



INSTITUTO TECNOLÓGICO
DE
BUENOS AIRES

INGENIERÍA ELECTRÓNICA
22.01 - TEORÍA DE CIRCUITOS

TRABAJO PRÁCTICO N°3

Grupo 4:

Álvarez, Lisandro
Fogg, Matias
Díaz, Ian
Delgado, Milton
Dieguez, Manuel
Oh, Victor

Legajos:

57771
56252
57515
56451
56273
56679

APROBADO EN FECHA:

ENTREGADO EL 4 DE OCTUBRE DE 2019

Índice

I Filtro con GIC	4
1. Introducción	4
2. Transferencia del circuito	4
2.1. Impedancia equivalente y transferencia del GIC	4
2.2. Transferencia del filtro	5
2.2.1. Función de R_8	7
2.3. Comportamiento de R_6	7
2.3.1. Singularidades $R_6 \rightarrow \infty, R_6 \rightarrow 0$	7
2.4. Análisis de sensibilidades	7
2.4.1. Sensibilidad de ω_0	8
2.4.2. Sensibilidad de Q	8
2.4.3. Sensibilidad de $ H(j\omega_0) $	8
2.5. Selección de componentes	9
2.6. Distribución de las singularidades	10
2.7. Amplificadores operacionales compatibles	11
3. Implementación	13
3.1. Circuito implementado	13
4. Mediciones	14
4.0.1. Transferencia	14
4.0.2. Impedancia de entrada	14
4.0.3. Error	16
5. Respuesta al escalón	16
6. Conclusiones	17
II Introducción al diseño de filtros activos	18
7. Introducción teórica del <i>Gyrator</i>	18
8. <i>Gyrator</i> como inductor	19
9. Diseño de filtros activos con <i>Gyrator</i>	22
9.1. Filtro pasa altos	23
9.1.1. Plantilla	23
9.1.2. Funcion transferencia y circuito de segundo orden	23
9.1.3. Circuito propuesto	23
9.1.4. Diseño del circuito	24
9.1.5. Simulacion y analisis lineal	25
9.1.6. Medicion y analisis a altas frecuencias	26
9.1.7. Conclusion	27
9.2. Pasa Banda	27
9.2.1. Plantilla	27
9.2.2. Funcion transferencia y circuito de segundo orden	27
9.2.3. Circuito propuesto	28
9.2.4. Diseño del circuito	28
9.2.5. Simulacion y analisis lineal	28
9.2.6. Medicion y analisis a altas frecuencias	30
9.2.7. Conclusion	30
9.3. Rechaza banda	30
9.3.1. Plantilla	30
9.3.2. Funcion transferencia y circuito de segundo orden	30
9.3.3. Circuito propuesto	31
9.3.4. Diseño del circuito	31

9.3.5. Simulacion y analisis lineal	32
9.3.6. Medicion y analisis a altas frecuencias	32
9.3.7. Conclusion	33
9.4. Pasa bajos	33
9.4.1. Plantilla	33
9.4.2. Funcion transferencia y circuito de segundo orden	34
9.4.3. Circuito propuesto	34
9.4.4. Diseño del circuito	35
9.4.5. Simulacion y analisis lineal	35
9.4.6. Medicion y analisis a altas frecuencias	36
9.4.7. Conclusion	36
10.Diseño PCB	37
III Amplificadores de instrumentación	38
11.Introducción	38
11.1. Amplificador de diferencias	38
11.2. Amplificador de instrumentación	39
12.Análisis del circuito	39
12.1. Caso ideal	39
12.2. Función de R5	40
13.Implementación del circuito	40
14.Respuesta en Frecuencia	40
14.1. Simulacion	40
14.1.1. Montecarlo	40
15.Medición	42
16.Puente de Wheatstone	43
16.1. Generación de señales	43
16.2. Señales no referidas a tierra	44
17.Modificación para obtener una tensión de salida montada sobre un nivel de DC	44
IV Medidor de Presión	45
18.Diseño	45
18.1. Sensor de Presión	45
18.2. Amplificador de Instrumentación	45
18.3. Selección de Componentes	46
19.Simulación	47
20.Resultados	47
21.Construcción del PCB	48
22.Método de Medición	50
23.Análisis de Resultados	50
24.Limitación de Tensión	51
25.Presión en una columna de agua	52
25.1. Método de Medición	52
25.2. Resultados	52
25.3. Análisis de Resultados	52

26. Conclusión	53
V Ecualizador basado en Bohemian Rhapsody	54
27. Transferencia	54
28. Análisis de frecuencia central	54
29. Análisis paramétrico	55
30. Análisis de singularidades	56
30.1. Análisis de Ceros	56
30.2. Análisis de polos	56
30.3. Análisis de singularidades paramétricas	56
30.4. Sistema de fase mínima	58
30.4.1. Ecualizador de fase	58
31. Diseño de un ecualizador de 3 bandas	60
31.1. Análisis del espectro audible	60
31.2. Análisis del espectro de la música	61
31.3. Elección de la ganancia de los filtros	64
31.4. Simulación de cada filtro	64
31.4.1. Filtro para tonos graves	64
31.4.2. Filtro para tonos medios	65
31.4.3. Filtro para tonos agudos	65
31.4.4. Conclusión	66
31.5. Interconexión de filtros	66
31.5.1. Interconexión en paralelo	66
31.5.2. Interconexión en cascada	67
31.6. Conclusión	68
32. Implementación	69
32.1. Mediciones	72
32.2. Impedancias	73
33. Conclusión	74
34. Características generales	76
35. Circuito interno	76
36. Consumo	76
VI Medición automática de respuesta en frecuencia	77
37. Introducción	77
38. Medición de señales pequeñas o ruidosas	77
39. Anatomía del programa	77
39.1. Panel <i>Measurement Settings</i>	78
39.2. Panel <i>Measurements</i>	78
39.3. Panel <i>Instrument Settings</i>	78
40. Dinámica sugerida de uso	78
41. Instrucciones para correr el programa	79

Parte I

Filtro con GIC

1. Introducción

Un circuito GIC(generalized impedance converter) es un circuito RC activo diseñado para simular componentes que varían su comportamiento dependiendo de la frecuencia para usar, por ejemplo, en el diseño de filtros activos como es el caso del presente trabajo. Se presentará a continuación el análisis y la implementación de un filtro pasa banda activo, implementando un GIC simulando una inductancia. Se detallarán los cálculos que nos permiten obtener su trasferencia, así como también se desarrollará el criterio para elegir los componentes que lo conforman, en función de una serie de condiciones preestablecidas.

2. Transferencia del circuito

2.1. Impedancia equivalente y transferencia del GIC

La impedancia equivalente que se presenta entre los terminales del circuito esta descripta, en función de las impedancias que lo compongan, por la expresion 1

$$Z = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4} \quad (1)$$

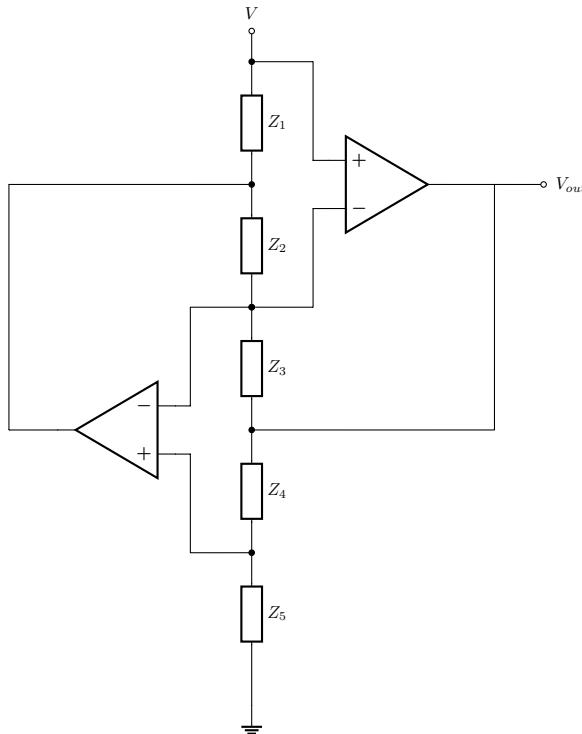


Figura 1: Circuito GIC genérico

La Figura 2 muestra el circuito GIC que se utilizó para simular una inductancia. Al evaluar los valores de los componentes del circuito de la Figura 2 en la Expresión 1, obtenemos la impedancia equivalente Z, y de esa forma podemos determinar el comportamiento del circuito.

$$Z = \frac{R_1 R_3 R_8}{R_4 \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_1 R_3 R_8 C_2 j\omega}{R_4}$$

Si llamamos

$$L_{GIC} = \frac{R_1 R_3 R_8 C_2}{R_4}$$

Podemos ver que la impedancia equivalente del circuito se comporta como una inductancia de valor L_{GIC} , y podemos definir

$$Z = L_{GIC}j\omega$$

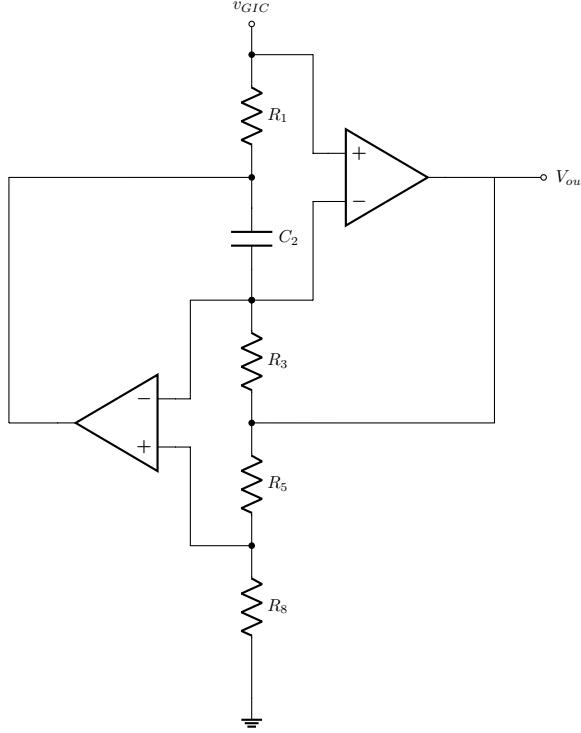


Figura 2: Circuito GIC utilizado

La transferencia del circuito de la Figura 2 está dada por la Expresión 2

$$\frac{V_{out}}{V_{GIC}} = \left(1 + \frac{R_4}{R_8} \right) \quad (2)$$

2.2. Transferencia del filtro

La Figura 3 muestra el filtro a implementar. Como se explicó anteriormente, el GIC se comporta como una inductancia de valor L_{GIC} . De esta forma, se puede hallar la transferencia desde v_{in} hacia el GIC (representado por el inductor en la Figura), y luego hallar la transferencia desde el GIC hacia V_{out}

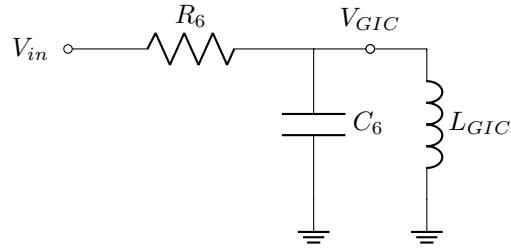


Figura 3: Filtro con inductancia equivalente

La transferencia de V_{in} a V_{GIC} esta dada por la Expresión 3.

$$\frac{V_{GIC}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{R_6 C_6} \$}{\$^2 + \frac{1}{R_6 C_6} \$ + \frac{1}{L_{GIC} C_6}} \quad (3)$$

Combinando las expresiones 2 y 3, se obtiene la Expresión , la cual expresa la tansferencia total del filtro.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(1 + \frac{R_4}{R_8} \right) \frac{\frac{1}{R_6 C_6} \$}{\$^2 + \frac{1}{R_6 C_6} \$ + \frac{1}{L_{GIC} C_6}} \quad (4)$$

