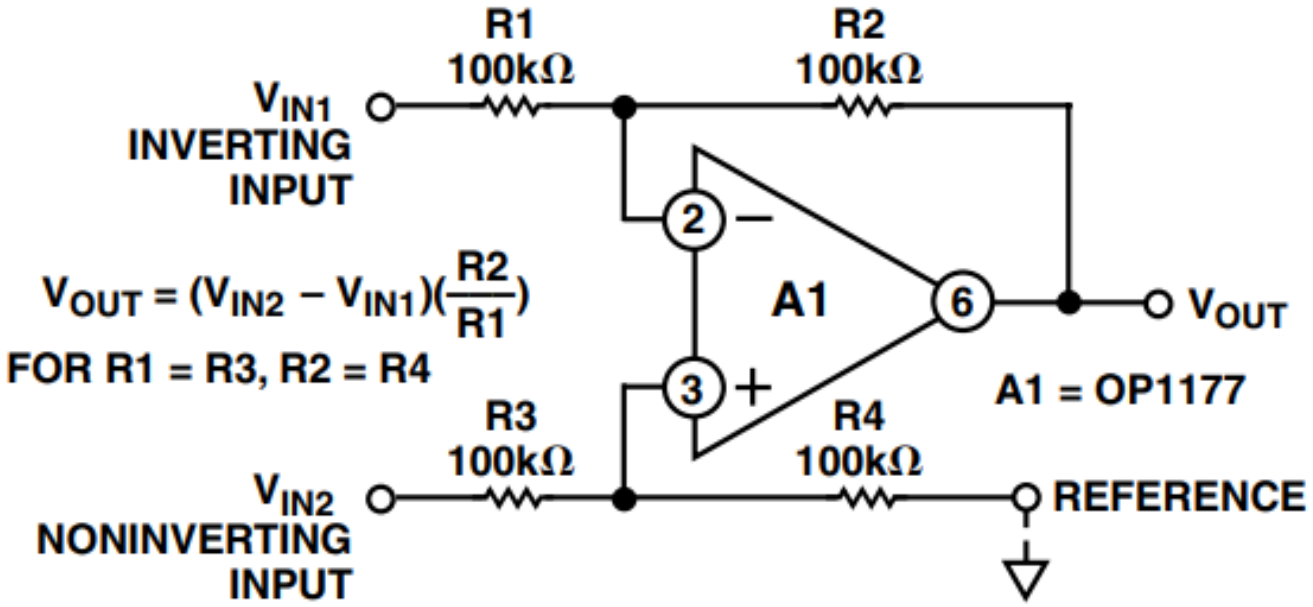


Figura 67: Amplificador diferencial.

Sin embargo las tolerancias de los componentes no lo permiten. Es por tal motivo que para alcanzar dicha precisión los fabricantes construyen dichas resistencias, mediante técnicas láser durante el proceso de fabricación del IC con el fin de minimizar esas diferencias.
El modelo más sofisticado y robusto que se implementó presenta mejoras muy notables por sobre su antecesor. No obstante, estas mejoras también traen nuevos desafíos dado que se añaden más componentes resistivos al sistema. Usando resistencias al 1 % obtenemos la siguiente simulación de Montecarlo para en modo diferencial.

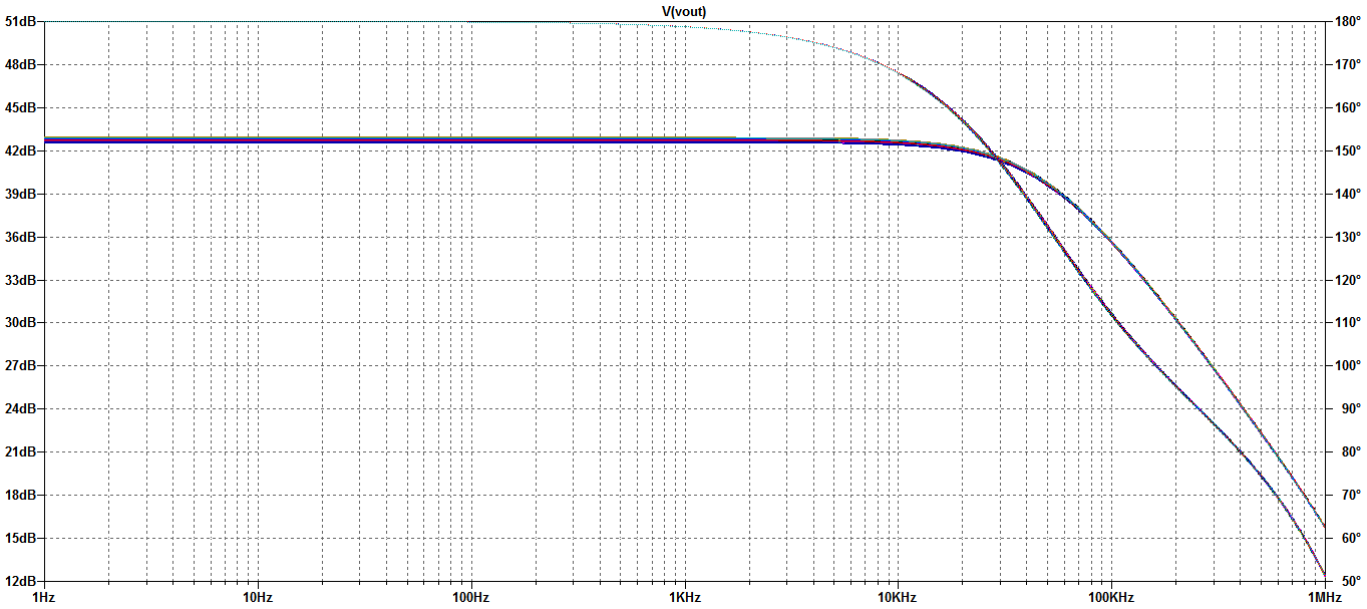


Figura 68: Montecarlo en modo diferencial.

Como podemos notar, las tolerancias no afectan significativamente su desempeño en modo diferencial.
Sin embargo podemos realizar más observaciones en cuanto a su desempeño en modo común.

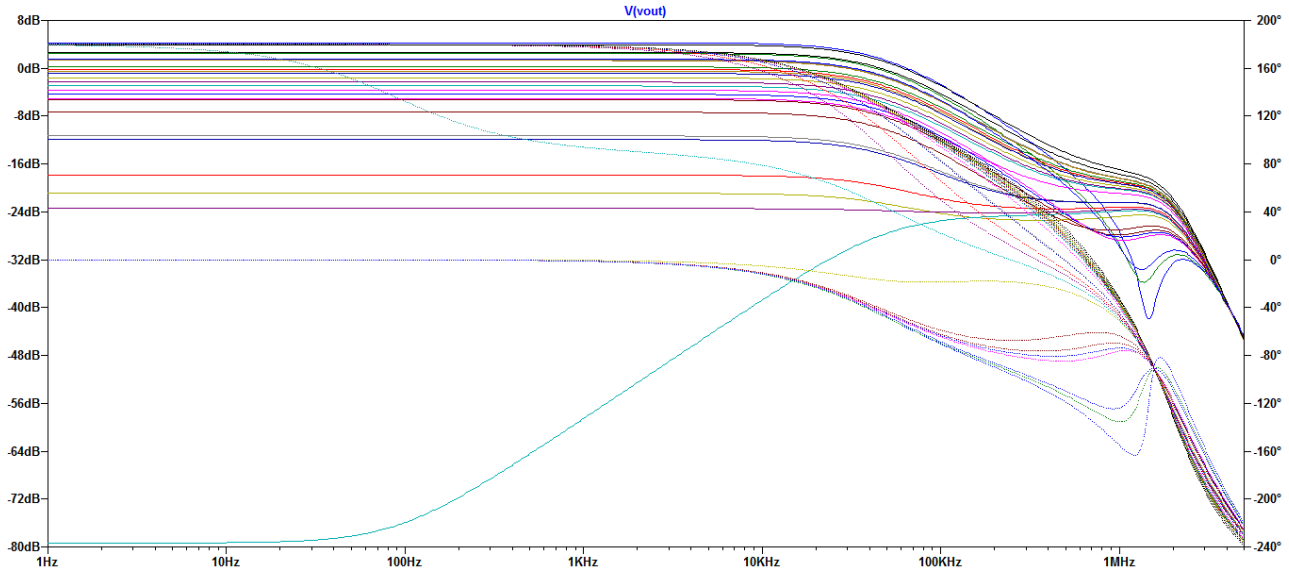


Figura 69: Montecarlo en modo común con 1 Vpp de entrada.

Este gráfico de bode pone en evidencia la importancia de que las resistencias posean la mayor precisión posible.
Si la tensión en modo común se reduce vemos como mejora el rechazo en modo común.

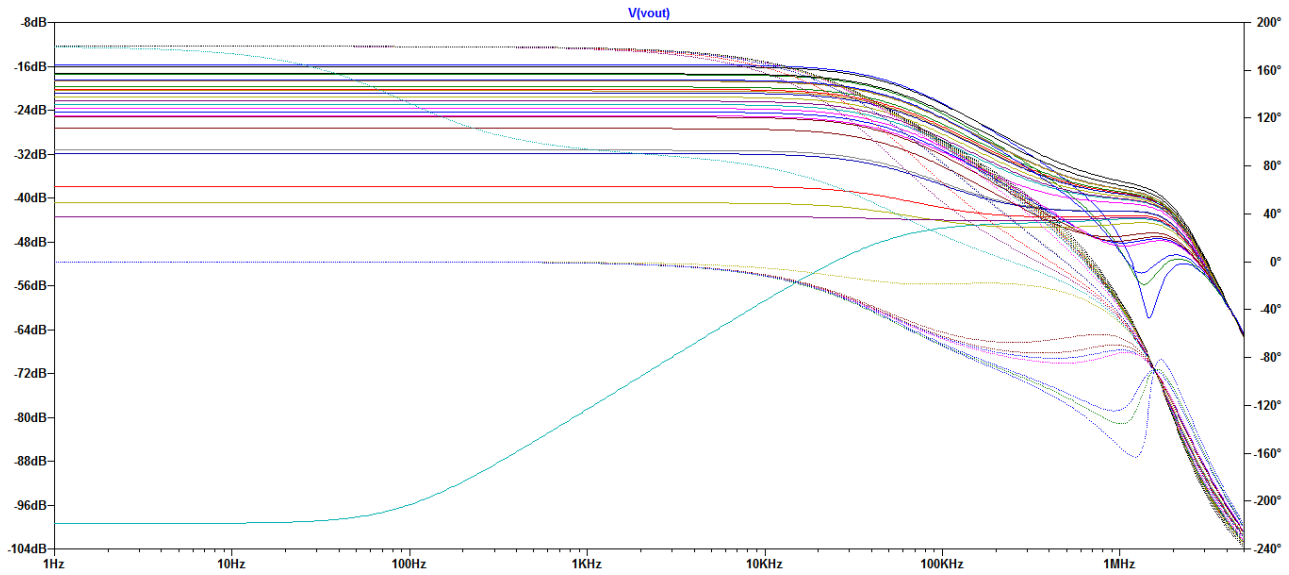


Figura 70: Montecarlo en modo común con 100 mv de entrada.

También se intentó ver los alcances de rechazo común frente a una continua

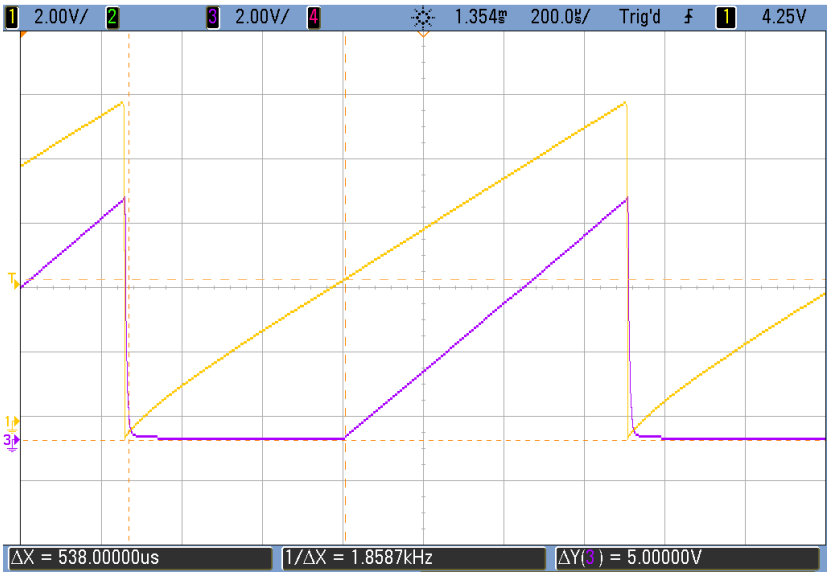


Figura 71: Rampa de 0 a 20V

Vemos como el circuito es capaz de soportar hasta unos 5V de continua (como indica el cursor) antes de salir de su zona de operación.

3.4. Función del R_5 y montaje en DC

La resistencia de feedback R_5 entre el op-amp de feedback y la etapa de entrada tiene el efecto de estabilizar los potenciales en la etapa de entrada. Este op-amp a su vez nos permite introducir una offset de DC a la señal de salida. Para poder introducir un offset de DC a la salida del circuito basta con alterar el potencial del borne inversor del cuarto op-amp.

3.5. Respuesta en frecuencia

Los amplificadores de instrumentación obtienen su mejor rendimiento en la rango de las frecuencias medias a bajas. Esta configuración exhibe un comportamiento del tipo pasa-bajos lo que provoca que no se obtenga la ganancia esperada a frecuencias elevadas.

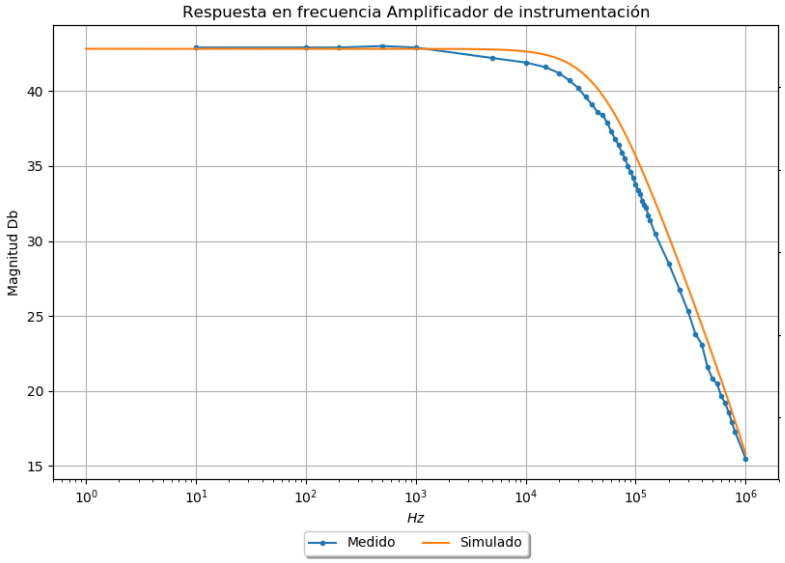


Figura 72: Bode de Magnitud.

Si bien el circuito deja de funcionar en condiciones optimas a altas frecuencias, el mismo tampoco esta diseñado para operar bajo ese estado de operación.

3.6. Generación de señales con puente de Wheatstone

Se diseño un puente de WheatStone para la generación de señales compuestas.

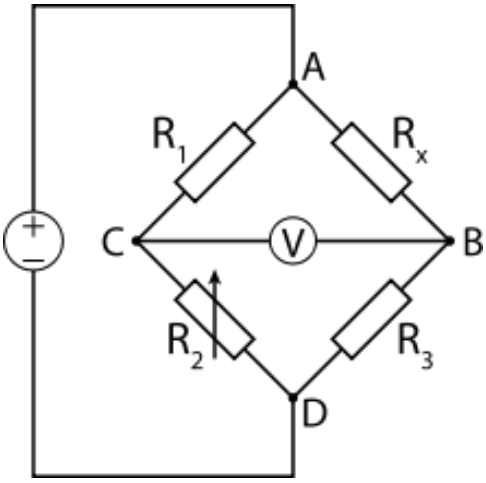


Figura 73: Puente de WheatStone.

Este método emula a un sensor que utiliza un sistema tipo puente con un resistor cuyo valor puede cambiar según la temperatura, presión u otros parámetros.

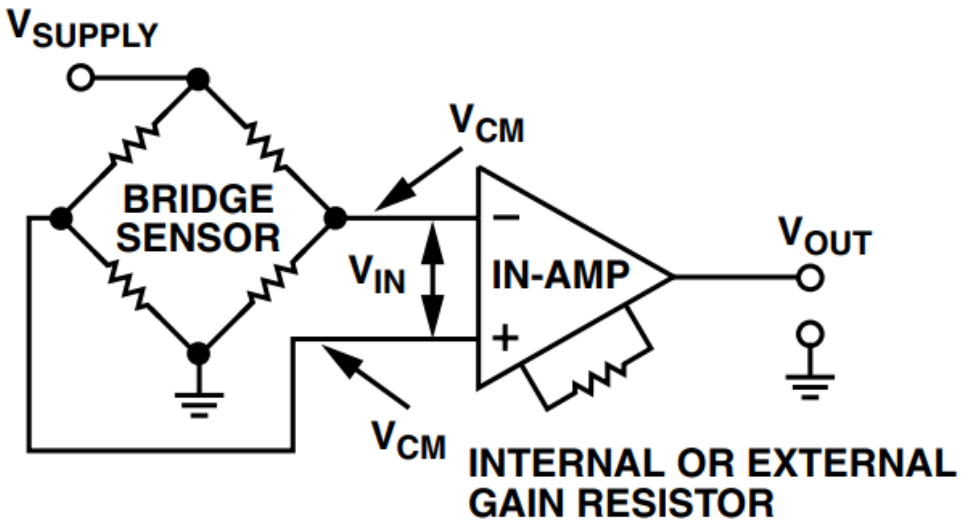


Figura 74: IN-AMP con puente de WheatStone Acoplado.