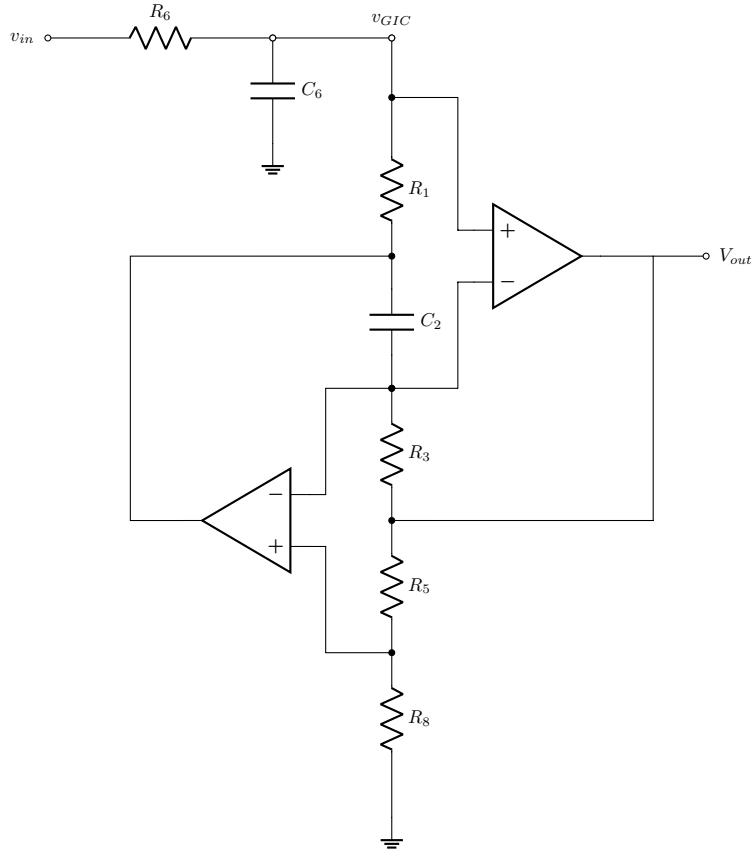


Figura 4: Circuito implementado completo

La transferencia hallada se corresponde con la transferencia de un filtro pasa banda de segundo orden, cuya expresión general está dada por la Expresión 5. De esta forma, comparando las expresiones podemos determinar las magnitudes relevantes de la misma.

$$\begin{aligned}
 H(\$) &= K \frac{\frac{\omega_0}{Q}\$}{\$^2 + \frac{\omega_0}{Q}\$ + \omega_0^2} \\
 \omega_0 &= \sqrt{\frac{1}{L_{GIC}C_6}} \\
 Q &= R_6 \sqrt{\frac{C_6}{L_{GIC}}}
 \end{aligned} \tag{5}$$

Se establecen las siguientes relaciones entre los componentes del circuito, de forma que se pueda expresar la transferencia del filtro en función de los componentes que lo conforman, a la que llamaremos a partir de ahora $H(\$)$

$$R_1 = R_3 = R_4 = R_8 = R$$

$$R_6 = QR$$

$$C_2 = C_6 = C$$

$$H(\$) = 2 \frac{\frac{1}{R_6C}\$}{\$^2 + \frac{1}{R_6C}\$ + \frac{1}{(RC)^2}}$$

2.2.1. Función de R_8

Cuando R_8 tiende a infinito, el circuito GIC queda flotante, es decir sin conexión a tierra, y de esta forma la impedancia es infinita, y se comporta como un circuito abierto. De esta forma, la transferencia total del filtro se reduce a la siguiente expresión

$$H(\$) = \frac{1}{1 + \frac{\$}{\omega_c}}$$

La cuál caracteriza un filtro pasa bajos con frecuencia de corte $\omega_c = \frac{1}{R_6 C_6}$

2.3. Comportamiento de R_6

Si establecemos las siguientes relaciones entre los componentes del circuito, podemos analizar el comportamiento del mismo en función de la relación entre los valores de tres parámetros, R , C y Q

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

Al desarrollar la expresión de la transferencia remplazando por los valores indicados, se obtiene la siguiente expresión, expresada en función de la frecuencia central del filtro $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

$$H(\$) = 2 \frac{\frac{\omega_0}{Q} \$}{\$^2 + \frac{\omega_0}{Q} \$ + \omega_0^2}$$

Y de esta forma se puede establecer una caracterización de los polos de la función transferencia en función de la relación entre R_6 y R , establecida por Q . Sean $\$_{1,2}$ los polos del sistema

$$\$_{1,2} = \frac{\omega_0}{2Q} \left(-1 \pm \sqrt{1 - 4Q^2} \right) \quad (6)$$

De la Expresión 6 se determinan los tres casos particulares: dos polos reales distintos, dos polos complejos conjugados, un polo doble real. Las condiciones son, respectivamente:

$Q < 1/2$,	$R_6 < \frac{1}{2}R$,	2 polos reales
$Q > 1/2$,	$R_6 > \frac{1}{2}R$,	2 polos complejos conjugados
$Q = 1/2$,	$R_6 = \frac{1}{2}R$,	1 polo real doble

Las figuras 5, 6 y 7 muestran la distribución de los polos del circuito para los tres casos mencionados.

2.3.1. Singularidades $R_6 \rightarrow \infty$, $R_6 \rightarrow 0$

A partir de la Expresión 6, se tomó límite para los casos $R_6 \rightarrow \infty$, lo que implica $Q \rightarrow \inf$ y $R_6 \rightarrow 0$, que implica $Q \rightarrow 0$, por la relación $R_6 = QR$, dado que se asume R un valor fijo finito.

El caso singular $R_6 \rightarrow \infty$ genera una distribución de polos complejos conjugados ubicados sobre el eje imaginario y de magnitud ω_0 . $\$_{1,2} = \pm j\omega_0$. Esta tendencia puede observarse en la Figura 6.

Por otro lado, al R_6 aproximarse a 0, la distribución de polos de la transferencia esta caracterizada por un par de polos ubicados en la semirecta real negativa, de forma que tienden a alejarse a medida que R_6 se hace mas pequeño, la tendencia se manifiesta en la Figura 5.

2.4. Análisis de sensibilidades

Se realizó un análisis de sensibilidades para determinar la variación de los distintos parámetros relevantes del circuito respecto a variaciones en los distintos componentes. El estudio de sensibilidades del circuito permite seleccionar los componentes de forma tal que las variaciones de estos tengan la mínima repercusión posible sobre los parámetros del circuito. Se realizaron análisis de sensibilidades de la frecuencia central dle filtro(ω_0), el factor de calidad(Q), y la transferencia en magnitud evaluada en la frecuencia central $\omega_0(H(j\omega_0))$. Se define la sensibilidad de y respecto de x como S_x^y , y se calcula como

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

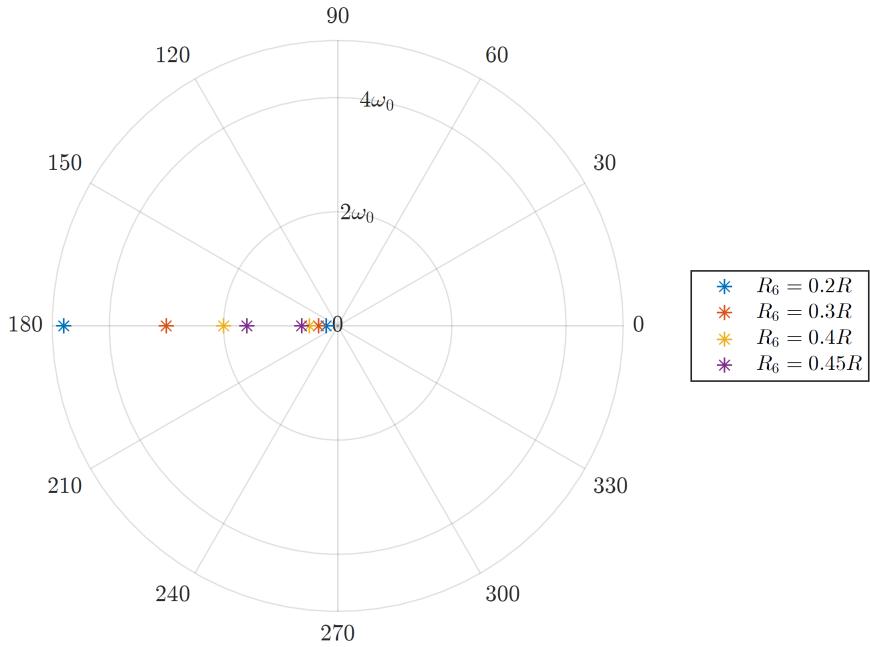


Figura 5: Distribución de polos. Dos polos reales

2.4.1. Sensibilidad de ω_0

La expresión de la frecuencia central ω_0 en función de los componentes del circuito se determinó en la Sección 2.2, y esta depende de los componentes R_1, R_3, R_4, R_8, C_6 y C_2 . Aplicando el cálculo de la sensibilidad, se obtuvo:

$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2,$	Sensibilidad respecto de R_1
$S_{R_3}^{\omega_0} = -1/2,$	Sensibilidad respecto de R_3
$S_{R_4}^{\omega_0} = 1/2,$	Sensibilidad respecto de R_4
$S_{R_8}^{\omega_0} = -1/2,$	Sensibilidad respecto de R_8
$S_{R_6}^{\omega_0} = -1/2,$	Sensibilidad respecto de R_6
$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2,$	Sensibilidad respecto de C_2
$S_{C_6}^{\omega_0} = -1/2,$	Sensibilidad respecto de C_6

2.4.2. Sensibilidad de Q

En la Sección 2.2 se determinó la expresión del factor de calidad Q del sistema, y a continuación se muestran los valores arrojados por el análisis de sensibilidades realizado sobre el mismo.

$S_{R_1}^Q = -1/2,$	Sensibilidad respecto de R_1
$S_{R_3}^Q = -1/2,$	Sensibilidad respecto de R_3
$S_{R_4}^Q = 1/2,$	Sensibilidad respecto de R_4
$S_{R_8}^Q = -1/2,$	Sensibilidad respecto de R_8
$S_{R_6}^Q = 1,$	Sensibilidad respecto de R_6
$S_{C_2}^Q = 1/2,$	Sensibilidad respecto de C_2
$S_{C_6}^Q = 1/2,$	Sensibilidad respecto de C_6

2.4.3. Sensibilidad de $|H(j\omega_0)|$

Al evaluar la Expresión 4 en $\$ = j\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{GIC}C_6}}$, se obtiene:

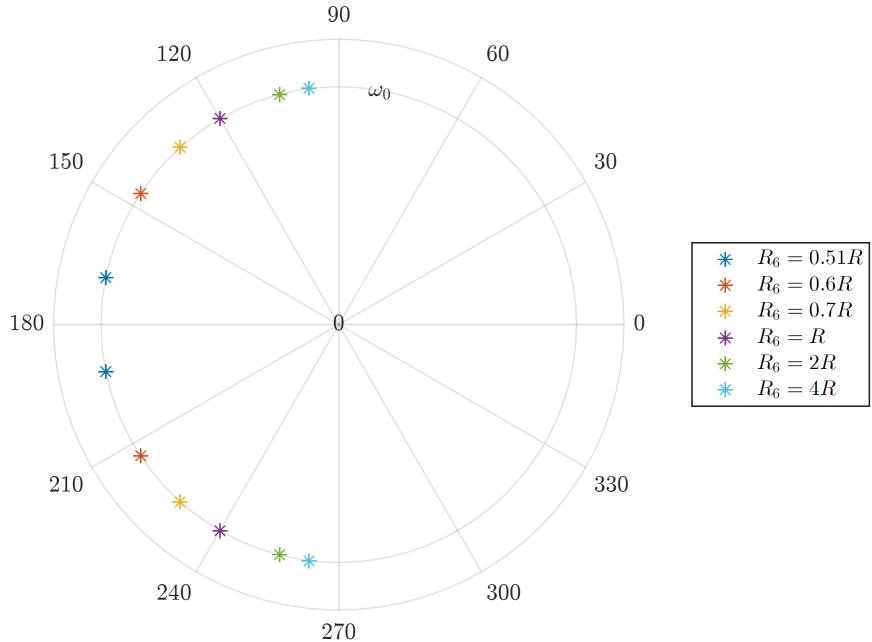


Figura 6: Distribución de polos. Polos complejos conjugados

$$|H(j\omega_0)| = \left(1 + \frac{R_4}{R_8}\right)$$

Al calcular las sensibilidades respecto de R_4 y R_8 , se obtuvo

$$S_{R_4}^{|H(j\omega_0)|} = \left(1 + \frac{R_4}{R_8}\right)$$

$$S_{R_8}^{|H(j\omega_0)|} = -\left(1 + \frac{R_4}{R_8}\right)$$

Al imponer $R_4 = R_8 = R$, se simplifica y se obtiene

$$S_{R_4}^{|H(j\omega_0)|} = 2$$

$$S_{R_8}^{|H(j\omega_0)|} = -2$$

2.5. Selección de componentes

A partir del análisis de sensibilidades realizado en la sección anterior, es posible establecer un criterio para la elección de componentes. Si se observan los valores obtenidos para las sensibilidades de ω_0 , se puede determinar que todos los componentes afectan al parámetro en cuestión prácticamente en la misma proporción, por lo cual no es posible detectar un componente crítico a partir de estos resultados.

Al observar los resultados obtenidos para las sensibilidades del factor de calidad Q , se observa que variaciones en R_6 afectan en mayor proporción a Q que variaciones en los restantes componentes. De esta forma, idealmente, se debería seleccionar un componente para R_6 con la menor desviación posible del valor teórico calculado para obtener los resultados deseados. Sin embargo, esta dinámica implicaría implementar las resistencias R_1 , R_3 , R_4 y R_8 mediante una combinación de resistores de valores comerciales, lo cuál aumentaría las desviaciones que estas aportan. Es por esto que se decidió implementar la resistencia más crítica(respecto al análisis de sensibilidades) mediante una combinación de resistores comerciales, y las resistencias que componen el GIC mediante un resistor comercial.

Se comienza por elegir un valor de R que corresponda a un valor comercial re resistores de tolerancia de 5 %, de forma que no requiera una combinación serie o paralelo implementarla. A partir del valor de R establecido, se determina el valor de R_6 . Luego, a partir del valor de la frecuencia central $\omega_0 = 13,000\text{rad/seg}$ se determina el valor de C .

En los casos en que el valor calculado no coincide con un valor comercial para el componente en cuestión, se decidió utilizar como máximo 2 componentes combinados en serie o paralelo para lograr el valor más próximo posible al calculado posible.

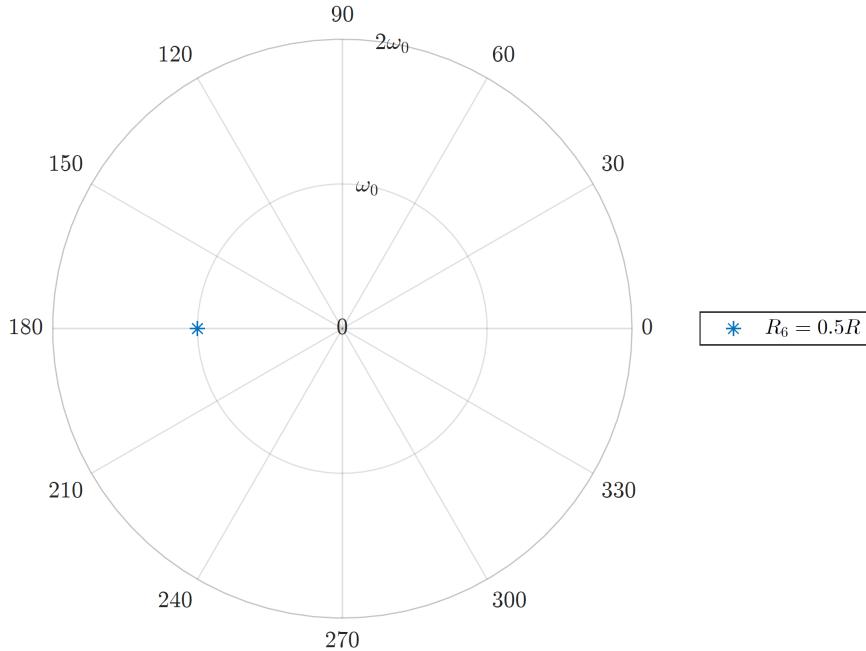


Figura 7: Distribución de polos. Polo real doble

Componente	Valor Calculado	Valor Utilizado
R_1	$3,3k\Omega$	$3k\Omega$
R_3	$3,3k\Omega$	$3k\Omega$
R_4	$3,3k\Omega$	$3k\Omega$
R_8	$3,3k\Omega$	$3k\Omega$
R_6	$13,2k\Omega$	$13,2k\Omega$
C_2	$23,31nF$	$23,48nF$
C_6	$23,31nF$	$23,48nF$

Cuadro 1: Valores de componentes calculados y utilizados

Los valores de componentes seleccionados producen un filtro pasa banda con frecuencia central $\omega_0 = 12906 rad/seg$. Este valor representa un error porcentual del 7,24 % respecto de la frecuencia central buscada inicialmente.

2.6. Distribución de las singularidades

El análisis de sensibilidades determina que tanto varía el parámetro Q respecto a variaciones en los distintos componentes del sistema. Como muestra la Expresión 6 el tipo y la ubicación de los polos del sistema están ligados al valor de Q . De esta forma, conociendo la sensibilidad del parámetro en cuestión, y el valor de Q y del componente que impone la mayor sensibilidad, se puede determinar los valores máximos y mínimos de Q , y así determinar la ubicación de los polos en los casos extremos de mayor desviación del valor central.

$$Q_{max} = 4,4$$

$$Q_{min} = 3,6$$

La Figura 8 muestra la distribución de las singularidades de la transferencia respecto a las variaciones que pueda sufrir el parámetro Q , considerando un valor de $R_6 = 13,2k\Omega$ y un valor de $Q_{central} = 4$.

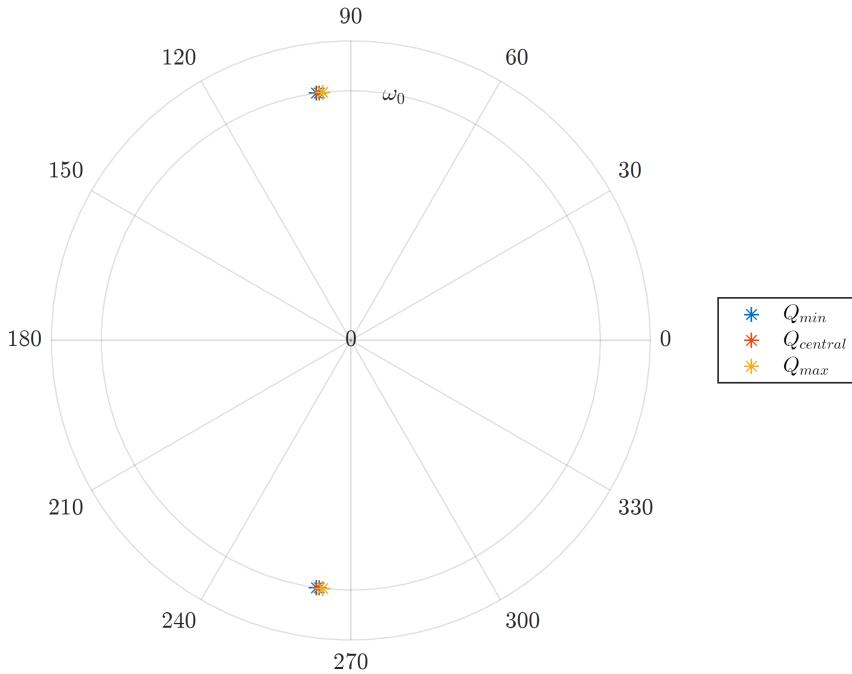


Figura 8: Dispersión de polos frente a variaciones de Q

2.7. Amplificadores operacionales compatibles

El proceso de selección de amplificadores operacionales adecuados contempla determinar tres ítem a destacar:

1. Alta impedancia de entrada
2. Evitar Slew Rate
3. Evitar saturación

Entre la amplia variedad de amplificadores operacionales disponibles en el mercado, se acotó el abanico de posibilidades a 3 integrados con características diferentes. Se realizó una preselección que incluyó los siguientes integrados: *LM741*, *TL082* y *LM833*.

Para cada uno de los amplificadores operacionales se confeccionó un gráfico con las curvas de tensión de entrada máxima en función de la frecuencia debido a la tensión de saturación (tomando como tensión de alimentación $\pm 15V$ para los 3 integrados) y debido al slew rate.

Las limitaciones que estos dos fenómenos pudieran imponer sobre el restante operacional que forma parte del GIC no fueron consideradas, ya que la salida de este tiene una transferencia dada por la Expresión 10. La transferencia en magnitud de este operacional se muestra en la Figura, y se puede observar que su ganancia máxima no supera los 0dB, por lo tanto el operacional que, a lo sumo, se verá limitado por los fenómenos mencionados, es aquel del cual se toma la salida del filtro.

$$\frac{v_{opamp2}}{v_{in}}(\$) = \frac{-\$}{R_6 R C^2 \$^3 + R_6 C \$^2 + \frac{R_6}{R} \$} \quad (10)$$

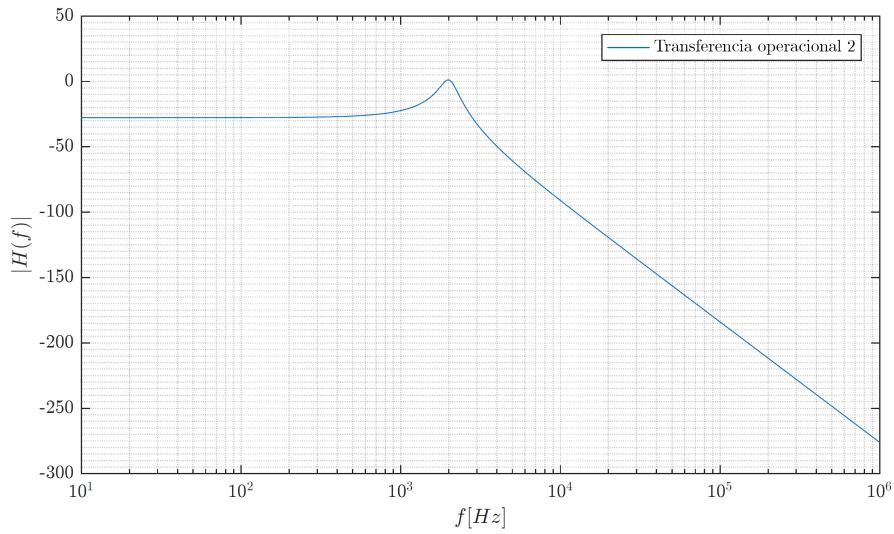


Figura 9: Transferencia en magnitud a la salida del segundo operacional del GIC

Las figuras muestran las curvas mencionadas para los operacionales TL082, LM833 y LM741 respectivamente.

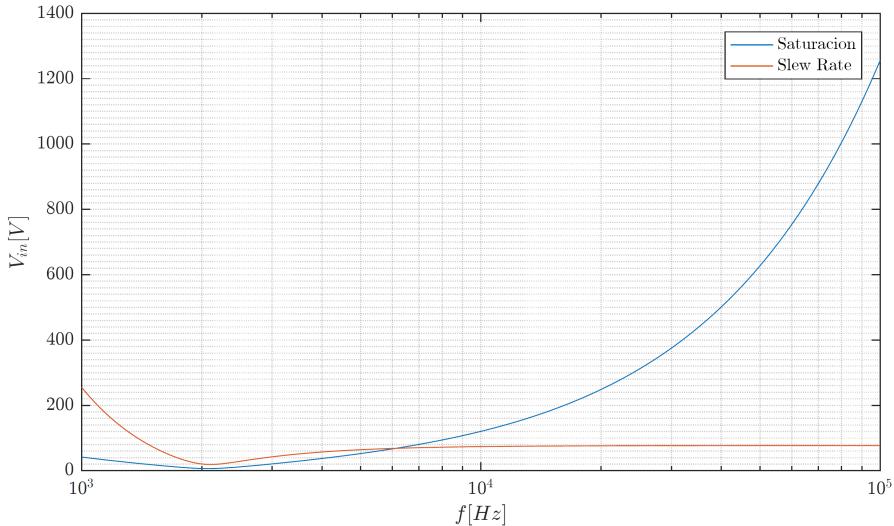


Figura 10: Máxima tensión de entrada por saturación y slew rate para LM741

Se puede observar que en el caso del LM741, el slew rate impone un límite a la tensión de entrada inferior al límite por saturación del operacional en un rango de frecuencias en el cual, si bien la atenuación es muy grande, todavía se encuentra relativamente no tan alejado de la frecuencia central. Por este motivo se decidió descartar en primer lugar al operacional LM741.