La tensión suministrada en la parte superior del puente permite que las variaciones de resistencia se traduzcan en una señal eléctrica. Sin embargo es necesario poseer una cierta referencia para poder determinar si de hecho ocurrió un cambio. Es por esto que el amplificador de instrumentación se vale del puente y de sus 2 bornes de salida para llevar acabo esta detección. La rama del puente que cuenta con sus resistores fijos proporcionará la tensión de referencia. A la entrada del amplificador de instrumentación se le proporcionarán 2 señales. En primer lugar tendremos la señal de referencia y por otro la señal portadora de la perturbación. Debemos notar que, dado el diseño del amplificador de instrumentación, de no haber diferencias entre las dos señales se debería observar una salida nula idealmente.
Para el armado del puente se eligieron resistores con tolerancias del 1 % para mantener el puente lo más balanceado posible y maximizar el rechazo en modo común.

Componente	Valor	Tolerancia
R_1	10KΩ	1 %
R_2	10KΩ	1 %
$R_{2'}$ Preset	1KΩ	10 %
R_3	10KΩ	1 %
R_4	10KΩ	1 %

Tabla 14: Tabla de valores de componentes del puente de WheatStone al 1 %.

El preset nos permite generar de manera artificial ”la perturbación”sobre la señal.

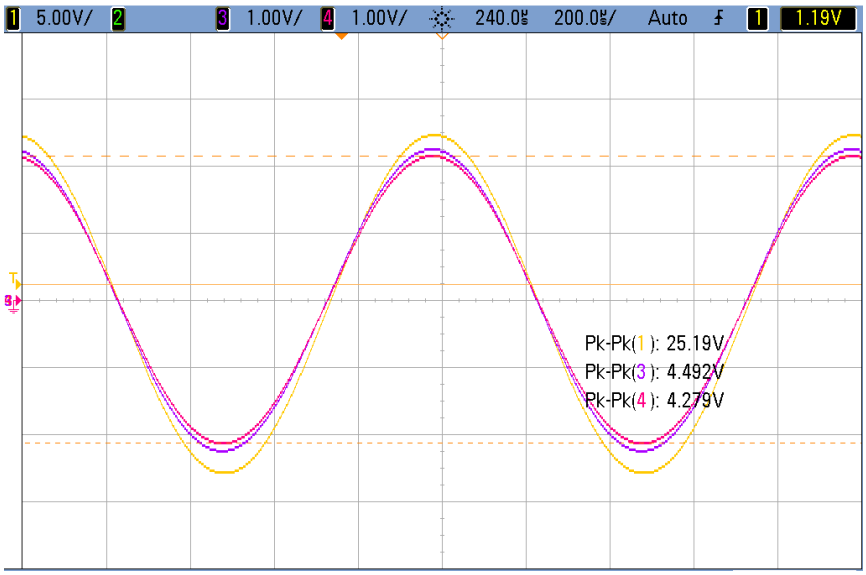


Figura 75: Amplificación de diferencias con puente de WheatStone

Nótese la escala de las señales.

3.6.1. Análisis de Tolerancias en el puente de Wheatstone

Para poder generar señales compuesta de precisión es necesario crear un puente cuyas resistencias tengan la mínima tolerancia posible, para esto se utilizaron resistencias al 1 %. Sin embargo con el fin de poder generar diversas señales, a expensas de precisión, se utilizo un preset para generarlas.

$$V_1 = \frac{R_2 + \Delta R_2}{R_1 + \Delta R_1 + R_2 + \Delta R_2} \tag{85}$$

$$V_2 = \frac{R_3 + \Delta R_3}{R_3 + \Delta R_3 + R_4 + \Delta R_4} \tag{86}$$

Estas tensiones de salida estarán sujetas a las tolerancias de los resistores elegidos. Para el diseño del mismo se eligieron valores nominales tales que el denominador se encuentre por sobre el numerador lo suficiente como para minimizar el efecto de las tolerancias. Así también se eligió un preset de baja denominación.

3.6.2. Señales con y sin referencia a tierra

La problemática al medir señales con entrada flotante, como pueden ser por ejemplo los transformadores o cualquier otra señal que se encuentre aislada de tierra radica en el hecho que las corrientes de bias del amplificador de instrumentación, no tanto las inherentes al dispositivo por cuestiones de fabricación, sino más bien aquellas desarrolladas por el aumento de la temperatura. Es de mayor relevancia en los **IN-AMP** desarrollados con transistores **FET** que, aunque tiene menores corrientes de bias a temperatura ambiente, estas se duplican cada 11 grados centígrados. Estas corrientes provocan que el amplificador de instrumentación conmute más rápidamente observándose cierto ruido.[en] la señal de salida. Se recomienda siempre colocar un camino entre la fuente flotante y tierra. Esto se puede lograr utilizando un resistor de entre $1M\Omega$ y 10Ω.

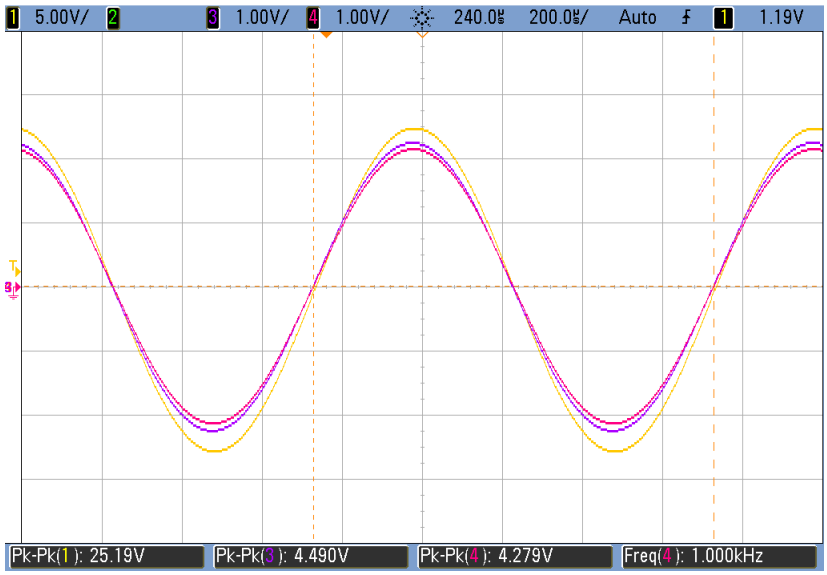


Figura 76: Amplificación de diferencias con puente de Wheatstone con conexión a ground.

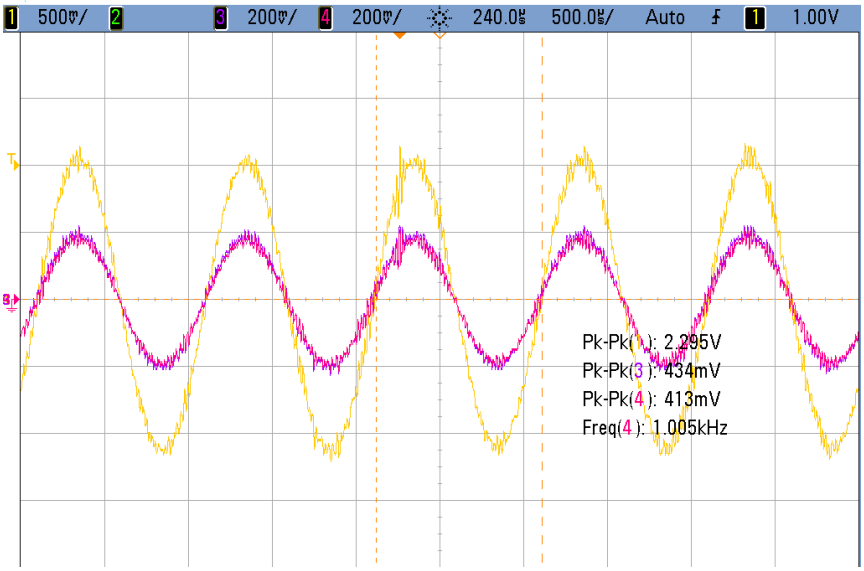


Figura 77: Amplificación de diferencias con puente de Wheatstone con entrada flotante.

Debe tenerse especial cuidado al medir y generar estas señales dado que al aislar el generador de señales se debe tener cuidado de no cortocircuitar las tierras del osciloscopio para obtener mediciones verídicas.

3.7. Conclusiones

De la experiencia del diseño y estudio del amplificador de instrumentación podemos decir que se trata de un circuito muy robusto y útil para obtener señales más nítidas como muestra la imagen debajo.

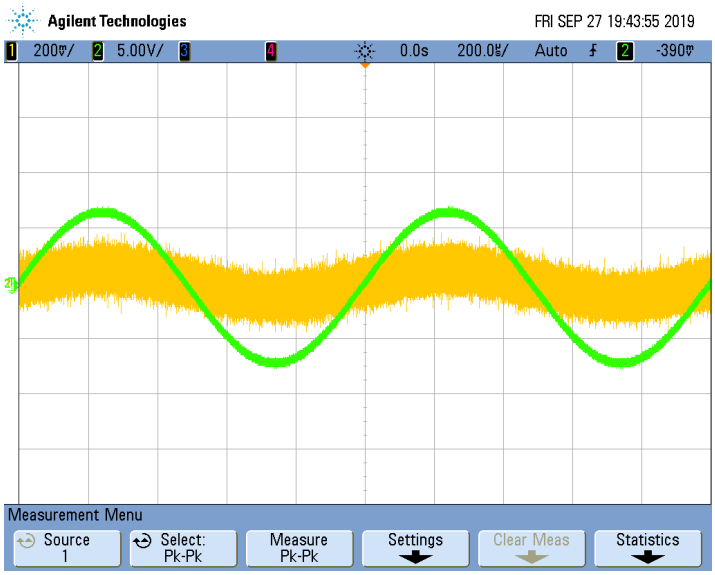


Figura 78: Señal senoidal de baja amplitud recuperada y amplificada.

Cabe destacar que a pesar de la robustez del mismo, se deben de tener en cuenta los límites de operación del mismo. Es decir frecuencias medias a bajas y tensiones de modo común deben mantenerse los más bajas posibles para garantizar un buen rendimiento. Cuando se estén midiendo señales flotantes se debe controlar la temperatura del **IC** si es que está fabricado a base de transistores J-FET. Recomendamos la lectura de *A designer's guide to instrumentation amplifiers*.

Referencias

[1] SERGIO, F. (2002). Design with operational amplifiers and analog integrated circuits. New York [etc.]: McGraw-Hill, pp.73-91.

[2] R. Coughlin and F. Driscoll, Circuitos integrados lineales y amplificadores operacionales. México: Prentice-Hall Hispanoamericana, 1998.

[3] C. Kitchin and L. Counts, A designer's guide to instrumentation amplifiers. Norwood, Mass.: Analog Devices, 2006.

[4] Jeffrey R. Riskin, A User's guide to IC instrumentation amplifiers. Norwood, Mass.: Analog Devices.

4. Circuito de Medicion de Presion

4.1. Introducción teórica

Los amplificadores diferenciales son dispositivos cuya salida es linealmente proporcional a la diferencia entre sus entradas y que idealmente suprimen cualquier tensión común a dichas entradas. Teóricamente, de ser iguales, la salida debe ser cero, no obstante, dicha afirmación es difícil de cumplir en la práctica. Debido a lo anterior, se definen dos modos de operación para un amplificador diferencial, modo común y modo diferencial:

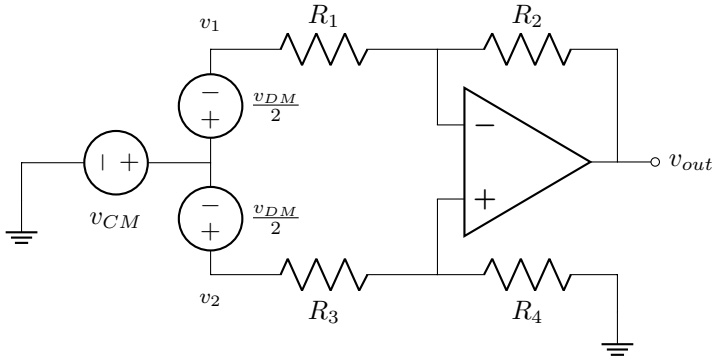


Figura 79: Entradas en términos de los componentes en modo común y modo diferencial.

De la figura anterior pueden deducirse las siguientes relaciones:

$$v_1 = v_{CM} - \frac{-v_{DM}}{2} \tag{87}$$

$$v_2 = v_{CM} + \frac{v_{DM}}{2} \tag{88}$$

El amplificador operacional en modo diferencial es un caso más general del amplificador de tensión, el cuál por lo general posee uno de sus terminales referenciado a tierra o 0 V. La ventaja fundamental de la operación en modo diferencial es que de existir alguna señal de ruido común a ambas entradas la misma es cancelada a la salida, por ende los amplificadores diferenciales son útiles en el análisis de pequeñas señales propensas a recibir interferencias, como es el caso de señales biomédicas, circuitos de medición, sensores, etc.
Un caso particular de los amplificadores diferenciales son los amplificadores de instrumentación. Los útlimos cumplen con diferentes características, las cuales los hacen aptos para la instrumentación de pruebas y mediciones, de ahí su nombre. Los AI deben poseer una impedancia de entrada alta en extremo (infinita en caso ideal), una impedancia de salida lo más cercana a cero posible (nula en el caso ideal), una ganancia exacta y estable, y por último un CMRR por lo general, extremadamente elevado (la definición de este parámetro se desarrolla más adelante).
En la siguiente sección se diseña un circuito para posibilitar la medición de presión. Para eso se utiliza el sensor piezoeléctrico MPX2010DP y un amplificador de instrumentación capaz de amplificar la señal proveniente del mismo. El circuito puede medir en el rango de presiones comprendido entre los 0 P y los 10 kP, para cuyo caso tiene una salida de entre 0 V a $3,3$ V. Al medir la máxima diferencia de presión permitida por el sensor la señal de salida tiene una amplitud de al menos $3,1$ V y menor a $3,3$ V. En caso de medirse una diferencia de presión nula, la salida también lo será. El circuito propuesto es el siguiente:

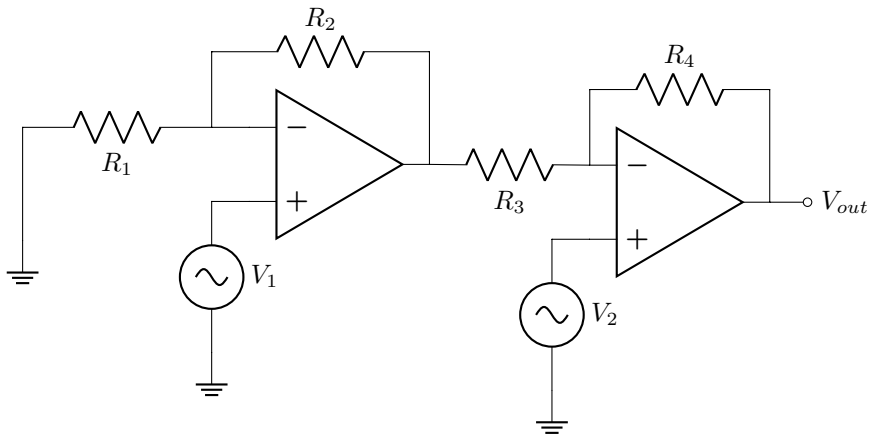


Figura 80: Circuito de medición propuesto.

Como bien puede apreciarse en la figura anterior, el amplificador de instrumentación cuenta con una configuración dual. Ambos operacionales son utilizados utilizados en su modo no inversor. Para el análisis siguiente se trabaja con ambos op-amps como ideales.
Utilizando superposición se pasiva V_2 en primer lugar quedando así el priemr op-amp en su configuración no inversora, mientras que el segundo en una configuración inversora:

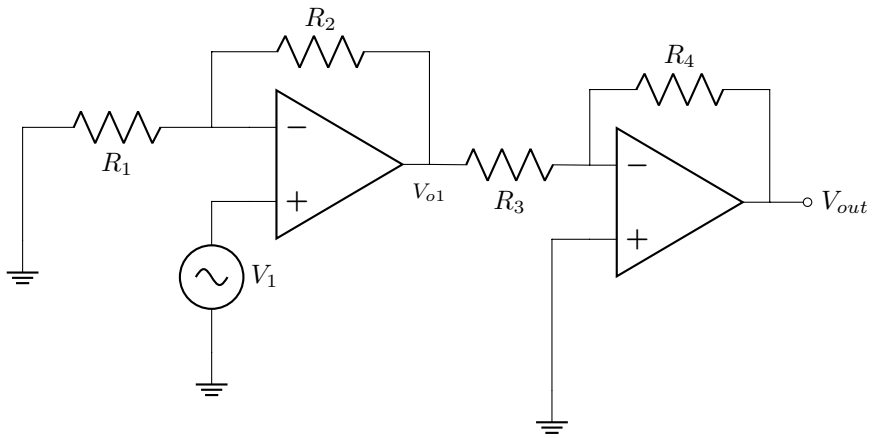


Figura 81: Circuito con V_2 pasivada.

Utilizando las expresiones para las ganacias ya conocidas se obtiene la tensión a la salida del primer amplificador y la tensión de salida del circuito:

$$V_{o1} = V_1 \frac{R_1 + R_2}{R_1} \tag{89}$$

$$V_{out} = \frac{-R_4}{R_3} V_{o1} \tag{90}$$

Reemplazando (89) en (90):

$$V_{out} = (\frac{-R_4}{R_3})(1 + \frac{R_2}{R_1})V_2 \tag{91}$$

Asimismo, si se pasiva la fuente V_1, la tensión posterior al amplificador número 1 es cero, ya que ambas entradas están conecatdas a tierra. Es así que el segundo op-amp está en su configuración no inversora:

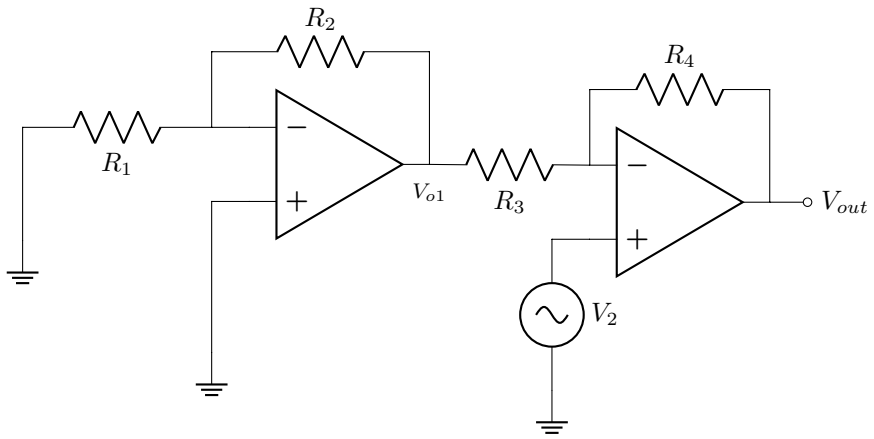


Figura 82: Circuito con V_1 pasivada.

$$V_{out} = (1 + \frac{R_4}{R_3})V_2 \tag{92}$$

Por principio de superposición, la salida total resulta de la suma entre las dos transferencias anteriores:

$$V_{out} = (1 + \frac{R_4}{R_3})V_2 + (\frac{-R_4}{R_3})(1 + \frac{R_2}{R_1})V_1 \tag{93}$$

Factorizando la ecuación anterior se llega a:

$$V_{out} = (1 + \frac{R_4}{R_3})(V_2 - \frac{(1 + \frac{R_2}{R_1})}{(1 + \frac{R_3}{R_4})}V_1) \tag{94}$$

Sin embargo, no es posible factorizar la expresión anterior con tal de llegar a una ecuación de la forma $Ganancia = \frac{V_{out}}{V_2 - V_1}$, a menos que se cumpla la siguiente condición:

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_3}{R_4} \Rightarrow \boxed{\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}} \tag{95}$$

Aunque bajo esta condición la ganancia del circuito depende solamente de la diferencia de tensiones entre ambas entradas, en la práctica lograr que las resistencias cumplan dicha condición es más complicado de lo que parece. Cualquier desviación genera ruido en la salida, el cual interfiere con la señal que realmente se quiere amplificar. Por ende, esta variable es de suma importancia a la hora de diseñar e implementar un circuito de esta índole.
Sabiendo entonces que las resistencias se encuentran desbalanceadas, puede plantearse una ganancia en modo diferencial y una ganancia en modo común si se reemplazan (87) y (88) en (94) y se reordena para lograr una expresión más limpia:

$$V_{out} = V_{CM}((1 + \frac{R_4}{R_3})(1 - \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}})) + \frac{V_D}{2}((1 + \frac{R_4}{R_3})(1 + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}})) \tag{96}$$

De la ecuación anterior se ven dos cosas, en primer lugar mientras más cerca se esté de la condición de funcionamiento diferencial descrita en (95), V_{CM} tiende a 0 y la ganancia tiende a:

$$\boxed{V_{out} = V_D(1 + \frac{R_4}{R_3}) = (V_2 - V_1)(1 + \frac{R_4}{R_3})} \tag{97}$$

En segundo lugar, pueden definirse tanto la ganancia diferencial como la ganancia a modo común:

$$A_D = \frac{V_{out}}{V_D} = \frac{1}{2}((1 + \frac{R_4}{R_3})(1 + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}})) \tag{98}$$

$$A_{CM} = \frac{V_{out}}{V_{CM}} = (1 + \frac{R_4}{R_3})(1 - \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}) \tag{99}$$

Nuevamente se ve en (99) que la misma tiende a 0 a medida que la condición de balance se cumple. Otra posibilidad para eliminar la componente común en la señal de salida es utilizar dos señales cuyo promedio sea igual a 0, en otras palabras, $V_2 = -V_1$ o viceversa. En la práctica, el sensor utilizado devuelve dos señales de esa manera para lograr el comportamiento deseado. Que tan exactas sean esa señales será otro factor para tener en cuenta a la hora de determinar la precisión de las mediciones.
Debido a las dos imperfecciones que ya se describieron, el balance de las resistencias y la igualdad entre las señales de entrada, se define un factor de mérito con el objetivo de describir el funcionamiento de un amplificador de instrumentación, el factor de rechazo a modo común o CMRR por sus siglas en inglés. El CMRR es una medida del rechazo que ofrece la configuración a la entrada de voltaje común. El mismo es positivo y se mide en decibelios, e idealmente es igual a infinito.

$$CMRR = 20\log(\frac{A_D}{A_{CM}}) = 20\log(\frac{\frac{1}{2}(1+\frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{R_3}{R_4}})}{1-\frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{R_3}{R_4}}}) \tag{100}$$

4.1.1. Análisis teórico de error

Cualquier amplificador de instrumentación es insensible a V_{CM}, mientras se cumpla que los amplificadores sean ideales y la relación (95) sea cierta. Si se considera que al menos el comportamiento de los amplificadores se asemeja al ideal se puede analizar como las discordancias entre los valores nominales y reales de las resistencias afectan al circuito. En general puede decirse que si la condición de puente esta desbalanceada el circuito responde tanto a V_D como a V_{CM}.
Si se introduce un factor de desbalance ϵ y se asume que solo uno de los cuatro resistores posee una desviación de su valor nominal, se puede expresar a R_2 como:

$$R_2(1-\epsilon) \tag{101}$$

Si se propone que los resistores tienen una tolerancia igual a p, el peor caso posible se da cuando, por ejemplo, la relación $\frac{R_3}{R_4}$ es maximizada y $\frac{R_2}{R_1}$ es minimizada. Lo anterior se cumple cuando R_3 y R_1 son maximizadas y R_4 y R_2 son minimizadas. Para que la condición de balance siga cumpliendose las resistencias minimizadas deben ser multiplicadas por $(1+p)$ y las maximizadas por $(1-p)$:

$$\frac{R_3(1-p)}{R_4(1+p)} = \frac{R_2(1+p)}{R_1(1-p)} \tag{102}$$

Reagrupando:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_2(1+p)^2}{R_1(1-p)^2} \tag{103}$$

Para $p \gg 1$ se cumple que $\frac{1}{(1+p)} \cong (1-p)$, entonces:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_2(1+p)^2}{R_1(1-p)^2} \cong \frac{R_2(1-p)^2}{R_4(1-p)^2} \cong \frac{R_2(1-4p)}{R_4} \tag{104}$$

Lo anterior si se consideran los terminos de p^n con $n > 2$ como cercanos a 0. Ahora bien, si se compara la ecuación anterior con 101 se llega a la siguiente conclusión:

$$|\epsilon|_{max} \cong 4p \tag{105}$$

Si se reemplaza ϵ en 96:

$$V_{out} = V_{CM}((1+\frac{R_4}{R_3})(1-\frac{1+\frac{R_2(1-\epsilon)}{R_1}}{1+\frac{R_3}{R_4}})) + \frac{V_D}{2}((1+\frac{R_4}{R_3})(1+\frac{1+\frac{R_2(1-\epsilon)}{R_1}}{1+\frac{R_3}{R_4}})) \tag{106}$$

Si nuevamente se separa V_{out} en:

$$V_{out} = A_D V_D + D_{CM} V_{CM} \tag{107}$$

$$A_D = \frac{1}{2}((1+\frac{R_4}{R_3})(1+\frac{1+\frac{R_2(1-\epsilon)}{R_1}}{1+\frac{R_3}{R_4}})) \tag{108}$$

$$A_{CM} = \frac{V_{out}}{V_{CM}} = (1 + \frac{R_4}{R_3})(1 - \frac{1 + \frac{R_2(1-\epsilon)}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}) \tag{109}$$

En la práctica se usaron resistencias con 1 % de tolerancia, evaluando en ϵ y en las expresiones anteriores el rechazo a modo comń ronda los 90 dB.

4.1.2. Comentarios respecto al funcionamiento del sensor

El dispositivo utilizado para medir la diferencia de presión es un sensor piezoresistivo de silicio. Su principio de funcionamiento es simple: se aprovecha de cambios en la resistencia eléctrica del material que lo constituye generados por la diferencia de presión entre dos entradas. El sensor proporciona una salida de tensión lineal, precisa y directamente proporcional a la presión aplicada. El sensor posee cuatro pines: uno de alimentación, tierra, y las dos salidas con signos opuestos antes mencionadas. El mismo opera en diferencias de presión entre los 0 kP y 10 kP. Según las curvas del fabricante la tensión típica de salida va de 0 mV a aproximadamente 25 mV, mientras que para el caso mínimo la misma oscila entre los -2 mV y $22,5$ mV y para el máximo entre los 2 mV y los $27,5$ mV. Se debe tener en cuenta los valores anteriores a la hora de elegir las resistencias a utilizar para configurar la ganancia deseada. Por último se mencionan las ecuaciones manejadas para el cálculo de presión. La presión hidrostática en un contenedor líquido depende solamente de tres factores y viene dada por la siguiente ecuación:

$$P = \rho g h \tag{110}$$

Donde ρ es la densidad del líquido (en caso de ser agua $997\frac{kg}{m^3}$), g es la aceleración de la gravedad ($9,7968\frac{m}{s^2}$ en la ciudad de Buenos Aires) y h es la profundidad a la que está sumergido el objeto en metros. Con estos datos se debe sumergir un objeto hasta los $1,02$ metros de profundidad para llegar a los 10 kPa, la presión máxima que es capaz de medir el sensor utilizado.

4.2. Implementación práctica

En primer lugar es necesario fijar la ganancia del circuito mediante la elección de las resistencias. Si se toman los valores típicos de la tensión de salida del sensor y se considera el funcionamiento en modo diferencial ideal dado por (97), para lograr una tension de salida de como mínimo $3,1$ V se necesita una ganancia como mínimo igual a 124, por lo que $\frac{R_4}{R_3} = 123$. Es importante utilizar el mínimo número de resistencias, en lo posible solamente 4, con tal de minimizar el error producido por las tolerancias de las mismas. Con este fin se decidió utilizar resistencias SMD con 1 % de tolerancia, de 150 $k\Omega$ y $1,2$ $k\Omega$, que dan una ganancia igual a 126, es decir, una tensión máxima teórica igual a $3,15$ V. Además, en cada etapa individual del amplificador tiene que tenerse cuidado con no superar el nivel de alimentación. Por ejemplo, si se analiza la etapa inicial, la entrada V_1 pasa por un circuito no inversor primero, que de tener mucha ganancia satura al circuito.
En segundo lugar, se eligió el integrado $LM833$ de Texas Instruments debido a su gran impedancia de entrada frecuencias bajas, la cual permite tener flexibilidad en la elección de las resistencias, y evita cargar la fuente de la señal de entrada lo que podría hacer que la amplitud de la misma disminuyese. Su valor de rechazo a modo común también cumple con la condición inicial (es igual a 100 dB).
Además de lo anterior se propone agregar un potenciómetro de la siguiente manera con el fin de poder regular la ganancia del circuito fácilmente:

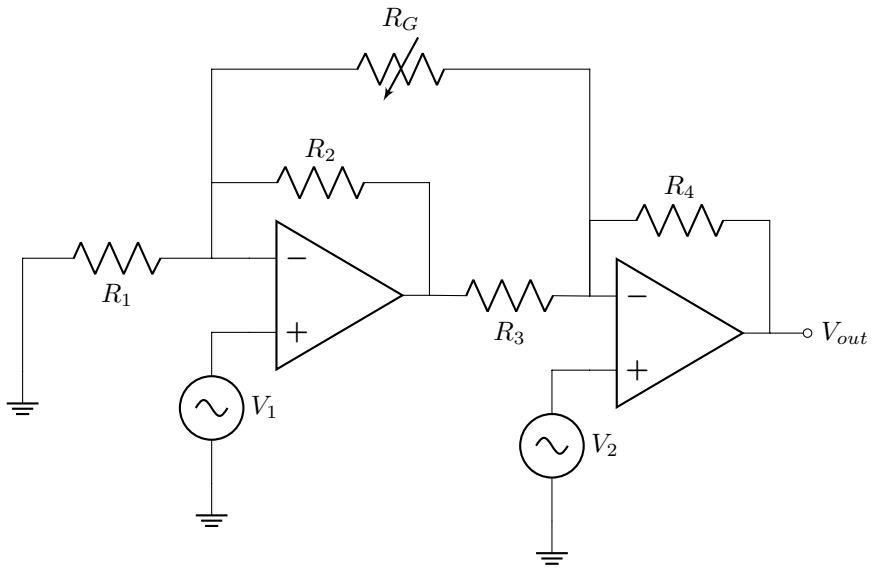


Figura 83: Circuito de medición con potenciómetro.

Puede demostrarse que la nueva ganancia del circuito al incluir el potenciómetros es igual a:

$$\boxed{A = 1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{2R_2}{R_g}} \tag{111}$$

Por último, pensando que la señal de salida del circuito va a ser interpretada por un microcontrolador, es necesario regular la tensión de salida para que frente a picos en la entrada no hayan picos en la salida. Con este fin se propone colocar un diodo Zener de $3,3\ V$ entre la salida y tierra con una resistencia en serie. El valor de dicha resistencia depende de las corrientes que se manejen, en este caso en el orden de los $10\ mA$.

4.2.1. Mediciones

La primera medición que se realizó fue la de la ganancia a modo común. Para poder medirla, se conectaron ambas entradas del circuito al mismo generador y se estimuló el circuito con una entrada continua. Las tensiones fueron medidas con un multímetro de banco debido a que se trabajó con valores pequeños.

V_{in} $[V_{DC}]$	V_{out} $[mV_{DC}]$	A_{CM}	A_{CM} $[dB]$
$0,25$	4	$0,008$	$-41,9$
$0,5$	$4,2$	$0,0084$	$-41,51$
1	$4,5$	$0,0045$	$-46,9$
$1,5$	5	$0,0033$	$-49,54$
2	$5,5$	$0,00275$	$-57,23$
$2,5$	$5,9$	$0,00236$	$-52,54$
3	$7,1$	$0,00366$	$-52,51$
$3,3$	$8,4$	$0,00254$	$-51,88$
5	$10,3$	$0,00206$	$-53,72$
$7,5$	14	$0,00187$	$-54,57$

Tabla 15: Ganancia modo común

De la tabla anterior puede verse que al nivel de tension máximo que se está manejando $(3,3\ V)$, la tensión en modo común a la salida del circuito es menor al umbral de ruido, por ende no afecta al funcionamiento del mismo y eso indica un buen nivel de rechazo.
Por otro lado se hicieron las mediciones de la ganancia a modo diferencial. El primer inconveniente que se tuvo con la metodología empleada fue que al conectar un generador distinto a cada entrada, debido a que no estaban en fase, la salida oscilaba entre dos valores. Por consiguiente, se decidió medir la tension de salida conectando una entrada a Tierra y otra al generador.

V_{in} $[mV]$	V_{out} $[V]$	A_{CM}	A_{CM} $[dB]$
7	$0,8$	$114,28$	$41,16$
9	$1,07$	$118,9$	$41,5$
11	$1,33$	121	$41,65$
13	$1,61$	$123,84$	$41,85$
15	$1,87$	$124,7$	$41,91$
18	$2,26$	$125,55$	$41,97$
20	$2,54$	127	42
22	$2,8$	$127,27$	$42,1$
25	$3,2$	128	$42,14$
26	$3,34$	$128,46$	$42,17$
30	$3,8$	$126,7$	42
40	$5,22$	$130,5$	$42,31$
50	$6,56$	$131,2$	$42,35$
70	$9,18$	$131,14$	$42,35$

Tabla 16: Ganancia modo diferencial

Si se toma como referencia 25 mV, es decir el valor de tension máxima teórica que el sensor puede otorgar, el rechazo a modo común es igual a:

$$CMRR = 20\log(\frac{128}{0,008}) = \boxed{84dBS} \tag{112}$$

El valor del $CMRR$ es menor al típico otorgado por el fabricante (100 dB) y en el rango de potenciales manejado es aceptable considerado la función del circuito. Una pregunta que surge al analizar dicho valor es porque no se acerca mas al ideal. En el mejor de los casos el rechazo debe dar en el orden de los cientos de dB (idealmente infinito). No obstante lo anterior, las resistencias deben estar perfectamente balanceadas para cumplir dicha condición, hecho que en la práctica no se da. Además, una característica que diferencia a la configuración usada de otras más usuales como por ejemplo el circuito de la Sección (3) de este mismo informe, es su falta de simetría. Si se sigue el recorrido de la primera señal, la misma pasa por un no inversor para luego ser invertida, mientras que la segunda pasa solamente por un no inversor. Esta diferencia de fase, genera que cuando se tienen que restar a la salida, la operación no de exactamente cero. En el caso del circuito desarrollado en la sección previamente mencionada, debido a su alto grado de simetría, ambas señales tienen la misma fase a la salida y el rechazo es aún mayor. Por ende no solo los valores reales de los componentes tienen que ser considerados cuando se diseña un amplificador de instrumentación, sino que también la simetría y distribución del mismo.
Como último comentario respecto a la medición de la ganancia diferencial, anteriormente se comentó que existe un problema para medir con dos generados desincronizados. Una manera arreglar el desfase entre generadores es realizar un circuito no inversor simple con ganancia igual a -1 para obtener la misma señal que la del generador pero invertida. Luego la tensión diferencial será igual al doble de la tensión del generador. Se probó esta solución y se obtuvieron resultados idénticos a los de la tabla 16.
En ultimo lugar se presentan los resultados de las mediciones con el tubo de agua, para la obtención de las mismas se calibró primero el preset para que la ganancia quedara en el rango deseado:

Altura columna $[m]$	V_{out} $[V]$	*Presion* $[kP]$
0	$0,005$	
$0,1$	$0,323$	1
$0,15$	$0,416$	1,5
$0,34$	$1,031$	5,1
$0,51$	$1,588$	5,1
$0,59$	$1,815$	5,9
$0,74$	$2,337$	7,4
$0,79$	$2,508$	7,9
$0,88$	$2,795$	8,8
$0,9$	$2,858$	9
$0,96$	$3,083$	9,6
$1,02$	$3,255$	10,2

Tabla 17: Mediciones presion

Cuando se deja el sensor con las dos bocas al aire se mide un offset de 5 mV, el cual entra en el rango de tensiones medidas con ambas entradas en modo común. Se obtuvo una tensión igual a $3,255\ V$ pasados la diferencia de presion maxima del sensor. Los demás datos concuerdan con el modelo lineal de presión utilizado y se ajustan a a ganancia teórica del circuito.