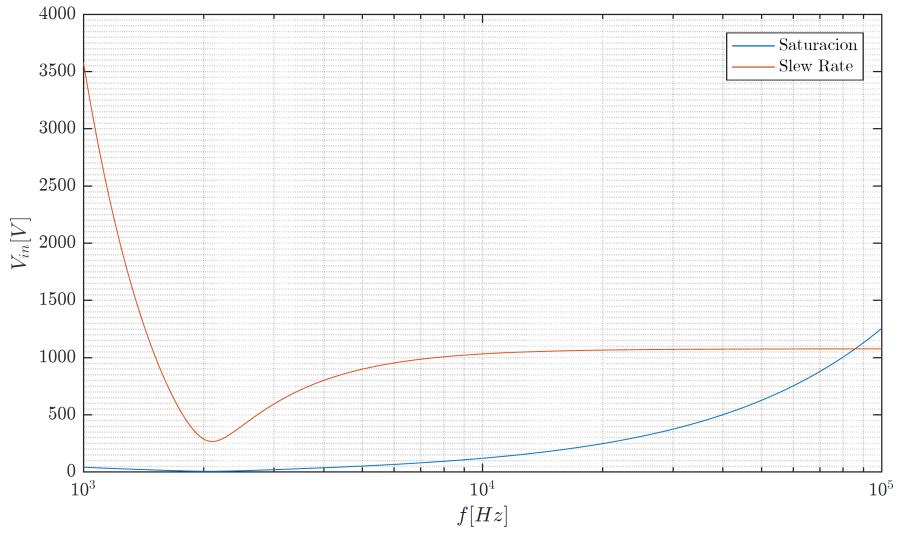


Figura 11: Maxima tensión de entrada por saturación y slew rate para LM833

Respecto al operacional LM833, la distorsión por slew rate impone un límite para la tensión de entrada inferior al límite por saturación recién en frecuencias próximas a los $100kHz$. Si bien no se trata de una frecuencia excesivamente alta, el filtro atenúa aproximadamente unos $-85dB$ o el equivalente de aproximadamente 6×10^{-5} veces, con lo cual, difícilmente se trate de una frecuencia dentro del rango de trabajo. Por este motivo es que se decidió no descartar el operacional TL082.

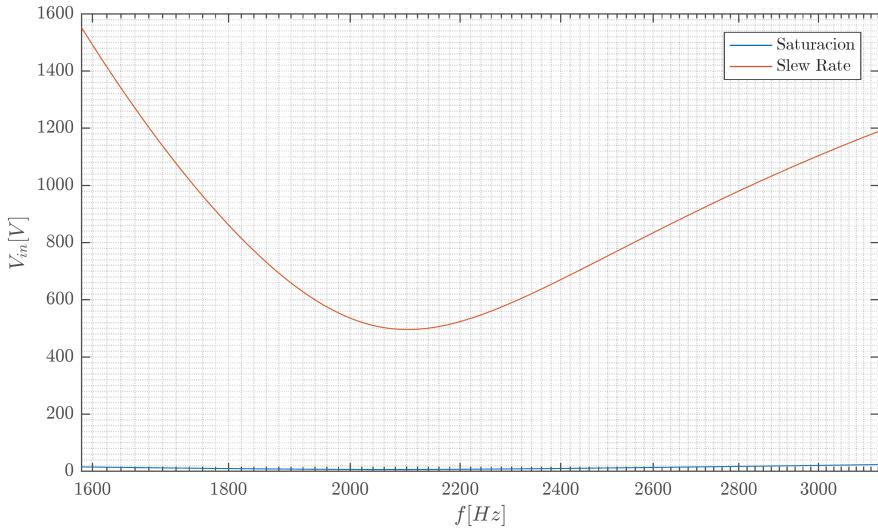


Figura 12: Maxima tensión de entrada por saturación y slew rate para TL082

En el caso del TL082, se observa que la salida nunca podrá alcanzar un valor tal que su salida se vea distorsionada por slew rate sin antes verse afectada severamente por la saturación de alimentación.

Si bien ambos operacionales, el LM833 y el TL082, son apropiados respecto a sus limitaciones por saturación y slew rate para implementar el filtro en cuestión, se decidió elegir el operacional LM833 debido a que este presenta una menor tensión de offset a la entrada y una menor distorsión armónica total (THD).

3. Implementación

3.1. Circuito implementado

Se implementó el circuito de la Figura 13 en PCB, para medir sus parámetros característicos y ser contrastados con aquellos calculados. La Figura 14 muestra el diseño final de la implementación.

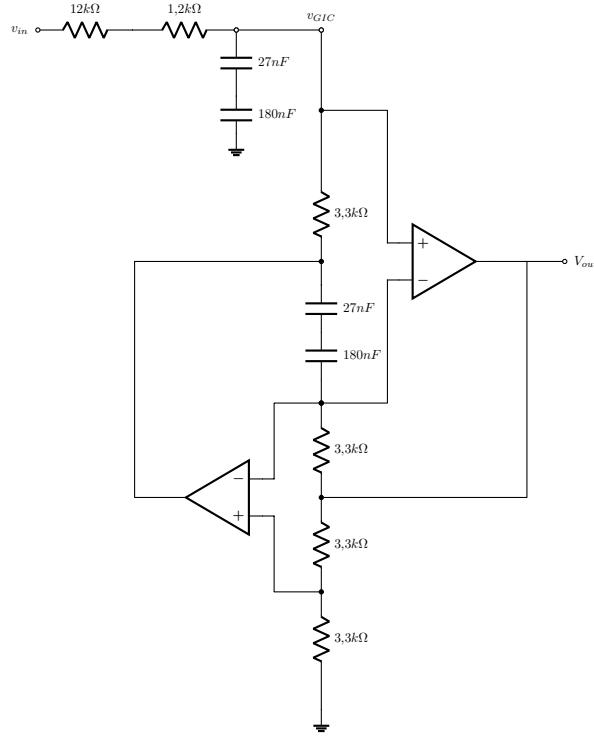


Figura 13: Circuito implementado

4. Mediciones

Se midieron las transferencias y la impedancia de entrada del circuito implementado, los resultados obtenidos me muestran a continuación, contrastados con los valores calculados y simulados.

4.0.1. Transferencia

La Figura 15 muestra las tres transferencias: calculada, simulada y medida. Se observa que el circuito implementado tiene una transferencia que se ajusta muy bien a la curva de transferencia deseada.

4.0.2. Impedancia de entrada

Las figuras muestran la magnitud y la fase de la impedancia de entrada medida sobre el circuito implementado contra las calculadas. La impedancia de entrada calculada se muestra en la Expresión

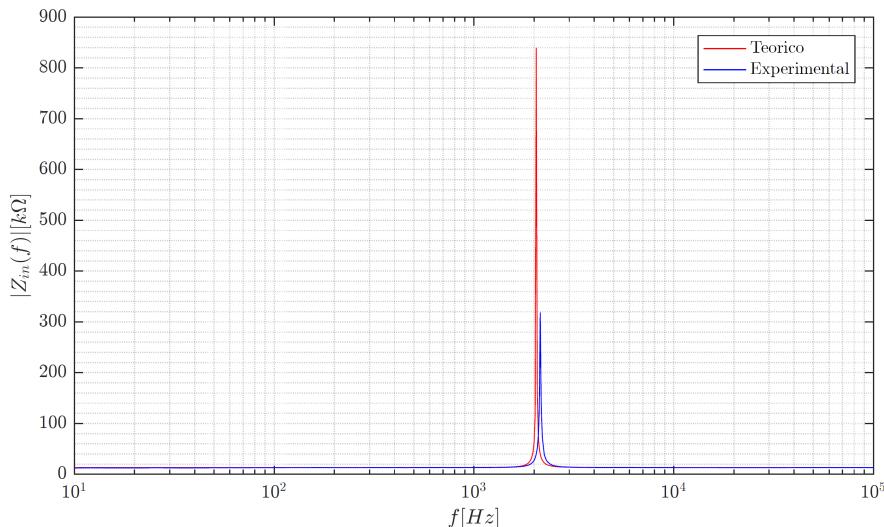


Figura 16: Magnitud de impedancia de entrada medida vs. calculada

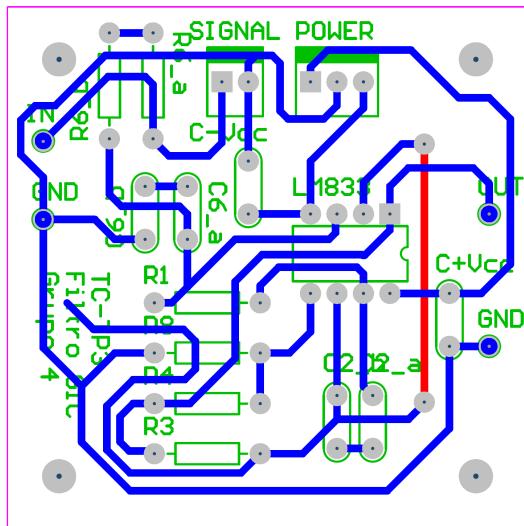


Figura 14: Diseño final del circuito impreso

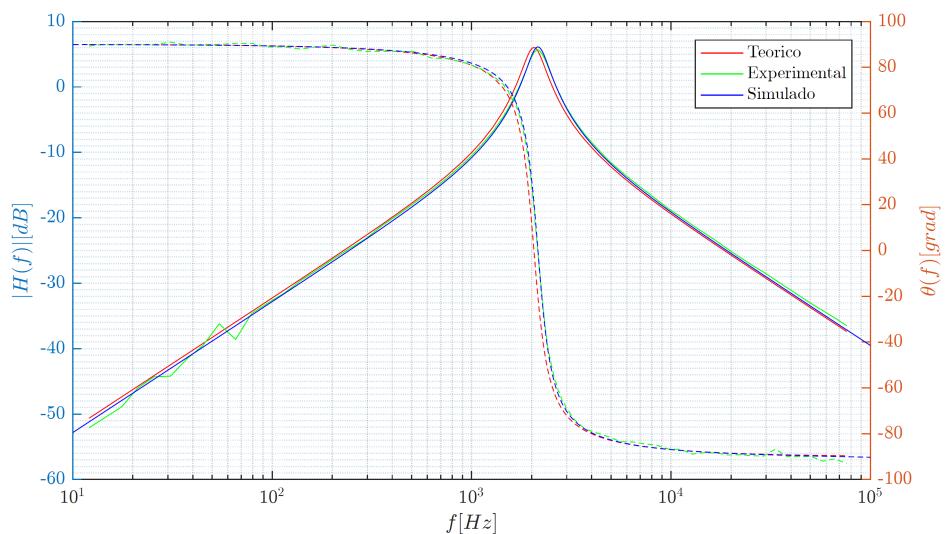


Figura 15: Diseño final del circuito impreso

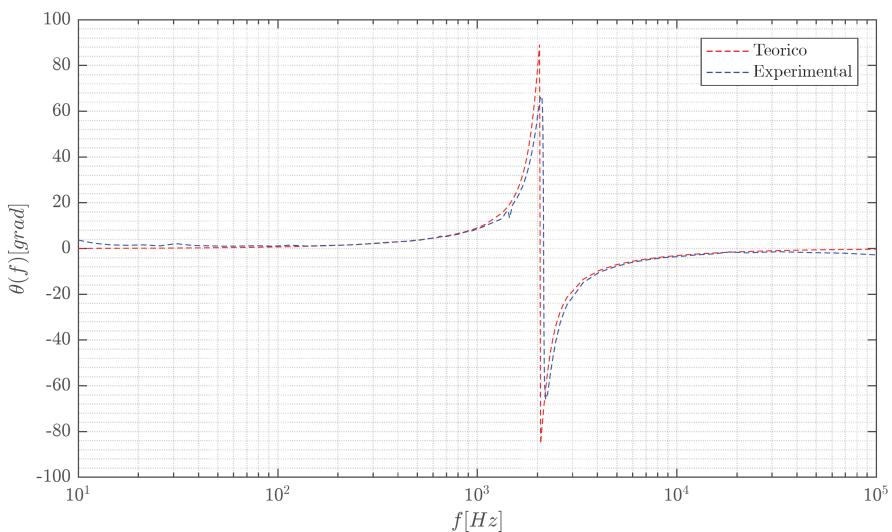


Figura 17: Fase de impedancia de entrada medida vs. calculada

$$Z_{in}(\$) = \frac{R_6 R^2 C^2 \$^2 + R^2 C \$ + R6}{R^2 C^2 \$^2 + 1} \quad (11)$$

4.0.3. Error

Las figuras 18 y 19 muestran los resultados obtenidos del análisis de Montecarlo realizado mediante la herramienta de simulación LTSpice. Para lograr observar las dispersiones se recortó el rango de frecuencias graficado entre 1kHz y 10kHz.