4.3. Medicion de volumen

Se sabe que la presión esta dada por:

$$P = \rho g h \tag{113}$$

Y el volumen en un contenedr cilíndrico es:

$$V_l = \pi R^2 h \tag{114}$$

Se despeja h de la primera ecuación y se tiene:

$$V_l = \frac{\pi R^2 P}{g\rho} \tag{115}$$

Además la presión medida tiene una relación lineal con la salida del sensor, la cual puede encontrarse en la datasheet del mismo. Básicamente se tiene una recta con pendiente $2,5\frac{mV}{kP}$:

$$V_{OutSensor} = 2,5P \tag{116}$$

Si tenemos en cuenta que amplificamos la señal 126 veces:

$$V_{OutAmplificador} = V_{OutSensor} * 2,5 * 126 \Longrightarrow P = \frac{V_{OutAmplificador}}{315} \tag{117}$$

La ecuación anterior nos da la relación entre la tensión de salida del amplificador (en mV) y la presión medida (en kP). Si se reemplaza P en (115):

$$V_l = \frac{\pi R^2 V_{OutAmplificador}}{g\rho * 315} \Longleftrightarrow V_l = k * V_{OutAmp} \tag{118}$$

Por ende se obtuvo una expresión que relaciona la tension de salida de circuito con el volumen del contenedor para una ganancia dada. Si se chequean las unidades correspondientes se ve que las mismas concuerdan. En un principio lo anterior significaría que no es necesario modificar el circuito para calcular el volumen del contenedor, solamente se cambiarían los valores de la ganancia y de la densidad en caso de usarse otro l'iquido que no sea agua. A pesar de eso, es necesario tener en cuanta la limitación del volumen máximo y la presion máxima medible con el sensor.

4.4. Conclusiones

En esta experiencia de laboratorio se armó un amplificador amplificador que tendría que cumplir con ciertos criterios para poder ser aplicado en la medición de señales de pequeña amplitud. LA primera de dichas condiciones era la de una gran impedancia de entrada la cual queda cumplida con la elección del amplificador operacional y la configuración misma del circuito. La segunda y más importante, es un rechazo de modo común alto, considerando que se apunta a un rechazo en el orden de los 100 dB para poder eliminar el ruido de la medición, los resultados obtenidos son satisfactorios. Más aún si se tiene en consideración la falta de simetría del circuito desarrollado. Por ultimo, los valores obtenidos en la medición de la columna de agua corresponden a las tensiones teóricas propuestas. Gracias al valor del $CMRR$, se asegura eliminar casi todo el ruido que pueda interponerse en la medición logrando así un funcionamiento adecuado como amplificador de instrumentación.

4.5. Introducción

En la siguiente etapa del informe, se presenta el desafío de analizar, confeccionar y evaluar un controlador de tonos. Para ello, primero se decidió observar el funcionamiento del oído humano, ya que de esta forma se logra comprender un poco más como se interpretan las diversas frecuencias por el sistema auditivo, para luego entrar en lo que a la electrónica respecta.

4.6. Fisiología del oído

Cualquier señal captada por el odio humano se caracteriza por poseer una amplitud variable, la cual crece hasta alcanzar un máximo, para luego decrecer abruptamente. Además, dependiendo de la frecuencia de dicha onda, varía el sitio de la cóclea donde se presenta la máxima amplitud. De esta forma, el pico de amplitud se presenta en las inmediaciones del vértice de la cóclea para las frecuencias bajas (graves), mientras que para las altas (agudas), en la vecindad del vestíbulo[6].

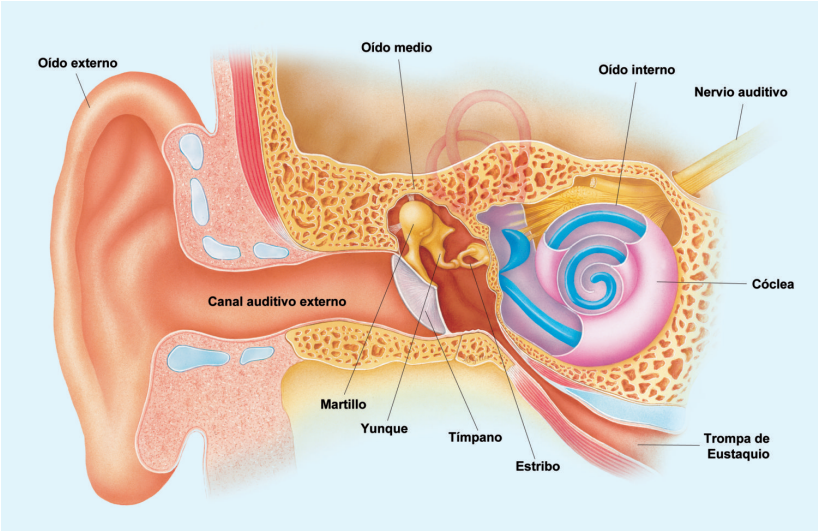


Figura 84: Estructura interna del oído.

El ser humano puede detectar frecuencias entre los 20 Hz y los 20 kHz.[7] A continuación, se realiza un detenimiento en el análisis de la ganancia del oído medio y externo. Es así que se muestra en la Figura (85) la ganancia del oído externo, medio y la suma de ambas. Se destaca como las frecuencias menores a 1500 Hz no son prácticamente alteradas por el oído externo, mientras que la ganancia del oído medio se asemeja a un filtro pasa-banda al rededor de 1 kHz. Finalmente, se puede decir que la suma de ambas converge en un gran filtro pasa-banda, cuyo pico máximo se encuentra cercano a los 3 kHz. Es importante esta observación, ya que dicho filtro es el que determina el espectro audible por el ser humano.[8]

[6] Diamante, V. (2004). Otorrinolaringología y afecciones conexas. Buenos Aires: El Ateneo.
[7] En.wikipedia.org. (2019). Audio frequency. [online] Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Audio_frequency [Accessed 11 Sep. 2019].
[8] S. Rosen and P. Howell, Signals and systems for speech and hearing, 2nd ed. 2011.

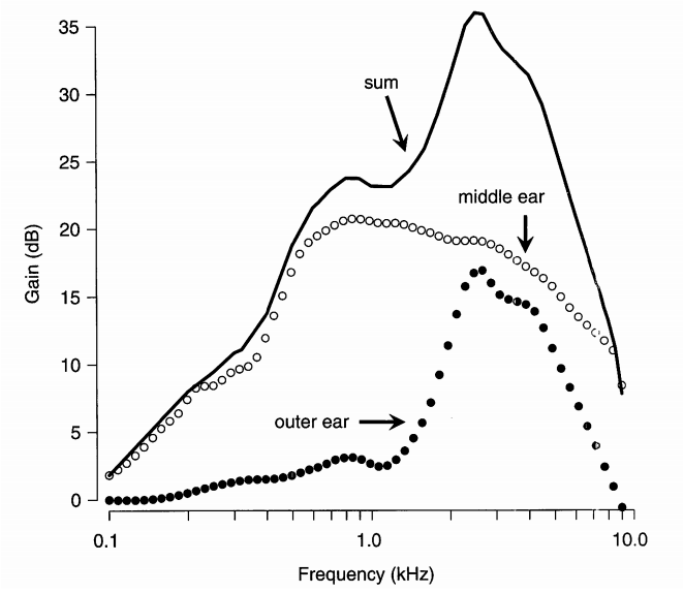


Figura 85: Ganancia del oído externo, medio y total.

Es así que se presenta una división de las bandas de frecuencia audibles por el oído humano[9].

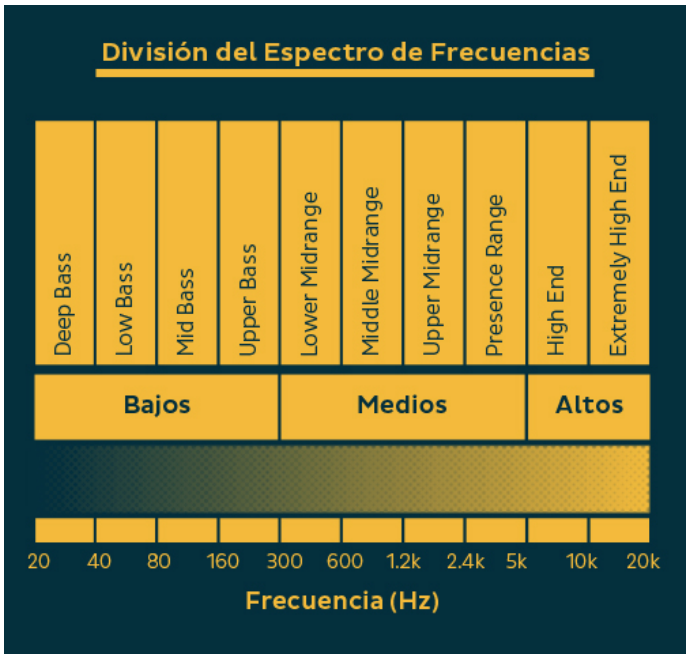


Figura 86: División del espectro de frecuencias audibles.

A partir de aquí, se considera los rangos de frecuencias bajas, medias y altas a las presentadas en la Figura (86).

4.7. Funcionamiento de un ecualizador

Un equalizador es un dispositivo que se caracteriza por modificar la amplitud de los coeficientes de Fourier de una señal. En otras palabras, permite modificar la ganancia de las frecuencias bajas, medias y altas de una señal. Para ello, se basa en la combinación de distintos filtros pasa-banda, con amplificación variable, cuya combinación permite dar con la configuración deseada.

[9] "Ecualización Básica: Todo lo que necesitas saber sobre la Ecualización — LANDR Blog", LANDR Blog, 2019. [Online]. Available: https://blog.landr.com/es/ecualizacion-basica-todo-lo-que-necesitas-saber-sobre-la-ecualizacion/. [Accessed: 11- Sep- 2019].

Existen distintos tipos de ecualizadores, con mayores y menores grados de libertad sobre las bandas, es decir, filtros selectores que amplifican o atenúan ciertas bandas de frecuencias. En el presente informe se desarrolló un filtro de tres bandas. Para poder concebir dicho dispositivo, primero se analizó el circuito mostrado en la Figura (87).

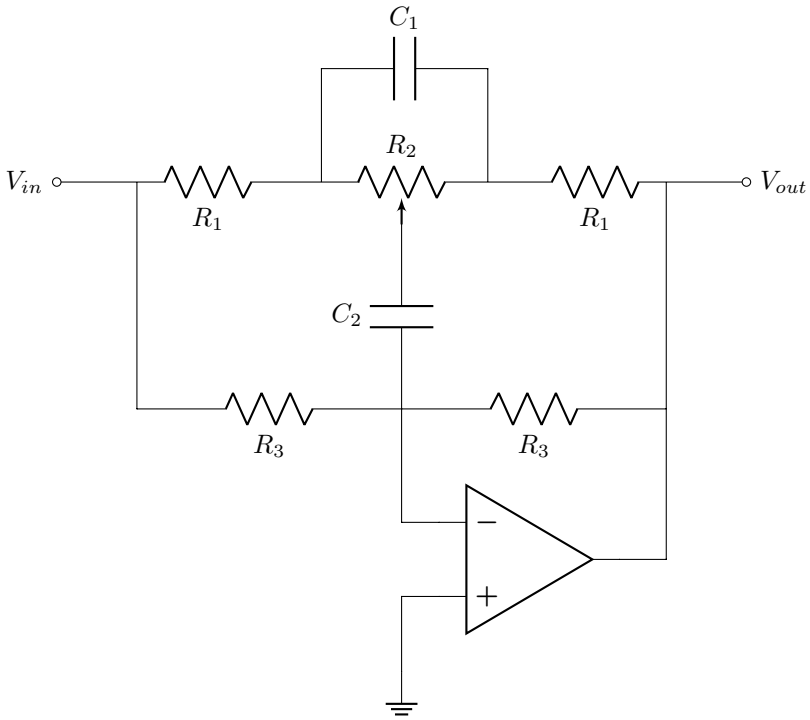


Figura 87: Circuito analizado.

Para facilitar el análisis, se reemplaza el potenciómetro R_2 con dos resistencias fijas, tal que se cumpla $R_2 = R_2^{'} + R_2^{''}$, considerando que

$$\begin{aligned} R_2^{'} &= \psi R_2 \\ R_2^{''} &= (1-\psi)\, R_2 \end{aligned} \tag{119}$$

siendo $0 \leq \psi \leq 1$.

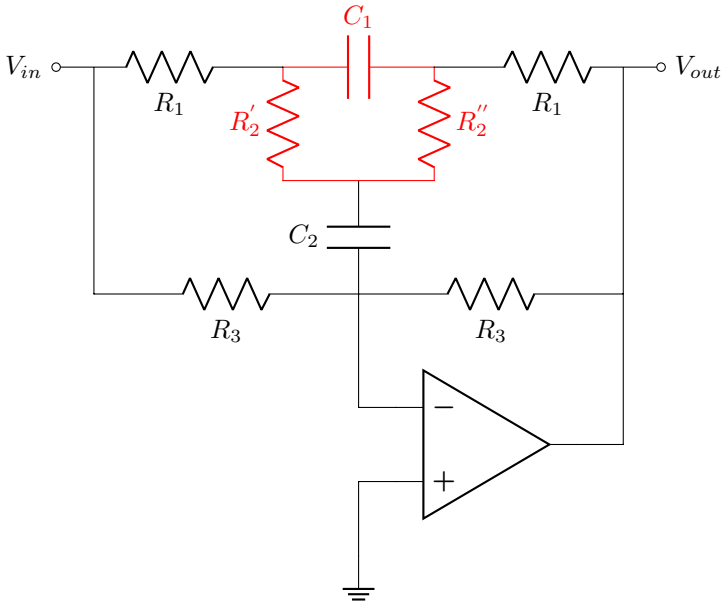


Figura 88: Resultado de reemplazar R_2 por resistencias fijas.

Luego se aplica el teorema de Kennelly para transformar la conexión tipo Pi, marcada en rojo en la Figura (88), a una tipo T.

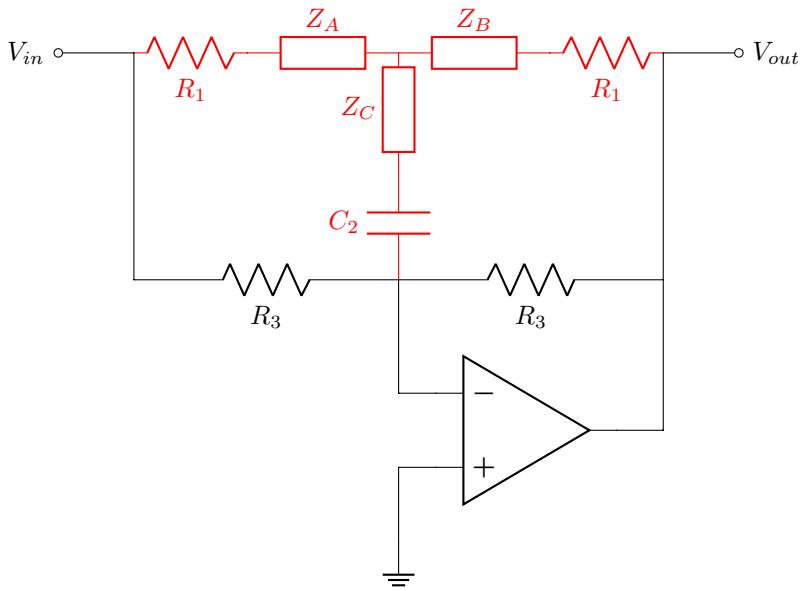


Figura 89: Resultado de aplicar el teorema de Kennelly por primera vez.

Siendo:

$$Z_A = \frac{R_2^{'}}{C_1 R_2 S + 1}$$

$$Z_B = \frac{R_2^{''}}{C_1 R_2 S + 1}$$

$$Z_C = \frac{C_1 R_2^{''} R_2^{'} S}{C_1 R_2 S + 1}$$

Nuevamente se aplica Kennelly, pero esta vez para transformar una configuración del tipo T al tipo Pi. Esto se aplica sobre la conexión marcada en rojo en la Figura (89).