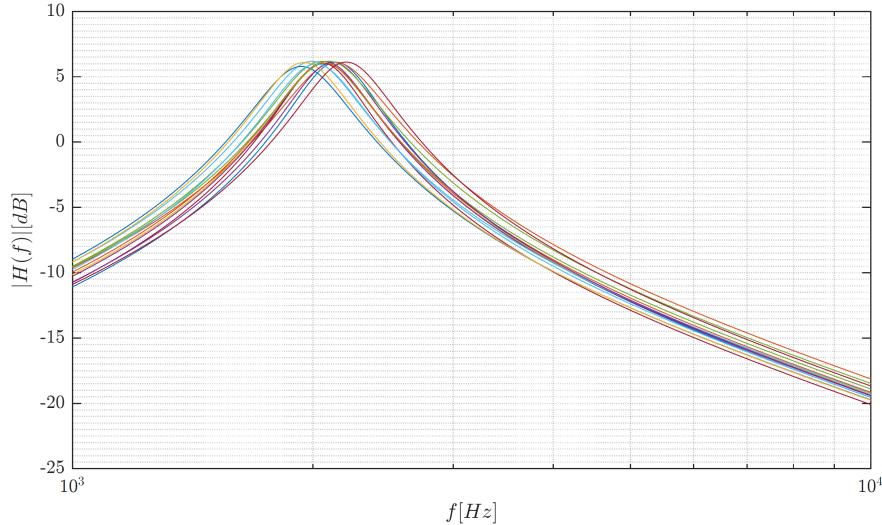


Figura 18: Análisis de Montecarlo. Transferencia en magnitud del circuito

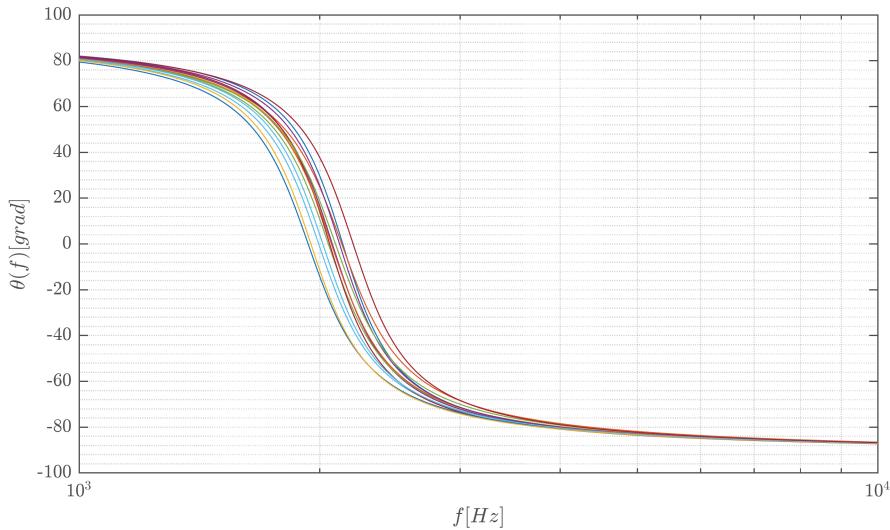


Figura 19: Análisis de Montecarlo. Transferencia de fase del circuito

El análisis se realizó imponiendo una tolerancia para los resistores del 5 % y del 10 % para los capacitores. En base a los datos arrojados por la simulación se realizó un cálculo de errores sobre la frecuencia central f_0 . El máximo error absoluto calculado fue de $148,86\text{Hz}$, que representa un error porcentual del 7,25 %

5. Respuesta al escalón

Se midió la respuesta al escalón del sistema, obteniéndose los resultados mostrados en la Figura 20. Las curvas correspondientes a la respuesta simulada y la respuesta teórica calculada se encuentran superpuestas, de forma tal que se dificulta observar la ínfima diferencia entre las curvas. Por otro lado, la curva de la respuesta al escalón

medida, presenta una leve diferencia respecto a la respuesta teórica, aunque la misma se ajusta a la respuesta esperada.

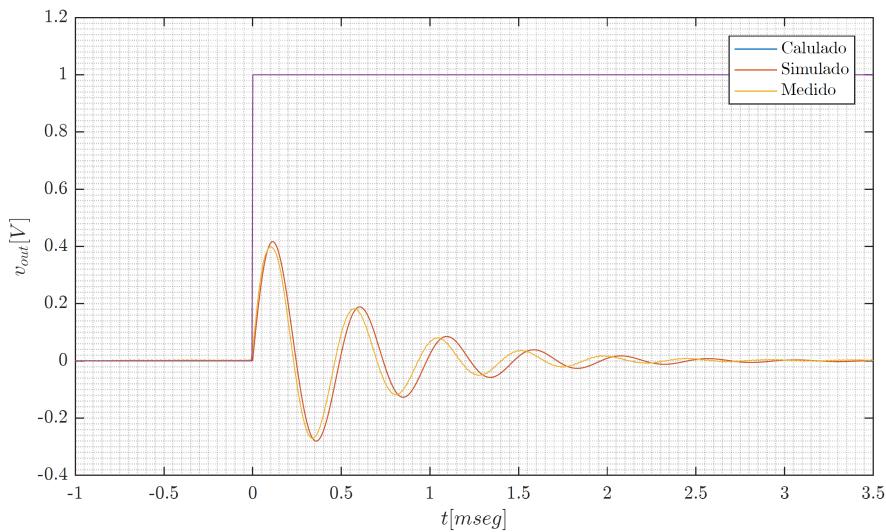


Figura 20: Respuesta al escalón calculada, simulada y medida

La respuesta observada evidencia un sistema sub-amortiguado. Esto ya había quedado en evidencia en la caracterización de los polos de la transferencia del circuito, en la sección 2.3

6. Conclusiones

Del análisis realizado sobre el circuito presentado en el desarrollo del informe, se pueden concluir dos ítem destacables. En primer lugar se destaca la precisión con la que los datos experimentales se ajustan a los cálculos realizados. Por otro lado, y como principal objeto del informe, se debe destacar la buena aproximación a una inductancia 'real' que proporciona el circuito GIC.

Parte II

Introducción al diseño de filtros activos

7. Introducción teórica del *Gyrator*

El concepto de *Gyrator* fue introducido en 1948 por Bernard D.H.Tellegen como el hipotético quinto elemento lineal luego del capacitor, inductor, resistencia y el transformador ideal. Es un elemento electrónico de dos puertas no reciproco cuyo símbolo se puede ver en la Figura 21.

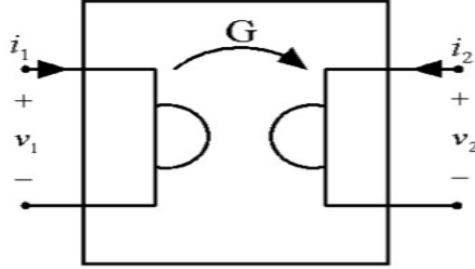


Figura 21: Símbolo del *Gyrator*

El coeficiente G tiene dimensiones de $\frac{1}{\Omega}$ y por ello se le da el nombre de *Gyrator conductance*. Luego, su inversa $\frac{1}{G} = R$ se define como *Gyrator resistance*. Esta resistencia tiene una dirección asociada que se indica por una flecha, como se puede apreciar en la Figura 21. Invertir el sentido de la flecha es negar la resistencia del *Gyrator* o que es lo mismo que invertir la polaridad del puerto. A continuación se definen las ecuaciones del *Gyrator*, que se depreden de la figura anteriormente mencionada:

$$I_1 = GV_2 \quad (12)$$

$$I_2 = -GV_1 \quad (13)$$

Gracias (12) y (13) se pueden enumerar las siguientes propiedades de un *Gyrator* ideal:

1. Potencia instantánea nula

$$\begin{aligned} P &= V_1 I_1 + V_2 I_2 \\ P &= (-GI_2)I_1 + (GI_1)I_2 \\ P &= 0 \end{aligned}$$

2. Parámetros de impedancia Z y parámetros de admitancia Y

3. Inversión de impedancia de elementos lineales

Si se conecta una impedancia Z_2 en las terminales de salida del *Gyrator* y Z_1 es la impedancia en las terminales de entrada, se deduce lo siguiente:

$$Z_2 = \frac{V_2}{-I_2}$$

$$\frac{V_2}{-I_2} = \frac{\frac{-I_1}{G}}{-GV_1}$$

$$\frac{V_2}{I_2} = \frac{I_1}{G^2 V_1}$$

$$Z_2 = \frac{1}{Z_1 G^2}$$

$$Z_1 = \frac{1}{Z_2 G^2}$$

Esto implica que si se conecta, por ejemplo, una resistencia lineal R_L en las terminales de salida del *Gyrator*, la entrada se comporta como una resistencia lineal de impedancia $\frac{1}{R_L G^2}$. Luego, se puede lograr

que una capacidad se comporte como una inductancia. Esta propiedad es sumamente interesante ya que se puede utilizar al *Gyrator* para realizar filtros sin inductores. Antes del desarrollo del transistor, los inductores eran grandes y costosos por lo que su uso traían varios problemas. Gracias al *Gyrator* se puede sustituir al inductor y sobreponer este tipo de problemas. Esta propiedad es la que mas se utiliza a lo largo de toda esta sección. La Figura 22 muestra esta propiedad. Nótese que, un capacitor de valor C a la salida de un *Gyrator* ideal hace que a la entrada halla una inductancia igual a:

$$L = \frac{C}{G^2} \quad (14)$$

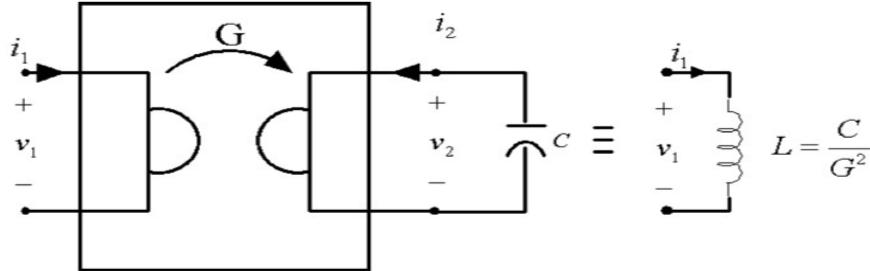


Figura 22: Propiedad de inversión de impedancia

4. Inversión corriente - voltaje

De (12) y (13) se ve claramente que si la salida de un *Gyrator* ideal tiene una fuente de tensión, por ejemplo, E a la entrada tendrá una fuente de corriente $I_1 = GV_2$. En la Figura 23 se puede apreciar esta propiedad con mayor detalle.

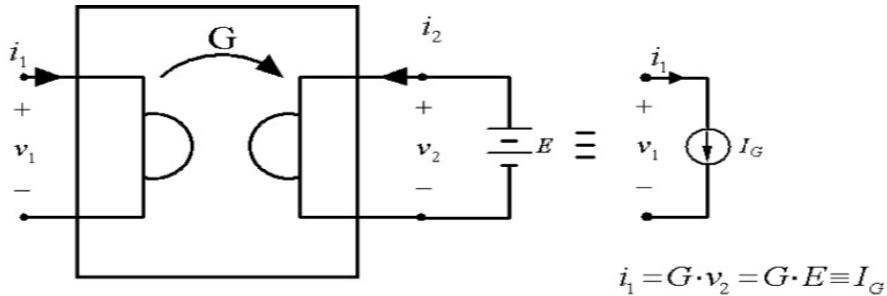


Figura 23: Propiedad de inversión corriente - voltaje

8. *Gyrator* como inductor

Como se vio anteriormente, las propiedades del *Gyrator* hacen posible simular un inductor con un capacitor. El objetivo de esta sección es realizar un circuito que simule un inductor para poder utilizarlo en el armado de filtros activos. En la Figura 24 se puede ver el modelo del inductor. Si se define su impedancia de entrada como Z_{in} :

$$Z_{in} = R_L + sL \quad (15)$$

Se propone el circuito de la Figura 25. Este es un *Gyrator* que simula inductor. Esta compuesto por un amplificador operacional (en configuración de *Buffer*), resistencias y capacitores. A continuación se calcula su impedancia de entrada para analizar bajo qué condiciones se puede considerar al circuito como un inductor. Es decir, lograr que el circuito 25 se parezca al circuito 24.

Se comienza con la ecuación del amplificador operacional. Si se considera que V_{out} es la tensión de salida del *Buffer*

$$V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-)$$

$$V^- = A_{vol}(V^+ - V^-)$$

$$V^- = V^+ \frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}}$$

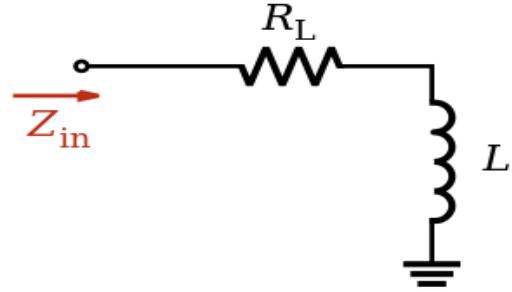


Figura 24: Modelo del inductor

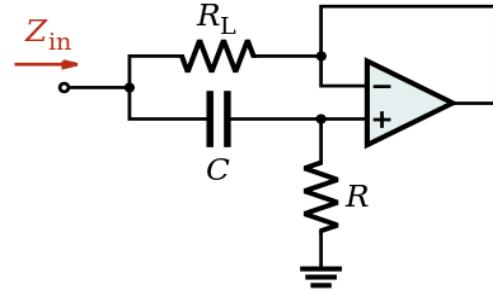


Figura 25: Gyrator equivalente a un inductor

$$si \ K = \frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}}$$

$$V^- = V^+ K \quad (16)$$

Nótese que se considera al amplificador operacional sin corrientes de bias ni tensiones de offset. Se continua con la tensión de entrada al circuito, V_{in} . Por divisor de tensión, V_{in} es:

$$V^+ = V_{in} \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} \quad (17)$$

Si se juntan (16) y (17):

$$V^- = V_{in} \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} K$$

Si se define I_1 como la corriente que circula por R_L :

$$I_1 = \frac{V_{in} - V^-}{R_L}$$

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_L} \left[1 - \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC}} K \right]$$

Si se define I_2 como la corriente que circula por R y C :

$$I_2 = \frac{V_{in} - 0}{R + \frac{1}{sC}}$$

Si se define I_{in} como la corriente entrante al circuito:

$$I_{in} = I_1 + I_2$$

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_L} \left[1 - \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC}} K \right] + \frac{V_{in}}{R + \frac{1}{sC}}$$

$$I_{in} = V_{in} \left[\frac{R + \frac{1}{sC} - RK + R_L}{R_L(R + \frac{1}{sC})} \right]$$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{R_L(R + \frac{1}{sC})}{R + \frac{1}{sC} - RK + R_L}$$

$$Z_{in} = \frac{sCR_L R + R_L}{sCR - RsCK + sCR_L + 1} \quad (18)$$

Al tener la expresión de la impedancia de entrada del circuito en la ecuación (18) es posible definir condiciones para lograr que se parezca a la ecuación (15). Para lograrlo se vuelve a la ecuación (16). Si se considera el modelo del polo dominante, K sufre modificaciones:

$$\begin{aligned} V^- &= V^+ K = V^+ \frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}} \\ V^- &= V^+ \frac{\left[\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_P}} \right]}{1 + \left[\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_P}} \right]} \\ V^- &= V^+ \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_P} + A_0} \\ V^- &= V^+ \frac{A_0}{[1 + A_0]} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_P [1 + A_0]}} \\ &\text{si } A_0 + 1 \simeq A_0 \\ V^- &= V^+ \frac{1}{1 + \frac{s}{A_0 \omega_P}} \\ A_0 \omega_P &= BWP \text{ (Band Width Product)} \\ V^- &= V^+ \frac{1}{1 + \frac{s}{BWP}} \end{aligned}$$

Luego, el nuevo K es:

$$K = \frac{1}{1 + \frac{s}{BWP}}$$

Como se puede observar, K es asemeja a la trasferencia de un pasabajos con frecuencia de corte en $f_c = \frac{BWP}{2\pi}$. Luego, si se trabaja en frecuencias menores a f_c se puede tomar $K = 1$. Como criterio se toma que esta frecuencia de trabajo f sea a lo sumo igual a la frecuencia una decada antes de f_c . Entonces:

$$f < \frac{BWP}{10 * 2\pi} \quad (19)$$

Nótese que, como BWP es del orden de los MHz , K comienza a obtener importancia cuando se trabaja en frecuencias del orden de los MHz . Consecuentemente, cuando se trabaje en este orden de frecuencias, se debe considerar el efecto del polo dominante.

Volviendo a (18), si se impone el nuevo K la ecuación queda:

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{sCR_L R + R_L}{sCR_L + 1} \\ Z_{in} &= \frac{R_L[sCR + 1]}{sCR_L + 1} \end{aligned} \quad (20)$$

Algo muy interesante para observar es que, al imponer que $K = 1$ es indistinto si se conecta el buffer a la entrada inversora o a la entrada no inversora.

Al tener la expresión de la impedancia de entrada (20) se puede ver que la misma cuenta con un cero en $\frac{1}{CR}$ y un polo en $\frac{1}{R_L C}$. Para una mayor comprensión, se simula el circuito del *Gyrator*. En la Figura 26 se puede ver una simulación dándole los siguientes valores a los componentes:

Componente	Valor
C	100nF
R	1kΩ
R_L	10Ω

Cuadro 2: Componentes del *Gyrator*

Esta ultima figura muestra el comportamiento de un pasa banda. Sin embargo, la parte de interés es cuando se comporta como una bobina. Esta zona de interés es justamente antes de que el polo entre en acción. Habiendo dicho esto, lo ideal seria que el polo (osea el denominador) de la impedancia no existiera. Si se cumple esta

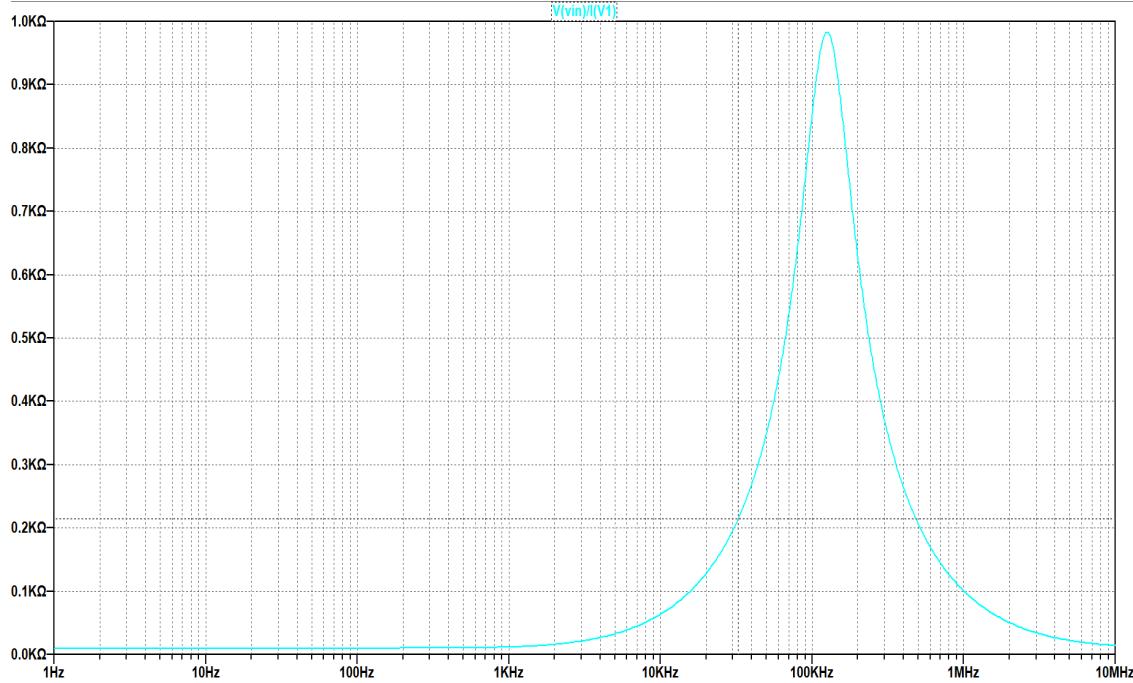


Figura 26: Simulación de *Gyrator*

condición, la impedancia sería idéntica al modelo del inductor (15). Luego para que el denominador sea igual a 1, se debe cumplir que $sCR_L \ll 1$.

Se impone una nueva condición:

$$\begin{aligned}
 sCR_L &\ll 1 \\
 sCR_L &< 1 * 0,05 \\
 f2\pi CR_L &< 1 * 0,05 \\
 f &< \frac{0,1}{2\pi R_L C}
 \end{aligned} \tag{21}$$

Esta ultima condición implica que el termino sCR_L debe ser despreciable frente a la unidad para todo el rango de frecuencias en que se desea que el *Gyrator* funcione como (15). Entonces, se puede imponer como regla que R_L debe ser de valor chico (del orden de los Ω) y que C debe ser de valor de, por ejemplo, del orden de los nano Faradios. Como se vera mas adelante, si se utiliza $C = 100n$ y $R_L = 10\Omega$, se pude obtener un rango de trabajo considerable.

Todas las ecuaciones obtenidas son validas siempre y cuando se cumplan las condiciones anteriormente mencionadas (19) y (21). Ademas, se debe tener en cuenta que se hizo todo el análisis considerando que el *Gyrator* este conectado a tierra por lo que esta es una nueva condición para tener en cuenta.

Para concluir se puede hacer una síntesis de los valores hallados:

Si se trabaja a una frecuencia menor a $f = \frac{BWP}{10*2\pi}$ y el termino sCR_L se mantiene despreciable frente a la unidad, la impedancia del *Gyrator* es:

$$Z_{in} = R_L + sCR_L R$$

Donde,

$$L = CR_L R \tag{22}$$

9. Diseño de filtros activos con *Gyrator*

En esta sección se analizan y diseñan cuatro filtros activos de segundo orden con *Gyrators*. En todos los filtros se considera que el amplificador operacional tiene $r_d = \infty$ y $r_0 = 0$. Ademas, se considera que el amplificador no tiene ni corrientes de bias ni tensiones de offset.

9.1. Filtro pasa altos

El objetivo de esta sección es diseñar un filtro pasa altos que involucre el uso de un *Gyrator*. El mismo debe cumplir cierta plantilla por lo que se debe estudiar la función transferencia y analizar principalmente el comportamiento del *Gyrator*.

9.1.1. Plantilla

La plantilla para el filtro pasa altos es la siguiente:

1. Ganancia unitaria cuando $f \rightarrow \infty$
2. Ganancia mayor a $-3dB$ para $f > f_p = 14k$
3. Ganancia menor a $-10dB$ para $f < f_a = 4k$
4. Ganancia nunca superior a $0dB$

Haciendo un análisis previo de estas condiciones, se puede decir que la mas critica es la condición numero 4. Esta condición impone que el filtro no tenga ningn sobrepico por lo que se deben tener ciertas precauciones. Dichas precauciones se debaten mas adelante. En cuanto a la condición 1, la misma exhibe gran complejidad. Como se vio en la sección de estudio del *Gyrator*, el mismo tiene un rango de frecuencias para la cual se comporta como un inductor. Entonces, se puede decir de ante mano que para cierta frecuencia (cuando el *Gyrator* deje de ser un inductor) el circuito pase a comportarse de manera indeseada y no se podrá cumplir la condición 1. Todo esto quedara mas claro al avanzar en el diseño del filtro.