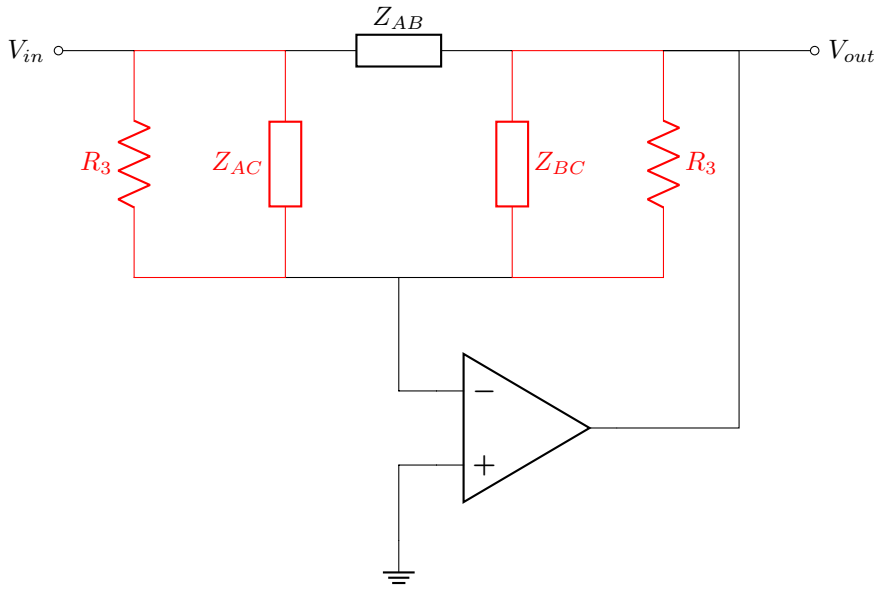


Figura 90: Resultado de aplicar el teorema de Kennelly por segunda vez.

De esta forma se obtiene:

$$Z_{AC} = \frac{\alpha_{AC} {C_1}^2 C_2 R_1 R_2 S^3 + \beta_{AC} C_1 S^2 + \gamma_{AC} S + 2R_1 + R_2^{'} + R_2^{''}}{C_2 S \left(C_1 R_2 S + 1\right)\left(C_1 R_1 R_2 S + R_1 + R_2^{''}\right)}$$

$$Z_{BC} = \frac{\left(R_1 R_2 + 2R_2^{'} R_2^{''}\right) {C_1}^2 C_2 R_1 R_2 S^3 + \beta_{BC} C_1 S^2 + \gamma_{BC} S + 2R_1 + R_2^{'} + R_2^{''}}{C_2 S \left(C_1 R_2 S + 1\right)\left(C_1 R_1 R_2 S + R_1 + R_2^{'}\right)}$$

$$Z_{AB} = \frac{3C_1 R_1 R_2 S + 3R_1 + 2R_2^{'} + R_2^{''}}{C_1 R_2 S + 1}$$

siendo para la primera:

$$\alpha_{AC} = R_1 R_2 + 2{C_1}^2 C_2 R_2^{'} R_2^{''}$$

$$\beta_{AC} = 2C_1 R_1 R_2^2 + 2C_2 R_1^2 R_2 + C_2 R_1 R_2 R_2^{'} + C_2 R_1 R_2 R_2^{''} + 2C_2 R_1 R_2^{'} R_2^{''} + C_2 R_2^{'2} R_2^{''} + C_2 R_2^{'} R_2^{''2}$$
$$\gamma_{AC} = 4C_1 R_1 R_2 + C_1 R_2 R_2^{'} + C_1 R_2 R_2^{''} + C_2 {R_1}^2 + C_2 R_1 R_2^{'} + C_2 R_1 R_2^{''} + C_2 R_2^{'} R_2^{''}$$

mientras que para la segunda:

$$\beta_{BC} = 2C_1 R_1 {R_2}^2 + 2C_2 {R_1}^2 R_2 + C_2 R_1 R_2 R_2^{'} + C_2 R_1 R_2 R_2^{''} + 2C_2 R_1 R_2^{'} R_2^{''} + C_2 {R_2^{'}}^2 R_2^{''} + C_2 R_2^{'} R_2^{''2}$$
$$\gamma_{BC} = 4C_1 R_1 R_2 + C_1 R_2 R_2^{'} + C_1 R_2 R_2^{''} + C_2 {R_1}^2 + C_2 R_1 R_2^{'} + C_2 R_1 R_2^{''} + C_2 R_2^{'} R_2^{''}$$

Luego, se toma el paralelo entre las impedancias marcadas en rojo en la Figura (90).

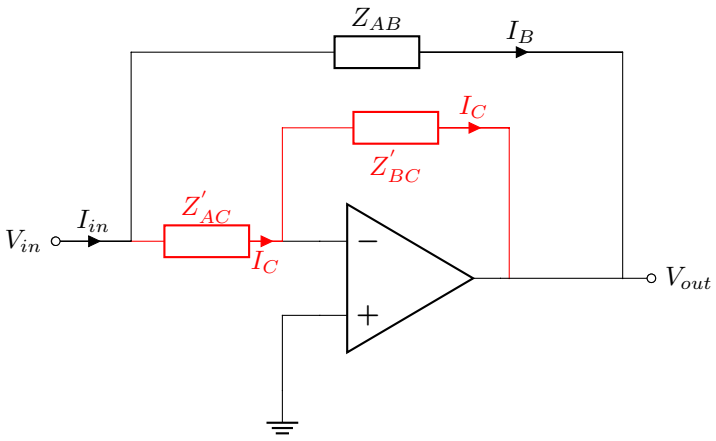


Figura 91: Resultado de tomar las impedancias en paralelo.

Es así que, definiendo: $Z_{AC}^{'} = Z_{AC}//R_3$, $Z_{BC}^{'} = Z_{AC}//R_3$, se plantean las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} V_{out} = A_o\left(V^+ - V^-\right) = -A_o V^- \\ V_{in} - Z_{AC}^{'}\ I_C = V^- \\ V^- - Z_{BC}^{'}\ I_C = V_{out} \end{cases}$$

Resolviendo el sistema previamente planteado, se llega a que la transferencia del circuito de la Figura (91) corresponde a la de un amplificador inversor, por lo tanto, considerando (119), se obtiene:

$$H(S) = \frac{1}{\frac{Z_{BC}^{'}}{Z_{AC}^{'}} A_{vol}\left(S\right)^{-1} - \frac{Z_{BC}^{'}}{Z_{AC}^{'}} - A_{vol}\left(S\right)^{-1}} = \frac{1}{\frac{Z_{BC}^{'}}{Z_{AC}^{'}} \frac{1+\frac{S}{\omega_o}}{A_{vol}} - \frac{Z_{BC}^{'}}{Z_{AC}^{'}} - \frac{1+\frac{S}{\omega_o}}{A_{vol}}}$$

Tomando $\omega_o \to \infty$ se llega a

$$H(S) = \frac{1}{\frac{Z_{BC}^{'}}{Z_{AC}^{'}} {A_{vol}}^{-1} - \frac{Z_{BC}^{'}}{Z_{AC}^{'}} - {A_{vol}}^{-1}}$$

Nuevamente, considerando $A_o \to \infty$ se obtiene

$$H(s) = -\frac{Z'_{BC}}{Z'_{AC}} = -\frac{\alpha_H S^2 + \beta_H S + 2R_1 + R_2}{\gamma_H S^2 + \delta_H S + 2R_1 + R_2} \tag{120}$$

siendo:

$$\begin{aligned}
\alpha_H &= C_1C_2{R_1}^2R_2 - 2C_1C_2R_1{R_2}^2\psi^2 + 2C_1C_2R_1{R_2}^2\psi + C_1C_2R_1R_2R_3 \\
\beta_H &= 2C_1R_1R_2 + C_2{R_1}^2 + C_2R_1R_2 + C_2R_1R_3 - C_2{R_2}^2\psi^2 + C_2{R_2}^2\psi - C_2R_2R_3\psi + C_2R_2R_3 \\
\gamma_H &= C_1C_2{R_1}^2R_2 - 2C_1C_2R_1{R_2}^2\psi^2 + 2C_1C_2R_1{R_2}^2\psi + C_1C_2R_1R_2R_3 \\
\delta_H &= 2C_1R_1R_2 + C_2{R_1}^2 + C_2R_1R_2 + C_2R_1R_3 - C_2{R_2}^2\psi^2 + C_2{R_2}^2\psi + C_2R_2R_3\psi
\end{aligned} \tag{121}$$

Si se tienen en cuenta las siguientes consideraciones: $C_1 = 10\ C_2$, $R_3 = 10\ R_2$ y $R_3 \gg R_1$, se pueden reescribir los coeficientes de (120), obteniéndose:

$$\begin{aligned}
\alpha_H = \ \gamma_H &= 10{C_2}^2{R_2}^2R_1\left[10 + 2\psi\left(1-\psi\right)\right] \\
\beta_H &= C_2R_2\left[31R_1 + R_2\left(10 - 9\psi - \psi^2\right)\right] \\
\delta_H &= C_2R_2\left[31R_1 + R_2\psi\left(11-\psi\right)\right]
\end{aligned} \tag{122}$$

Es así que, con los nuevos coeficientes simplificados, se obtiene de (120) la frecuencia de corte del filtro:

$$\begin{aligned}
f_o &= \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{2R_1+R_2}{\alpha_H}} = \sqrt{\frac{2R_1+R_2}{10{C_2}^2{R_2}^2R_1\left[10+2\psi\left(1-\psi\right)\right]}} = \\
&= \sqrt{\frac{2+\frac{R_2}{R_1}}{10\left[10+2\psi\left(1-\psi\right)\right]}} \cdot \frac{1}{2\pi C_2R_2}
\end{aligned} \tag{123}$$

Tomando tanto $\psi = 1$, como $\psi = 0$ se obtiene la misma frecuencia de corte

$$f_o = \frac{\sqrt{2+\frac{R_2}{R_1}}}{20\pi C_2R_2}$$

De esta forma, se busca la variación de amplitud máxima en dicha frecuencia. Esto se realiza evaluando la transferencia del sistema en $J\omega_o$, obteniendo de esta forma A_{0Max} y A_{0Min}. Luego, tomando $\psi = 0$:

$$\left|H\left(J\omega_o\right)\right| = A_{0Max} = \frac{31R_1+10R_2}{31R_1} \approx \frac{30R_1+10R_2}{30R_1} = \frac{3R_1+R_2}{3R_1}$$

Por otro lado, con $\psi = 1$:

$$\left|H\left(J\omega_o\right)\right| = A_{0Min} = \frac{31R_1}{31R_1+10R_2} \approx \frac{30R_1}{30R_1+10R_2} = \frac{3R_1}{3R_1+R_2}$$

Se determina de esta forma que

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

Además, mediante el uso de (120), se calculan los respectivos polos y ceros del sistema, en función de ψ y se realiza un diagrama de polos y ceros en el plano S, variando el primer factor mencionado. De esta forma se llega a la Figura (92).

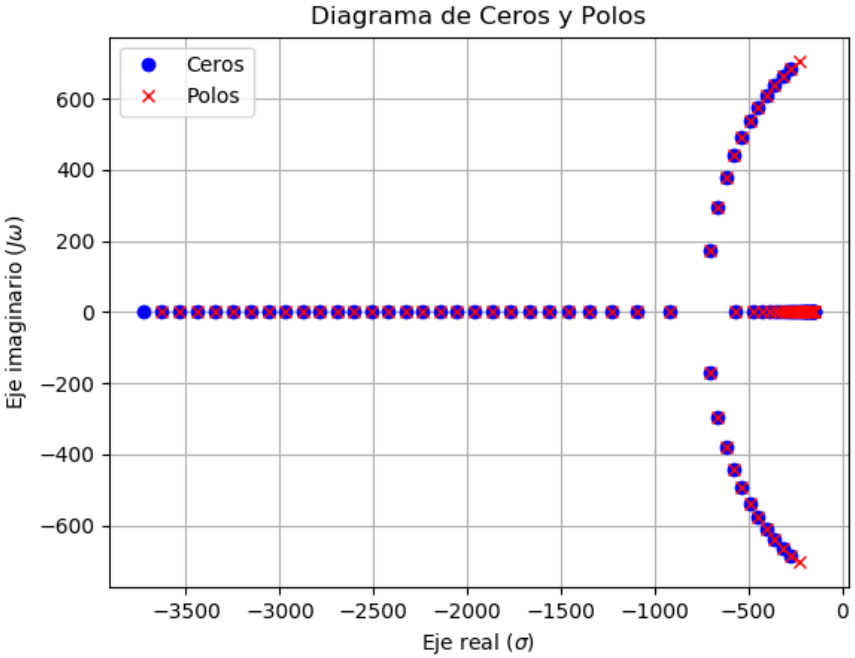


Figura 92: Diagrama de polos y ceros variando ψ entre 0 y 1.

En un ecualizador analógico, al modificar una frecuencia dada, se modifica también su fase. Este es un proceso inevitable, el cual se busca reducir tanto como sea posible, logrando también que produzca el cambio de tono deseado. Esto se garantiza realizando que el sistema sea de fase mínima. Debido a que, tanto los polos como los ceros del sistema, sin importar el valor de ψ, se encuentran en el semiplano izquierdo, se obtiene el menor diagrama de fase posible, en consecuencia, este sistema es de fase mínima.
Si se busca conseguir que el sistema sea de fase no mínima, se debe seleccionar los componentes tales que los ceros se encuentren en el semiplano derecho. Para lograr esto, se propone llevar la (120) sea de la forma

$$H(s) = \frac{aS^2 - bS + c}{aS^2 + bS + c}$$

Esto no es posible debido a que los cambios en los componentes modifican también los polos existentes, colocando a estos también en el semiplano derecho, situación que implica que el sistema no sea estable.

4.8. Desarrollo del circuito y selección de componentes

Teniendo en cuenta lo expresado en la primer sección, se procede a elegir frecuencias de corte para cada una de las instancias. Recordando el que el espectro auditivo del ser humano abarca desde los 20 Hz a los 20 kHz, y considerando lo mostrado en la Figura (86), se decide buscar una frecuencia representativa para cada parte del espectro (bajos, medios y altos). Debido al carácter logarítmico de las frecuencias, se calculan dichos valores de la forma:

$$\log(f_{med}) = \frac{\log(f_{min}) + \log(f_{max})}{2} = \log(\sqrt{f_{min} f_{max}})$$

Es así que se necesita una frecuencia cercana a los 77,50 Hz para las frecuencias bajas, 1,2 kHz para las medias y 10 kHz para las altas. De esta forma, y pensando en valores comerciales de ecualizadores, cuyas amplificaciones varían entre ± 12 dB y ± 15 dB, se seleccionan los elementos deseados, completando la siguiente tabla:

Banda	R_1	R_2	R_3	C_1	C_2	f_o
Baja	10 $k\Omega$	100 $k\Omega$	1 $M\Omega$	68 nF	6,8 nF	81,08 Hz
Media	1 $k\Omega$	10 $k\Omega$	100 $k\Omega$	47 nF	4,7 nF	1,17 kHz
Alta	100 Ω	1 $k\Omega$	10 $k\Omega$	56 nF	5,6 nF	9,85 kHz

Tabla 18: Valores de los componentes seleccionados.

Por cuestiones de disponibilidad de componentes, se debió utilizar un potenciómetro 50 $k\Omega$ (R_2) para las frecuencias altas. Para verificar la validez de esto, se debe volver a analizar lo detallado en (120) con las expresiones halladas en el caso más generico, es decir, las representadas en (121), ya que no se cumple que $R_3 = 10R_2$. Es por eso que, manteniendo todos los valores expresados en la Tabla (18), a excepción de R_2, y sabiendo que para el caso más genérico la frecuencia de corte viene dada por la expresión

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2R_1 + R_2}{\alpha_H}} \tag{124}$$

se determina la frecuencia de dicha instancia es de 8,96 kHz.
Se podría solventar dicho problema reemplazando R_3 por una resistencia de 500 $k\Omega$ para poder cumplir la condición mencionada. Dicha opción es descartada ya que al realizar esto se observan 2 factores: el primero se encuentra en la frecuencia central del filtro, que al calcularla nuevamente, resulta ser próxima a 1,27 kHz, mientras que el segundo resulta ser la amplificación. Si bien se consigue mayor amplificación, afecta con las demás bandas y además no se cumple con el hecho de respetar los valores de amplificación de ecualizadores comerciales, como se mencionó anteriormente.

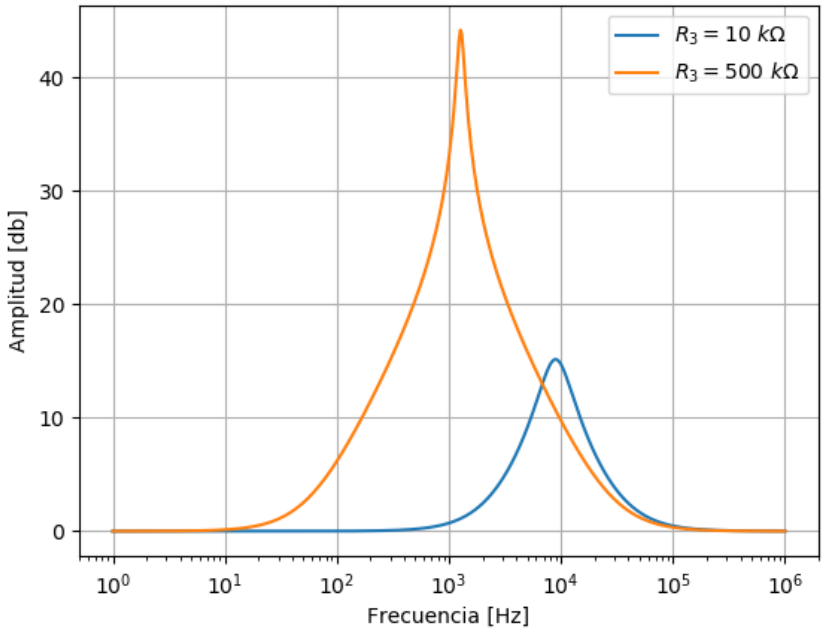


Figura 93: Comparación de la transferencia en módulo cambiando R_3.