9.1.2. Funcion transferencia y circuito de segundo orden

Un circuito clásico de segundo orden que representa un pasa altos es un RCL con salida en la inductancia. En la Figura 27 se puede ver dicho circuito.

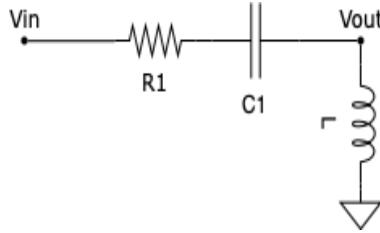


Figura 27: Pasa altos de segundo orden

La función transferencia de este circuito es:

$$H(j\omega) = H_{0HP} H_{HP}$$

Donde H_{0HP} es la ganancia en altas frecuencias. Por la condición 1, $H_{0HP} = 1$. Luego:

$$H(j\omega) = \frac{-(\frac{\omega}{\omega_0})^2}{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2 + (\frac{j\omega}{\omega_0})\frac{1}{Q}} \quad (23)$$

Donde Q es el factor de calidad y ω_0 es la frecuencia de corte. Al tener conocimiento de la función transferencia $H(j\omega)$ es posible proponer un circuito para tratar de obtener una nueva función transferencia que se asemeje lo mas posible a $H(j\omega)$.

9.1.3. Circuito propuesto

Teniendo en mente el circuito de la Figura 27, se propone un nuevo circuito reemplazando el inductor por un *Gyrator*. El circuito resultante se muestra en la Figura 28.

Nótese que la impedancia del *Gyrator* es $Z = R_L + sR_L C$ (si se cumple (21)) como se vio en la sección anterior. El circuito propuesto tiene la siguiente función transferencia:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_L + sL}{(R_1 + R_L) + sL + \frac{1}{sC_1}}$$

$$H(s) = \frac{[R_L + sL]sC_1}{[R_1 + R_L]sC_1 + s^2LC_1 + 1}$$

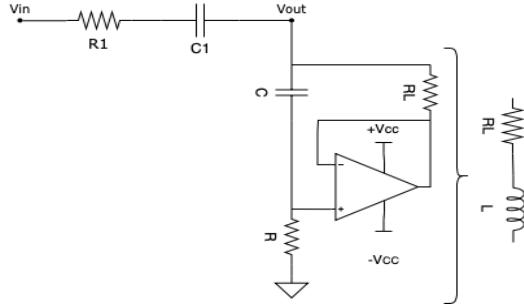


Figura 28: Circuito propuesto

$$H(s) = \frac{s^2 CR_L RC_1 + s C_1 R_L}{s^2 [CR_L RC_1] + s [R_1 + R_L] C_1 + 1}$$

Donde:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{CR_L RC_1}$$

$$\frac{1}{\omega_0 Q} = (R_1 + R_L) C_1$$

Estas expresiones permiten proseguir en la selección de componentes.

9.1.4. Diseño del circuito

Según la plantilla de este filtro, la frecuencia de corte se ubica en $f = 14kHz$. Entonces, $w_0 = 2\pi 14$. Además, la plantilla prohíbe tener una ganancia mayor a $0dB$ para cualquier frecuencia. Esto implica que no pude haber un sobre pico para ninguna frecuencia. Luego, como el parámetro Q es el responsable de que halla sobrepicos en este tipo de filtros, se define $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Dicho valor de Q es el mas grande que puede adquirir antes de que halla sobre pico. Entonces, se asegura que la ganancia nunca supere los $0dB$.

Además se impone que $R_L = 10\Omega$ y que $C = 100nF$ ya que de esta manera se obtiene un buen rango para el cual el *Gyrator* funciona como inductor (se cumple la condición 13). Este tema se analiza con mas profundidad en la sección *Simulación y análisis*.

Por ultimo, se define $C_1 = C$ por el simple hecho que simplifica notablemente las expresiones.

Gracias a todas estas definiciones se pueden obtener dos expresiones para R y R_1 y sus valores.

Luego:

$$R = \frac{1}{C^2 R_L \omega_0^2} = 1292,36\Omega$$

$$R_1 = \frac{1}{\omega_0 Q C} - 10 = 150,77\Omega$$

Si R y R_1 adquieren estos valores, se cumplen las condiciones de la plantilla.

También es de particular interés ver como es afectada la función transferencia bajo estas definiciones:

$$H(s) = \frac{s^2 10C^2 R + s C 10}{s^2 [C^2 10R] + s [R_1 + 10] C + 1}$$

Nótese a primera vista la función trasferencia no es exactamente igual a la función transferencia del pasa altos clásica (23). Sin embargo, si se evalúa a la función con los valores definidos, el termino $sC10$ del numerador es $j2\pi * 1e-17$. Este termino es prácticamente despreciable frente a $s^2 10C^2 R_L$ por lo que la función trasferencia resulta ser:

$$H(s) = \frac{s^2 1,5e-10}{s^2 [1,5e-10] + s [1,6e-5] + 1}$$

Como no existen los valores comerciales de resistencias $1292,36\Omega$ y $150,77\Omega$, estos se redondean para poder realizar el circuito. En la Tabla 3 se enumeran los componentes utilizados.

Como se explico anteriormente, el objetivo es realizar cuatro filtros. Se decide, realizar los mismos en el mismo PCB y utilizando el mismo integrado. Dicho integrado es el *TL084* que, gracias a la *datasheet* tiene un *BPW* de $2,5MHz$. Se brinda mas información del PCB final en la sección *Diseño PCB*. Al tener dicho *BPW*, y teniendo

Componente	Valor
C	100nF
C_1	100nF
R	$1,5k\Omega$
R_L	10Ω
R_1	150Ω

Cuadro 3: Componentes del circuito propuesto

en cuenta la condición 19 se debe trabajar a una frecuencia inferior a $40kHz$ para que no se consideren los efectos del polo dominante.

Antes de continuar con la medición se realiza una simulación montecarlo para evaluar el comportamiento del circuito bajo distintos valores de componentes. Como se vera en la sección *Diseño PCB* se utilizan todos componentes de montaje superficial con tolerancias 1 %. El resultado de la simulación se ve en la Figura 29.

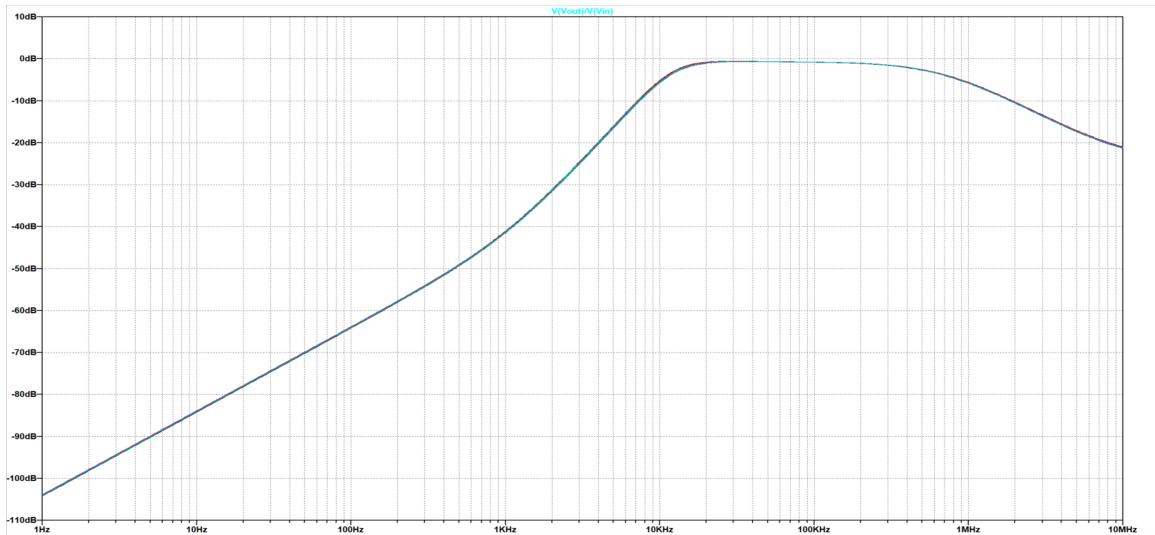


Figura 29: Simulación de montecarlo

La simulación muestra una variación prácticamente imperceptible ya que las tolerancias son muy pequeñas. Se concluye que no se debe corregir los componentes. Esta simulación solo se realiza para este filtro ya que no aporta al análisis de los circuitos.

9.1.5. Simulacion y analisis lineal

Si se simula el circuito propuesto (desde $f = 10Hz$ a $f = 10MHz$) con los componentes de la Tabla 3, se obtiene el gráfico de la Figura 30.

Gracias a las herramientas de LTSpice, se detecta que a la frecuencia $f = 14kHz$ hay una atenuación de $2,15dB$. Si $f > 14kHz$ la ganancia es mayor a $-3dB$. Luego, la condición 2 se cumple. Si $f < 4kHz$, la ganancia es menor $-10dB$ por lo que la condición 3 también se cumple. Ademas, se puede ver que la ganancia nunca supera los $0dB$ por lo que la condición 4 también se cumple.

Con respecto a la condición 1, se nota en el diagrama de bode que alrededor de $f = 195kHz$ la atenuación deja de ser $0dB$ y comienza a aumentar. Esto se debe a que estas frecuencias el *Gyrator* deja de comportarse como un inductor. Para un mejor comprendimiento e lo que sucede, se prosigue a realizar un análisis de linealidad. Gracias a este análisis se puede determinar en que frecuencias el *Gyrator* adquiere la impedancia deseada (24). Para comenzar el análisis, se simula el *Gyrator* en LTSpice con los valores de R , R_L y C propuestos. El resultado se detalla en la Figura 31.

La simulación detalla como la impedancia del *Gyrator* varia con la frecuencia. Nótese lo siguiente: en el rango de frecuencias que va desde $f = 14kHz$ a $f = 100kHz$ la impedancia adopta un comportamiento prácticamente lineal. Esto se debe a que la impedancia del *Gyrator* (20) esta bajo la condición 21 y se comporta como la impedancia del modelo de un inductor 24. A hasta la frecuencia de $f = 100kHz$ el denominador de (20) es despreciable frente a la unidad. Al sobrepasar esta frecuencia provoca un decaimiento en la impedancia. Todo esto explica porque en la simulación del circuito propuesto (Figura 30) la atenuación aumenta a partir de la frecuencia $f = 195kHz$.