Se destaca el error realizado al obtener las frecuencias finales, las cuales no son exactamente las que se obtuvieron gracias a (5.4). Es así que se busca determinar si estas variaciones son aceptables o no. Tomando un error máximo del 5 %, y dado el carácter logarítmico de la audición humana, se calcula el margen máximo y mínimo del error para frecuencia central dada como:

$$\log(f_{med} \pm \delta) = \log(f_{med} \pm f_{med} \cdot 0{,}05) = \log(f_{med}(1 \pm 0{,}05))$$

Es así que se efectúa la siguiente tabla:

Banda	$\mathbf{log(f_{calculada})}$	$\mathbf{log(f_{calculada} + \delta)}$	$\mathbf{log(f_{calculada} - \delta)}$	$\mathbf{log(f_{real})}$
Baja	1.89	1.91	1.87	1.91
Media	3.07	3.09	3.06	3.07
Alta	4	4.02	3.97	3.95

Tabla 19: Margenes de errores máximos y mínimos de las frecuencias centrales.

Se concluye que las frecuencias elegidas son aceptables para la tolerancia seleccionada, salvo por la elegida para representar la banda de las altas. En este caso, se está cometiendo un error del 10 %, el cual, si bien no respeta el

límite que se había propuesto, se realiza una excepción por las razones previamente explicadas y expuestas en la Figura (93), tomando este margen como aceptable.
Una vez determinado esto, se optó por colocar las tres instancias en serie, ya que de esta forma se aprovecha mejor la amplificación de cada una, debido a la alta impedancia de entrada del circuito total, razón que se expone más adelante. Otra ventaja que presenta esta disposición es la facilidad al calcular tanto la transferencia del circuito, ya que debido a teoría de cuadripolos, esta resulta del producto de la de cada etapa, obtenida de reemplazar los valores mostrados en la Tabla (18) en (120). Es así que se deja en forma de ecuación lo dicho anteriormente:

$$H(S) = H_{bajas}(S) \cdot H_{medias}(S) \cdot H_{altas}(S) \tag{125}$$

siendo el subindice representativo de las frecuencias que modifican.
Es así que se procede a graficar la respuesta en frecuencia calculada de todo el circuito, variando el factor ψ para una instancia por vez, fijando los demás en 0,5.

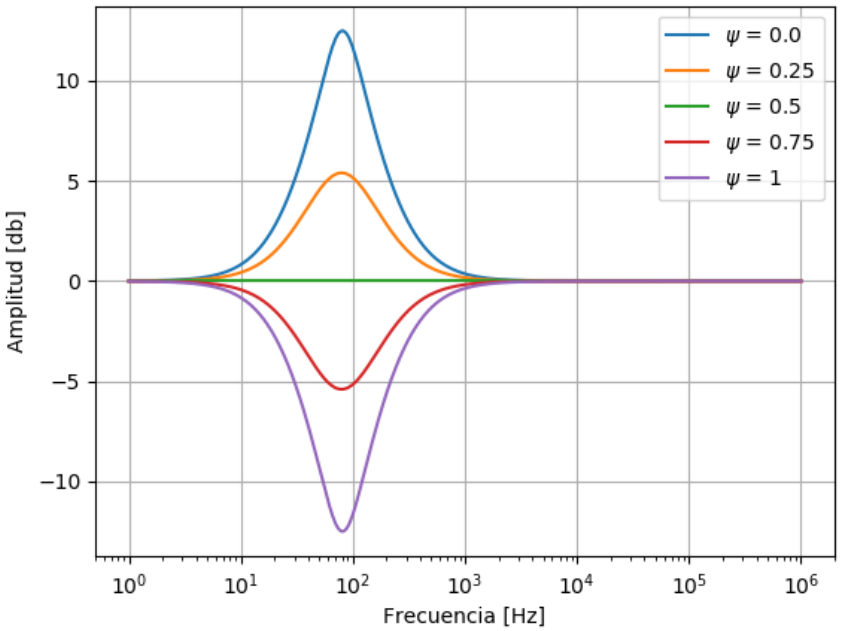


Figura 94: Diagrama de Bode en amplitud, variando ψ de las frecuencias bajas.

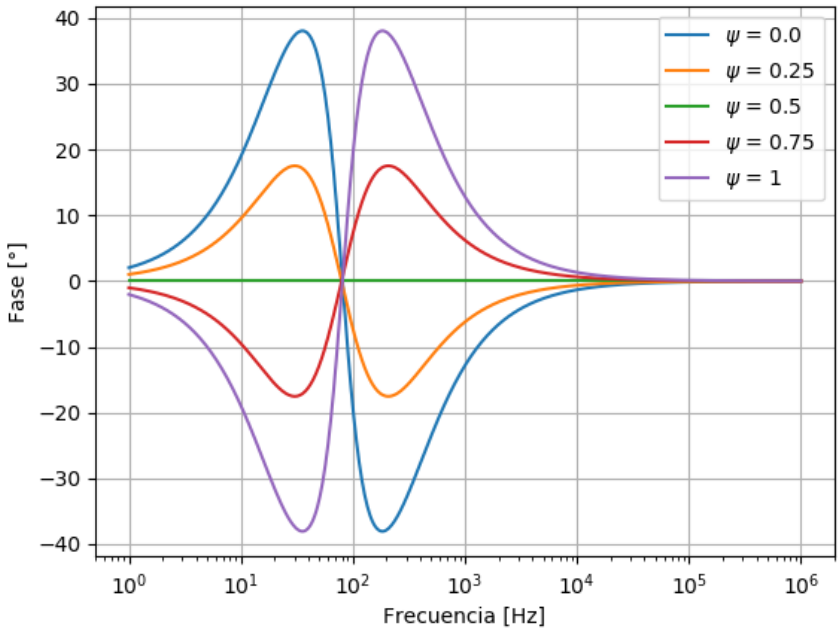


Figura 95: Diagrama de Bode en fase, variando ψ de las frecuencias bajas.

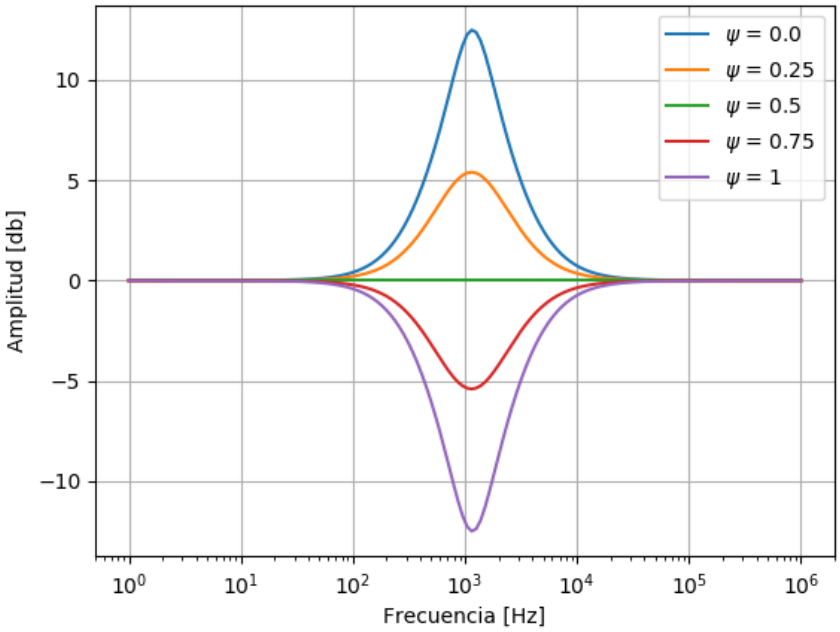


Figura 96: Diagrama de Bode en amplitud, variando ψ de las frecuencias medias.

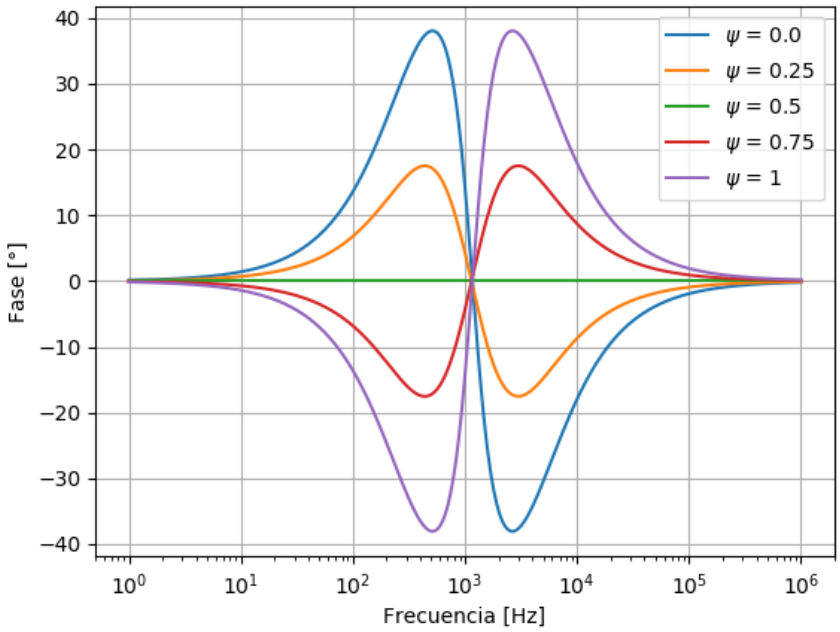


Figura 97: Diagrama de Bode en fase, variando ψ de las frecuencias medias.

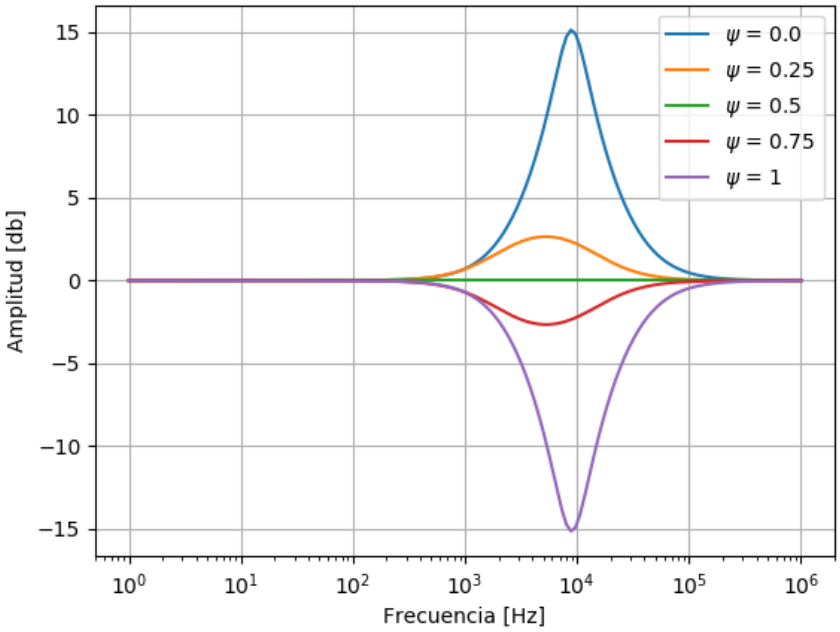


Figura 98: Diagrama de Bode en amplitud, variando ψ de las frecuencias altas.

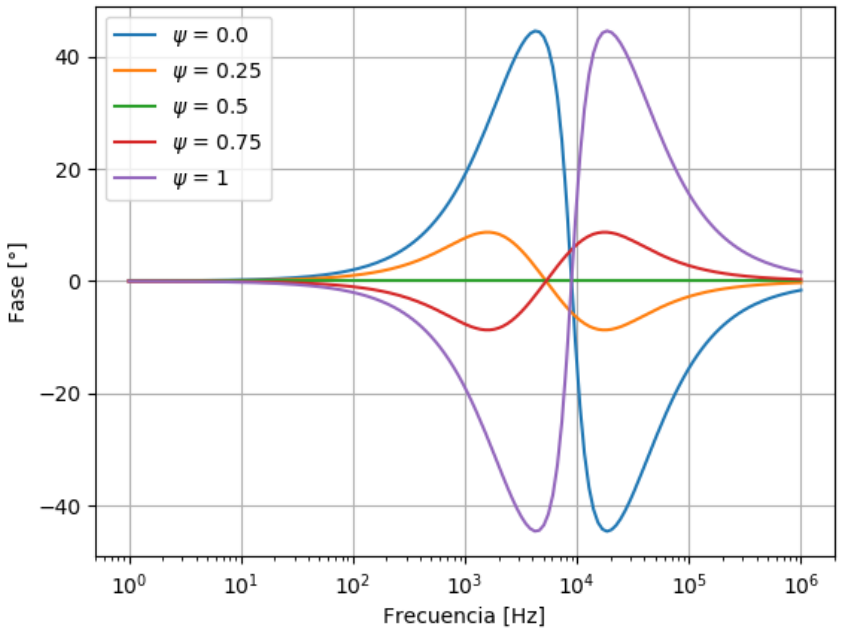


Figura 99: Diagrama de Bode en fase, variando ψ de las frecuencias altas.

Es así que se observa que cada instancia genera un cambio en la ganancia similar, en torno a la frecuencia seleccionada en la Tabla (18). De la misma forma se da en los cambios de fase. También, resulta pertinente destacar los corrimientos que se producen tanto en la fase como en la amplitud al variar las altas frecuencias, lo cual se debe al cambio realizado del potenciómetro. En otras palabras, la causa de este fenómeno se debe a que la condición de que $R_3 = 10R_2$ deja de ser valida.
Simulando la impedancia de entrada se obtiene que esta permanece prácticamente constante frente a cambios en ψ de cualquier etapa, es por eso que se grafica esta variable a continuación para todo el sistema una única vez:

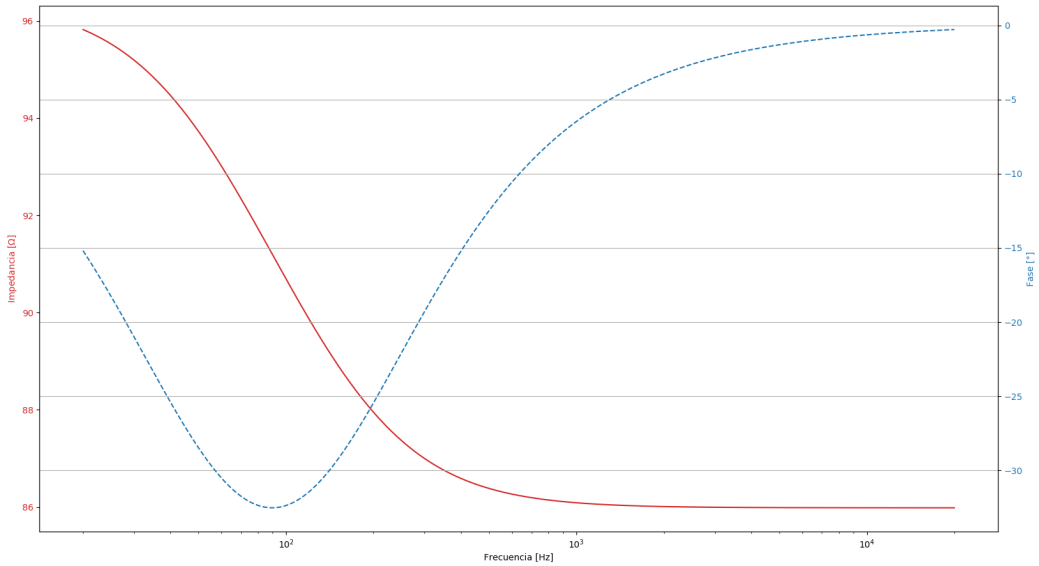


Figura 100: Impedancia de entrada en modulo (en rojo) y fase (en azul).

Se observa de esta figura que la impedancia de entrada se comporta de manera resistiva a altas frecuencias, mientras que en las bajas y medias comienza a verse un efecto capacitivo, sin llegar a ser este más grande que el resistivo. Como se mencionó anteriormente, presentar cada instancia en serie es más conveniente que en paralelo, debido a la

variable previamente analizada. Esto se observa en las Figuras (101) y (102). La impedancia de entrada en la disposición en paralelo se obtiene justamente del paralelo de la de cada instancia, siendo esta menor que la seleccionada. Es así que se aprovecha mejor la disposición en serie que en paralelo.

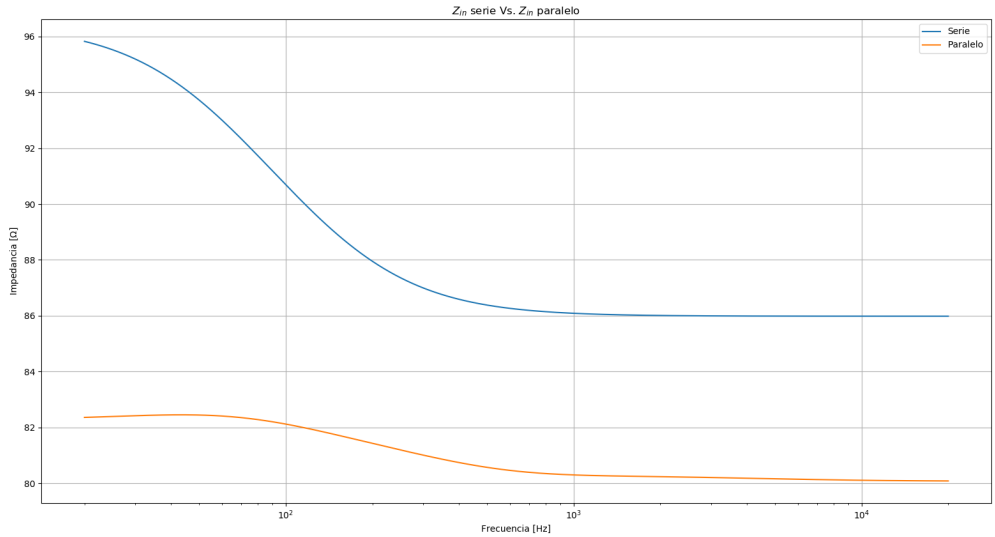


Figura 101: Comparación de impedancias de entrada, en módulo.

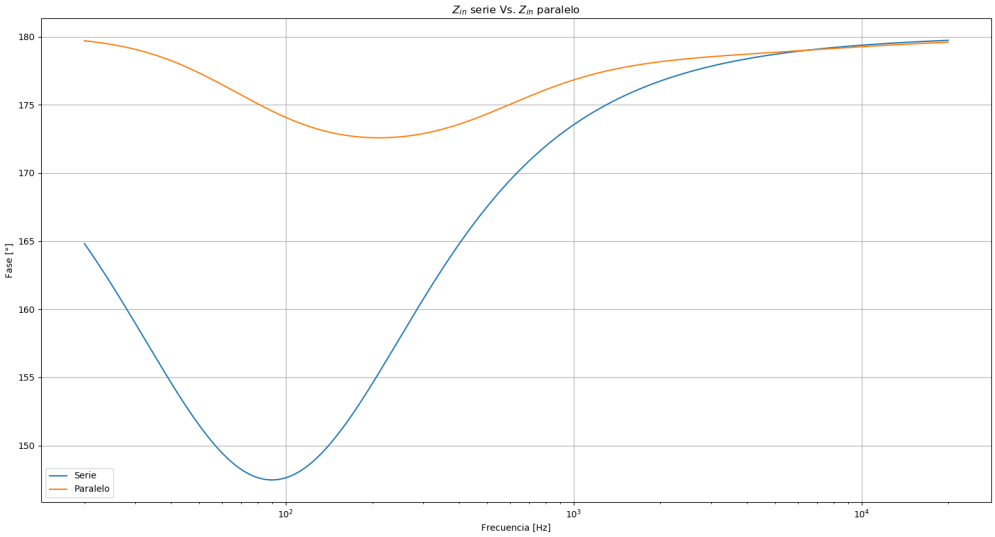


Figura 102: Comparación de impedancias de entrada, en fase.

Cabe aclarar que a la salida del circuito se colocó un capacitor de 220 nF para eliminar un pequeño offset existente, proveniente de la salida de los operacionales (del orden de los milivolts). Por lo tanto, la impedancia de salida del circuito termina siendo la de dicho capacitor.
De la misma forma que realizó para la impedancia de entrada, se presenta a continuación la de salida:

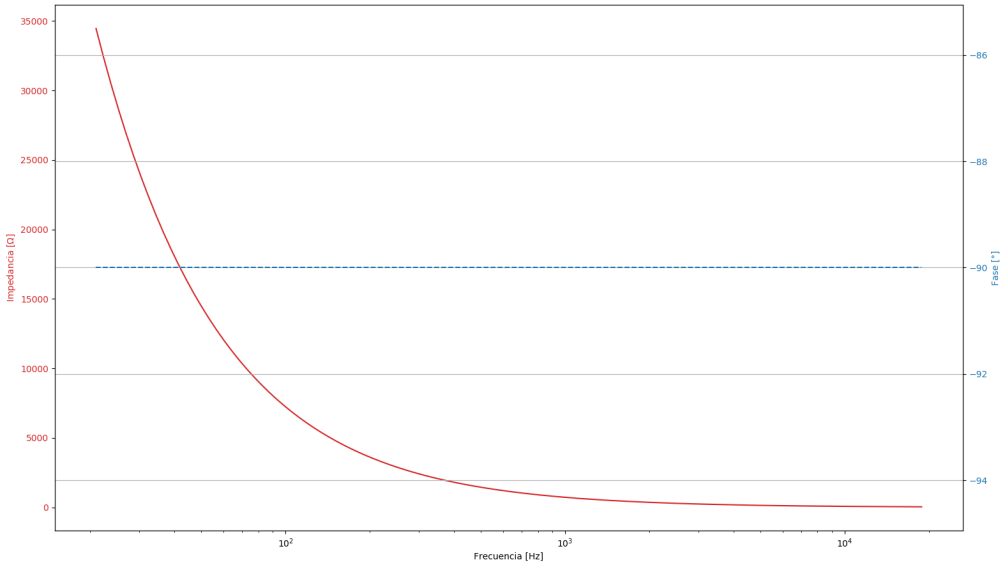


Figura 103: Impedancia de salida en modulo (en rojo) y fase (en azul).

Luego, para evitar enfrentarse a amplias variaciones en cuanto a los modelos presentados anteriormente, se decide utilizar tecnología SMD tanto para las resistencias fijas como para los capacitores. De esta forma, y valiéndose del análisis de Montecarlo del programa LTSpice, se obtiene el sigueinte diagrama de Bode, siendo la tolerancia de los componentes mencionados anteriormente de 1 %.

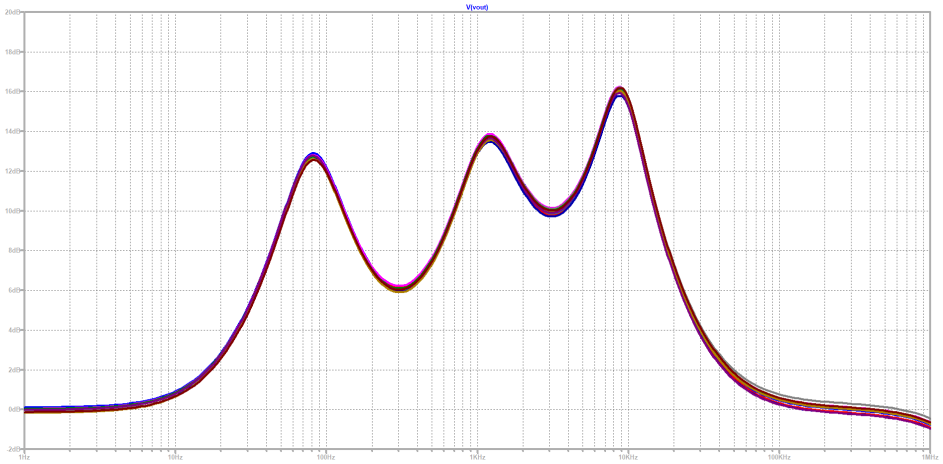


Figura 104: Análisis de Montecarlo del diagrama de Bode en amplitud.

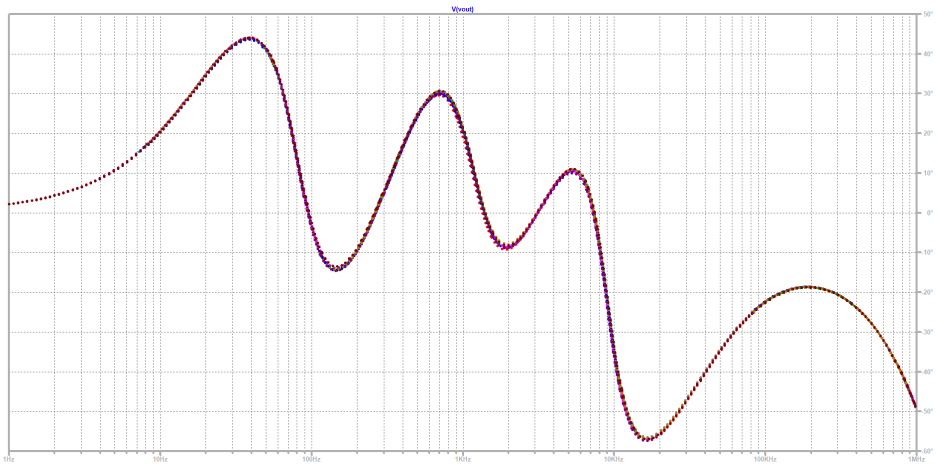


Figura 105: Análisis de Montecarlo del diagrama de Bode en fase.

Como era de esperarse, se consigue que la variación en el Bode simulado sea mínima, debido a las tolerancias elegidas.

4.9. Resultados obtenidos

Hasta ahora se han presentado diagramas de Bode y de impedancias de entrada teóricos y simulados. En esta sección se procede a comparar los resultados ya observados en contraste con análisis de las mismas variables pero esta vez, resultantes de simulaciones en LTSpice y mediciones. Para ello se decide fijar para cada etapa un valor de ψ y presentar dicho resultado.
Cabe destacar que para el desarrollo de este circuito se optó utilizar el amplificador operacional LM833, debido a su frecuente uso en lo que a audio respecta, su bajo ruido de entrada y su amplia ganancia de banda pasante, la cual cubre el espectro audible[10]. Debido a que este dispositivo es dual y que se requiere un total de tres amplificadores, se utilizan dos LM833, dejando un operacional sin usar. Para aprovecharlo, se decide colocar este último amplificador a la salida del circuito, conectado como un inversor con un potenciómetro, para de esta forma utilizarlo como un controlador de volumen. Por lo tanto, de ahora en más se considera el cambio de fase que este provee al circuito junto con la impedancia que este agrega.

4.9.1. Comparaciones

A continuación, se procede a presentar diagramas de Bode teóricos, simulados y medidos. Para ello, al momento de graficar los resultados teóricos, se fijaron ciertos valores del factor ψ de cada etapa que represente la posición del potenciómetro en el modelo físico, siendo $\psi = 0$ amplificación total y $\psi = 1$ atenuación total. Es así que se obtuvieron los siguientes gráficos.

[10] Texas Instruments, "LM833-N Dual Audio Operational Amplifier", LM833 datasheet, Mayo 2004 [Revisado Mayo 2012].

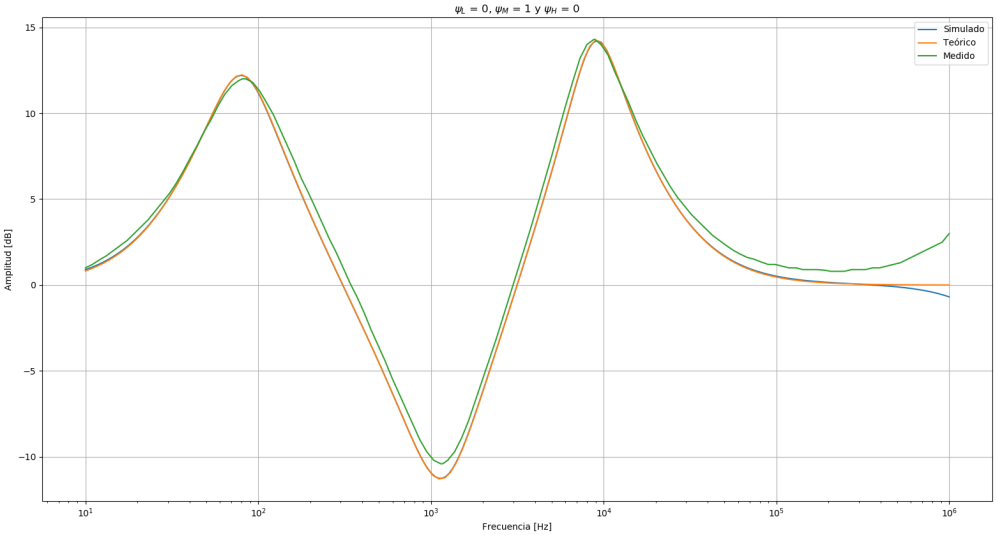


Figura 106: Diagrama de Bode en amplitud de la primer medición.

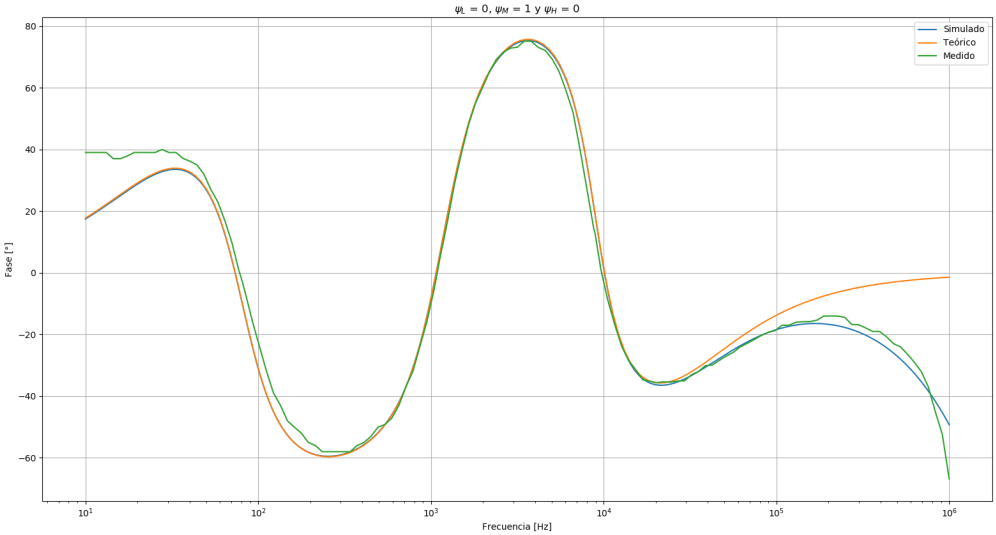


Figura 107: Diagrama de Bode en fase de la primer medición.

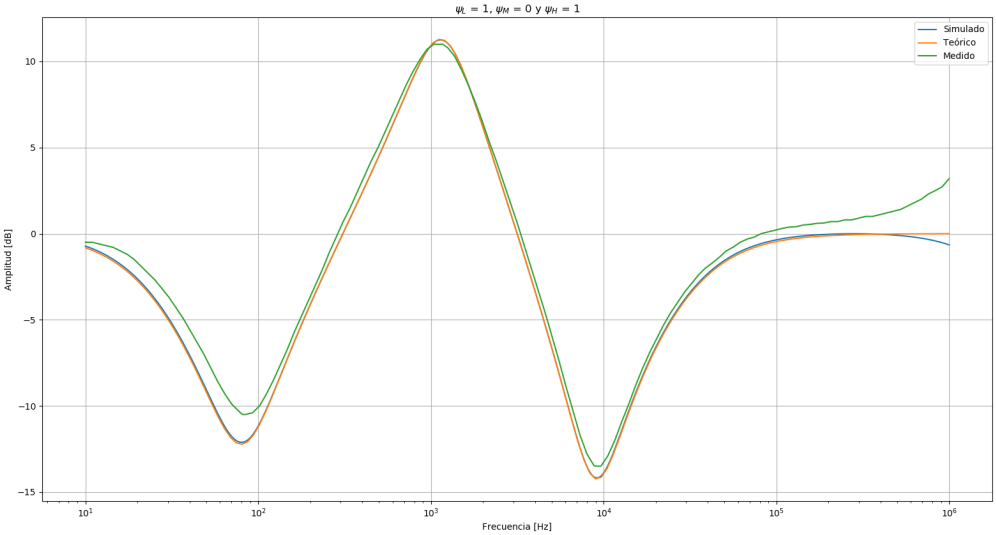


Figura 108: Diagrama de Bode en amplitud de la segunda medición.

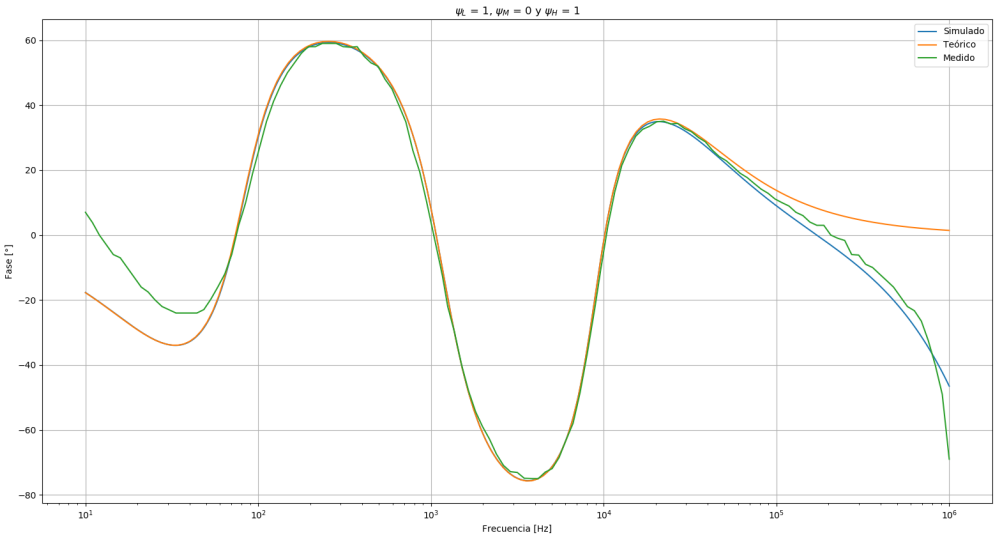


Figura 109: Diagrama de Bode en fase de la segunda medición.

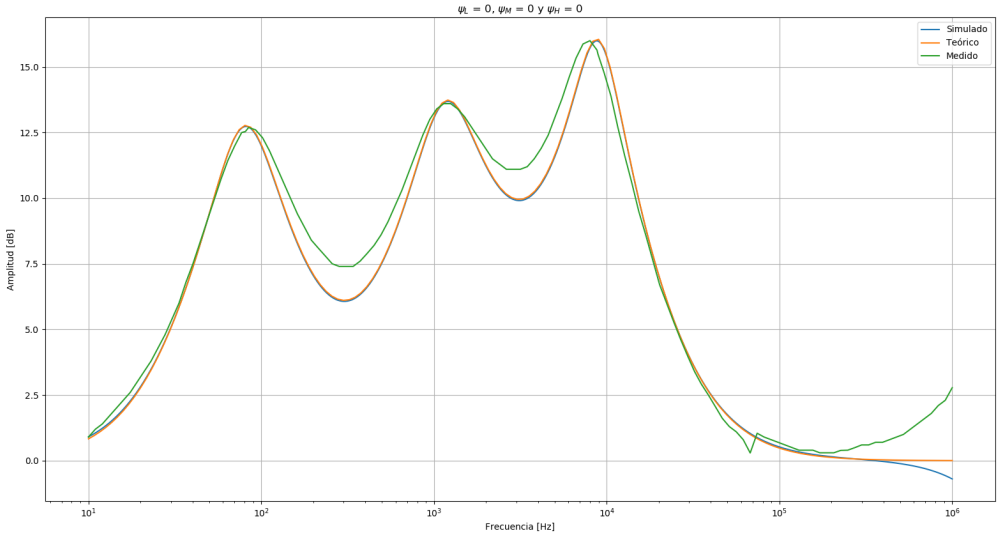


Figura 110: Diagrama de Bode en amplitud de la tercera medición.

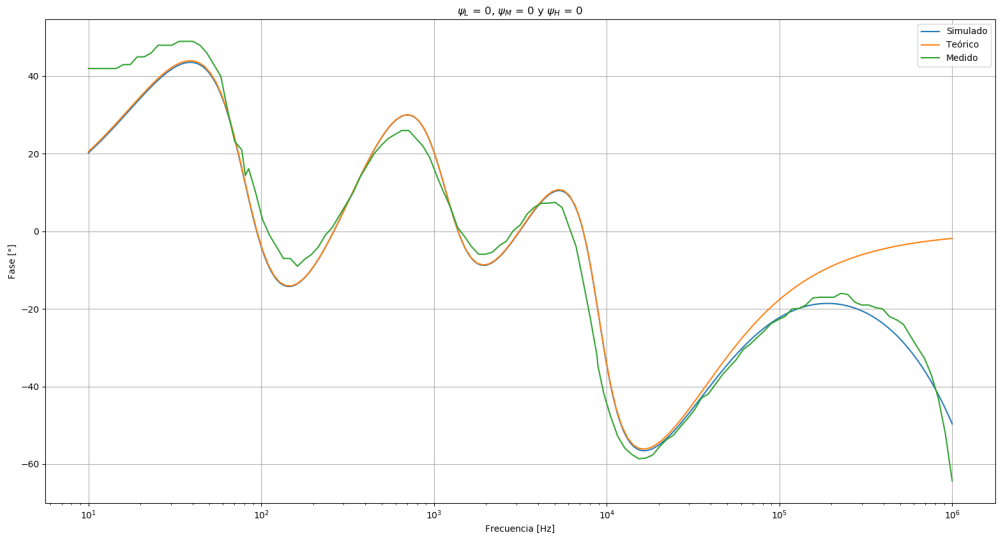


Figura 111: Diagrama de Bode en fase de la tercera medición.

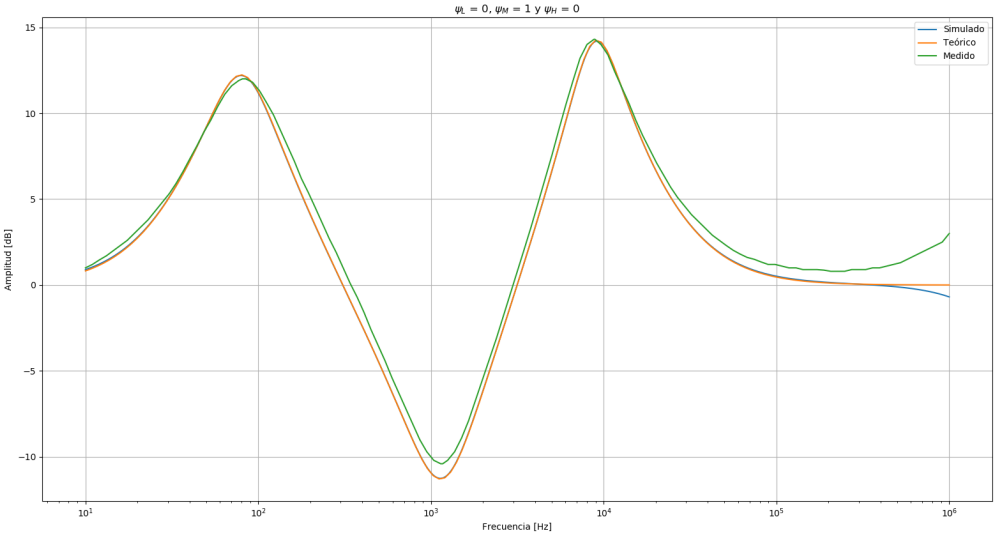


Figura 112: Diagrama de Bode en amplitud de la cuarta medición.

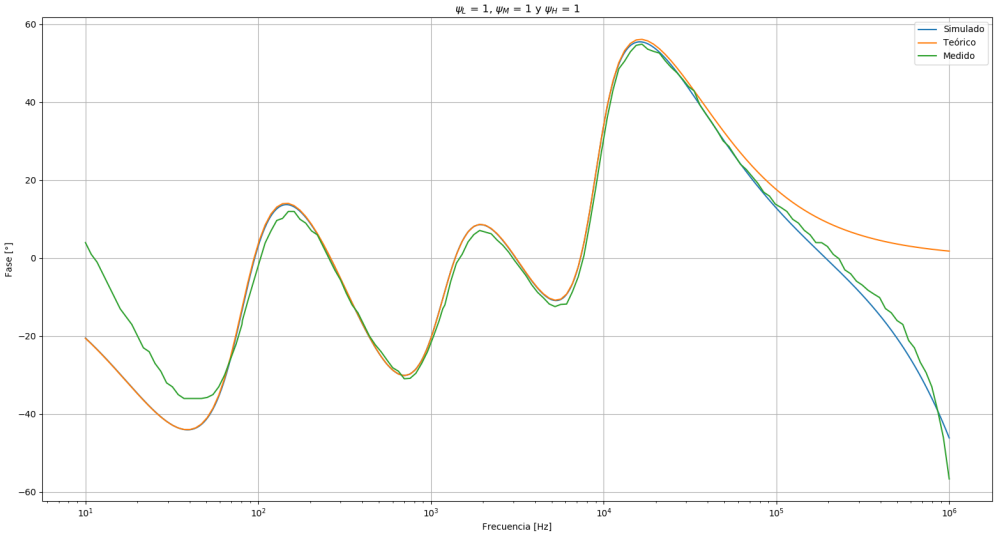


Figura 113: Diagrama de Bode en fase de la cuarta medición.

Como se mostró en las Figuras (104) y (105), el hecho de poseer componentes con tolerancia baja, se termina de ver reflejado en las comparaciones previamente hechas. De estas, se puede concluir que, como los diagramas de Bode, tanto teóricos, como simulados y medidos, se acoplan adecuadamente, los diagramas de polos y ceros se corresponden. En otras palabras, los polos y ceros obtenidos en el circuito físico medido son similares a los obtenidos a través del modelo teórico. Finalmente, se destaca que en muy altas frecuencias, los diagramas no se corresponden en su totalidad. Este factor no es de interés y tampoco afecta el uso del circuito ya que estas diferencias se observan a partir de un rango de frecuencias mayor al audible, por lo tanto, el circuito no está destinado a trabajar en dicho intervalo.

4.9.2. Limitaciones

Luego se destaca la limitación que presenta el circuito, en lo que a amplitud de tensión de entrada respecta. Como se destacó previamente, y debido a cuestiones de fabricación, entre cada etapa existe una pequeña diferencia en cuanto

a amplificación (y atenuación) máxima se trata. Llegado a cierto punto, y bajo ciertas condiciones, el amplificador operacional satura la tensión de salida o se ve alterado por el efecto de Slew-Rate. De esta forma, se presentan a continuación las condiciones que hacen que cada etapa comience a presentar cambios en la salida.

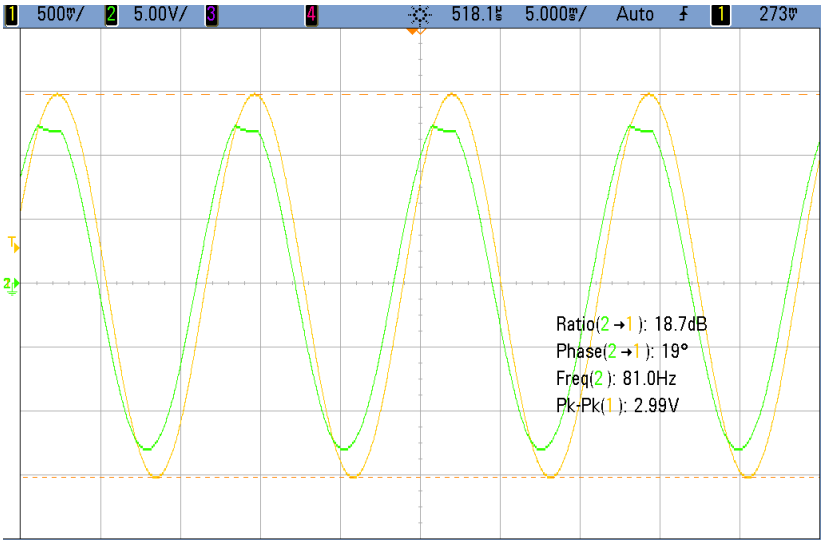


Figura 114: Alteraciones de la salidas a frecuencias bajas.

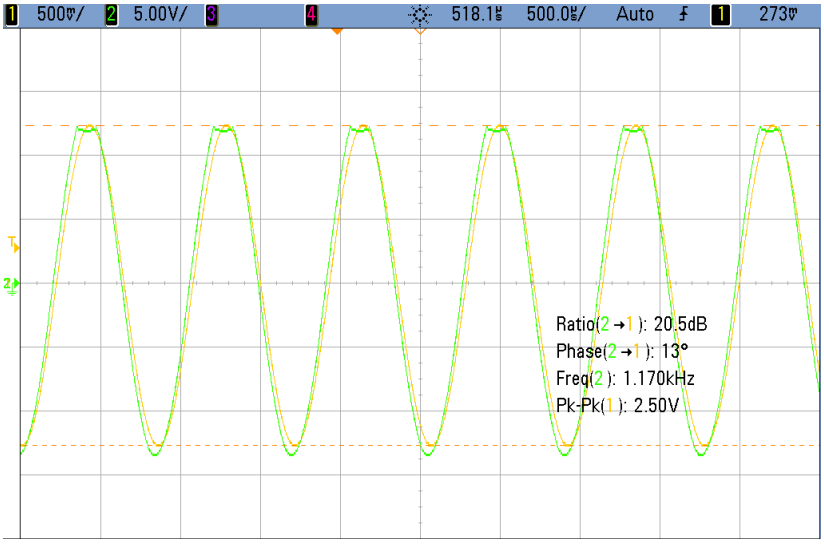


Figura 115: Alteraciones de la salidas a frecuencias medias.

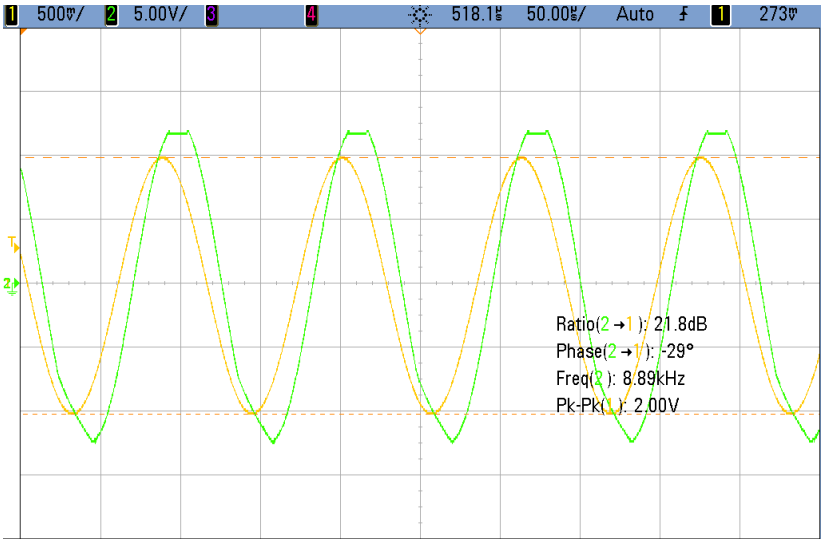


Figura 116: Alteraciones de la salidas a frecuencias altas.

Es por esta razón que se toma como límite una tensión de entrada máxima igual a 2 V (tensión pico a pico), ya que, a dicho valor ya comienza a observarse deformaciones en la salida para las frecuencias más altas, mientras que para las bajas y las medias se requieren tensiones de hasta 3 V y 2,5 V respectivamente. Esto se debe a que la etapa que posee mayor amplificación es aquella destinada a alterar las frecuencias altas.

4.9.3. Aplicación

Finalmente se realiza un breve comentario acerca su implementación. Se procedió a introducir a la entrada del circuito senoidales de una frecuencia dada, mientras que a la salida se colocaron parlantes para poder escuchar como esta resulta afectada por cada instancia. Posteriormente se procedió realizar un experimento similar, pero esta vez colocando música a la entrada, más específicamente, “Come as you are” de Nirvana. Dicha experiencia fue grabada y se anexa en video junto con el informe.

4.10. Datasheet

Control de Tonos y Ecualizador TCG3 ®

1 Características

- Sistema de control de tonos con 3 grados de libertad.
- Sistema de amplificación y atenuación sobre la totalidad del espectro audible.
- Entrada y salida de audio compatible con conectores de 3,5 mm mono.
- Amplificación y atenuación de hasta ± 15 db.
- Bajo ruido de entrada.
- Cobertura total del espectro audible.

2 Descripción

El Control de Tonos y Ecualizador TCG3 ® es un circuito que permite amplificar y atenuar frecuencias bajas, medias y altas con total independencia entre sí. Posee 3 frecuencias centrales que permiten dicho control. Además cuenta con un regulador de audio, que permite amplificar y atenuar en su totalidad todo el conjunto de frecuencias audibles. El dispositivo requiere una fuente de alimentación para los amplificadores operacionales (± 18 V). Posee entrada y salida audio mono. A su vez cuenta con entradas que permiten de cualquier tipo de señal, ya sea para análisis de esta o calibración del mismo dispositivo.

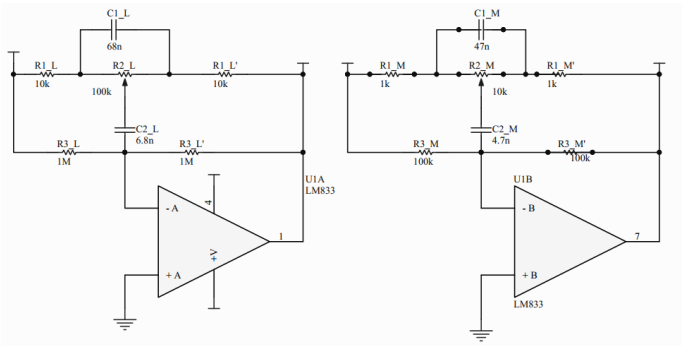
3 Alimentación

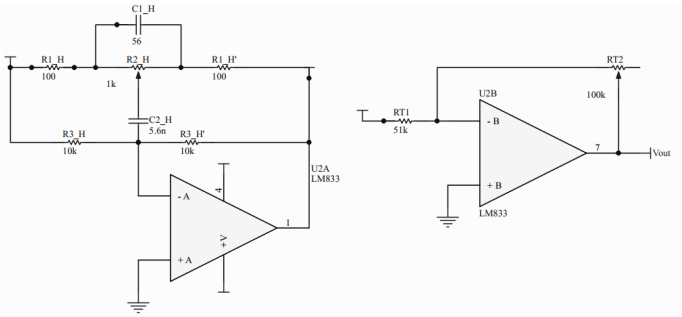
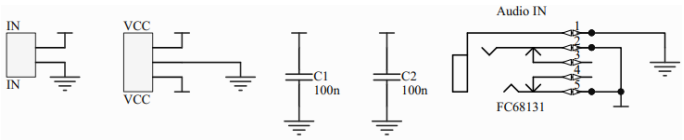
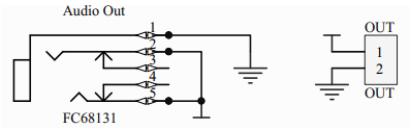
Tensión	Min	Sugerido	Max	Unidad
V_{in} [11]	0	1.5	2	V
Vcc	10	15	18	V
$-Vcc$	-10	-15	-18	V

4 Valores de interés

Banda	**Baja**	**Media**	**Alta**
$\mathbf{f_o}$	81.1 Hz	1.2 kHz	8.9 kHz
$\mathbf{\lvert Z_{in}\rvert}$	30.38 $k\Omega$	10.17 $k\Omega$	9.92 $k\Omega$
$\mathbf{Arg\,(Z_{in})}$	$-42{,}55^o$	$-10{,}74^o$	$-1{,}43^o$
$\mathbf{\lvert Z_{out}\rvert}$	8.93 $k\Omega$	604 Ω	81 Ω
$\mathbf{Arg\,(Z_{out})}$	-90°	-90°	-90°
Ganancia	$\pm 12{,}7$ dB	$\pm 13{,}7$ dB	± 15 dB

5 Esquemático





6 Conexiones de entrada y salida