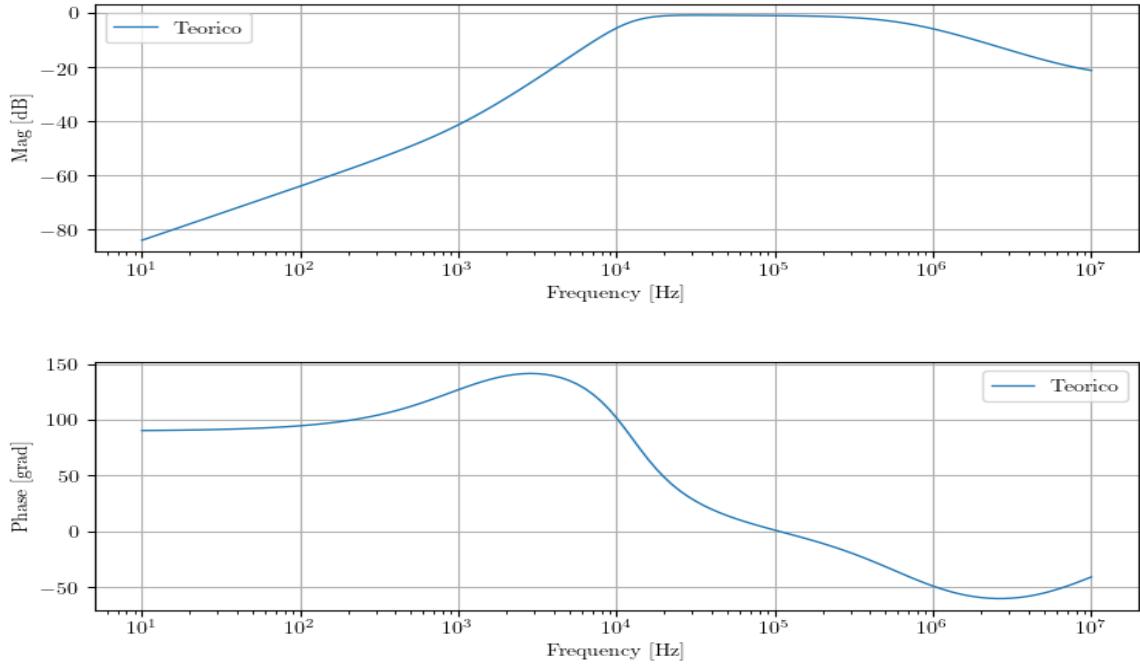


Figura 30: Simulación del circuito propuesto

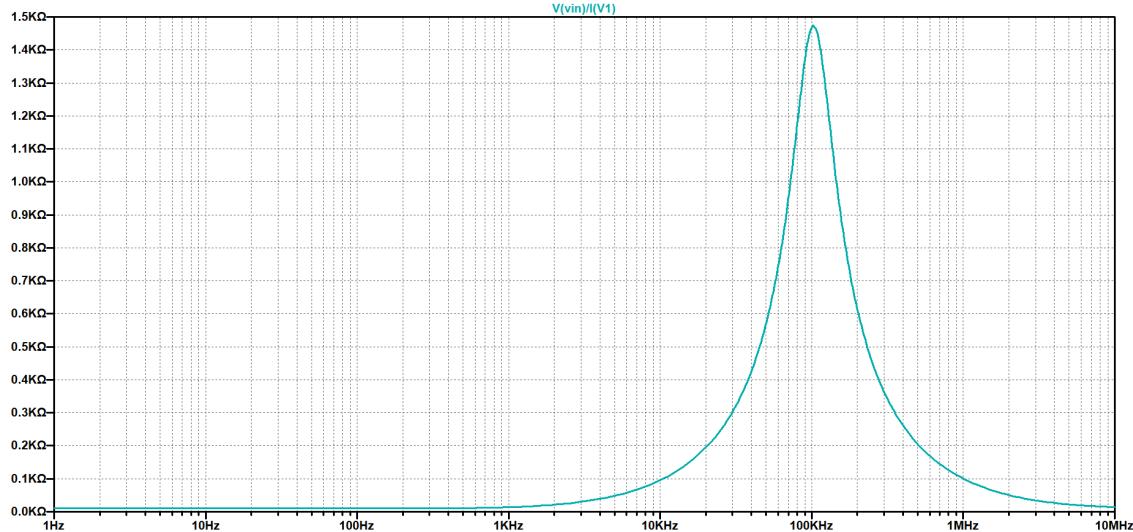


Figura 31: Simulación del *Gyrator*

Cabe destacar que para ambas simulaciones se utilizó un amplificador operacional ideal. Esto hace que no se pueda apreciar los efectos del polo dominante. Los mismos se analizan en la siguiente sección al obtener la medición real del circuito.

9.1.6. Medicion y análisis a altas frecuencias

Al imponer una senoide de $V_{PP} = 3V$ como señal de entrada al circuito en un rango de frecuencias de $[10Hz, 10MHz]$, se obtiene el bode de la Figura 32. En dicha figura también se superpone la simulación del circuito propuesto.

Se puede ver que la simulación y la medición se comportan prácticamente igual hasta aproximadamente $40kHz$. A esa frecuencia, se detecta que la medición comienza a atenuar. Esto se debe a la condición (21). A estas frecuencias el polo dominante entra en efecto y provoca una atenuación. Esto implica que a altas frecuencias no se puede obtener una ganancia de $0dB$, como propone la plantilla.

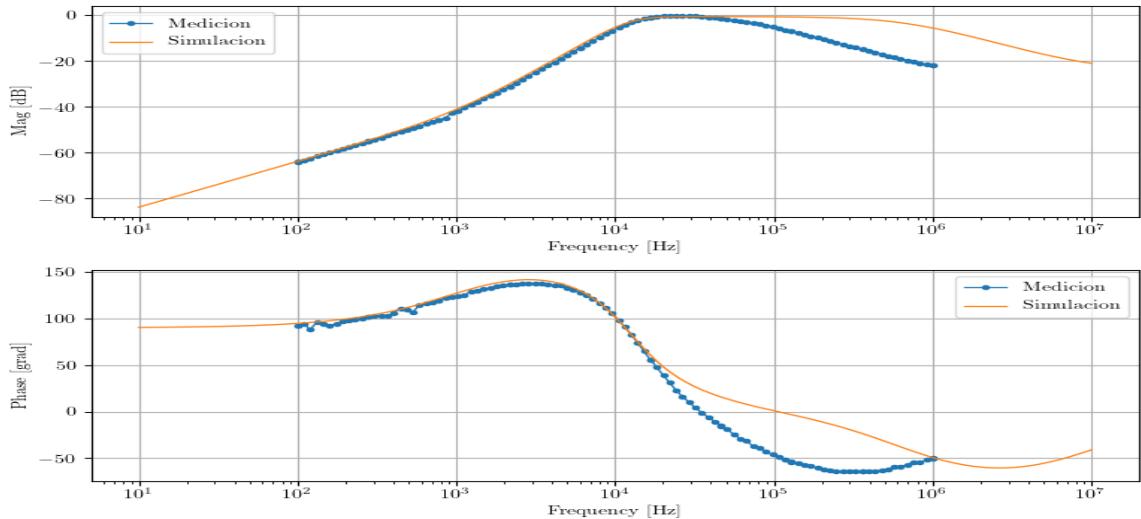


Figura 32: Medición y simulación del circuito propuesto

9.1.7. Conclusion

En primer lugar, se destaca que se logró hacer un filtro pasa altos sin la utilización de un inductor. Se pudo sustituir dicho componente gracias a la ayuda de la teoría de *Gyrators*. También, se pudo cumplir casi con la totalidad de la plantilla propuesta. En cuanto a la condición de ganancia unitaria para frecuencias infinitas es prácticamente imposible de cumplir ya que como el *Gyrator* está compuesto de un amplificador operacional, y los amplificadores operacionales ideales no existen, siempre se tendrá el inconveniente del polo dominante. Además, como se vio, el *Gyrator* tiene un rango de frecuencias para el cual trabaja como un inductor por lo que inevitablemente a una cierta frecuencia el circuito deja de comportarse como se desea. Se puede concluir que el rango de frecuencias de trabajo de este filtro es hasta 40kHz.

9.2. Pasa Banda

EL objetivo de esta sección es diseñar un filtro pasa bandas que, como en el caso del pasa altos, involucre el uso de un *Gyrator*. El filtro también debe cumplir cierta plantilla.

9.2.1. Plantilla

1. Frecuencia de pasabanda de $f = 8\text{kHz}$

Como se puede observar las condiciones de la plantilla son muy flexibles ya que no se especifica las frecuencias laterales ni la atenuación que estas deben tener. Se prosigue como en el caso anterior.

9.2.2. Función transferencia y circuito de segundo orden

Un circuito clásico de segundo orden que representa un pasa bandas es un RCL con el capacitor en paralelo con la bobina . En la Figura 33 se puede ver dicho circuito.

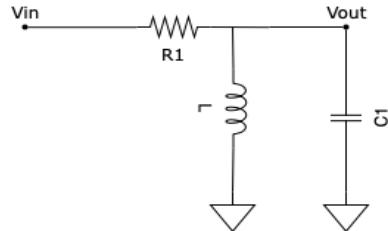


Figura 33: Pasa banda

La función transferencia de este circuito es:

$$H(j\omega) = \frac{\left(\frac{j\omega}{Q\omega_0}\right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}} \quad (24)$$

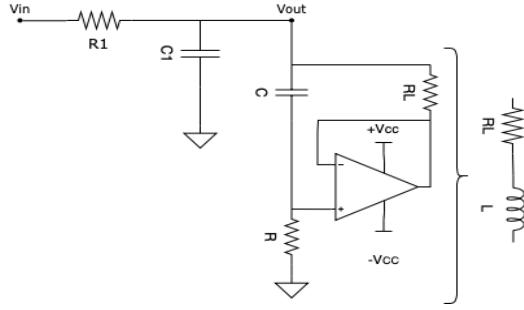


Figura 34: Circuito propuesto

Donde Q es el factor de calidad y ω_0 es la frecuencia de corte. Al tener conocimiento de la función transferencia $H(jw)$ es posible proponer un circuito para tratar de obtener una nueva función transferencia que se asemeje lo mas posible a $H(jw)$.

9.2.3. Circuito propuesto

Se propone el circuito de la Figura 34.

Se puede extraer la siguiente función transferencia:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_L + sL}{[1 + sCR_L + s^2CL][R_1 + \frac{R_L + sL}{1 + sCR_L + s^2CL}]}$$

$$H(s) = \frac{\frac{R_L + sL}{[R_1 + R_L]}}{\frac{s^2C_1LR_1}{[R_1 + R_L]} + \frac{sC_1R_LR_1 + L}{R_1 + R_L} + 1}$$

$$H(s) = \frac{\frac{R_L + sCRR_L}{[R_1 + R_L]}}{\frac{s^2C_1CRR_LR_1}{[R_1 + R_L]} + \frac{sC_1R_LR_1 + CRR_L}{R_1 + R_L} + 1}$$

Donde:

$$\omega_0^2 = \frac{R_1 + R_L}{CR_LRC_1R_1}$$

$$\frac{1}{\omega_0 Q} = \frac{C_1R_LR_1 + R_LRC}{R_1 + R_L}$$

9.2.4. Diseño del circuito

Al igual que en el filtro anterior, se seleccionan los componentes. Como se obtuvieron en el filtro anterior muy buenos resultados al definir $R_L = 10\Omega$ y $C = 100nF$, se utilizan los mismos valores. En este caso se define $Q = 1$, $C_1 = C$ y $\omega_0 = 2\pi8k$.

Gracias a todas estas definiciones se pueden obtener dos ecuaciones que dependen tanto de R y R_1 :

Luego:

$$R = \frac{R_1 + R_L}{C^2R_LR_1\omega_0^2} = 4147,26\Omega$$

$$R_1 = \frac{R_LRC - \frac{R_L}{\omega_0 Q}}{\frac{1}{\omega_0 Q} - R_LC} = 208,96\Omega$$

Al tener los valores de todos los componentes, se puede formar la Tabla 4 de los componentes utilizados.

9.2.5. Simulacion y analisis lineal

Si se simula el circuito propuesto (desde $f = 1Hz$ a $f = 10MHz$) con los componentes de la Tabla 4, se obtiene el gráfico de la Figura 35.

Como se puede ver en la Figura, el bode describe un pasa banda. Se detecta que a la frecuencia $f = 8kHz$ hay una atenuación de $800m dB$, siendo esta la menor atenuación en todo el rango de frecuencias. Como la plantilla no especifica las frecuencias laterales, es de interés averiguarlas mediante el bode. Las dos frecuencias en las que se detecta una atenuación de $3dB$ son $f_1 = 5kHz$ y $f_2 = 12,2kHz$.

Componente	Valor
C	100nF
C_1	100nF
R_A	$3.9k\Omega$
R_B	240Ω
R_L	10Ω
R_1	200Ω

Cuadro 4: Componentes del circuito propuesto

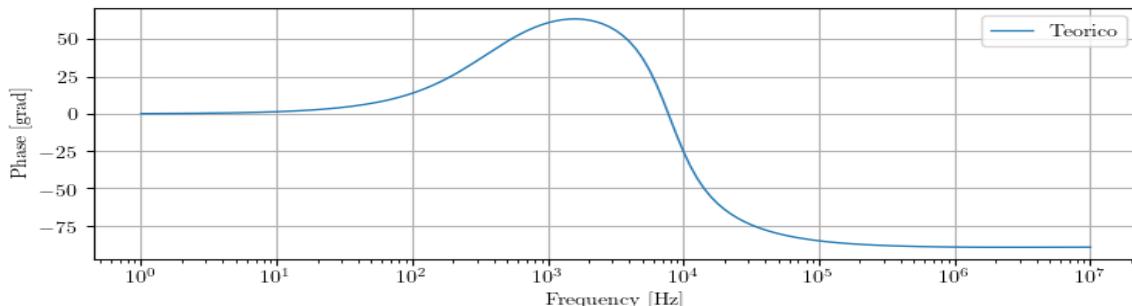
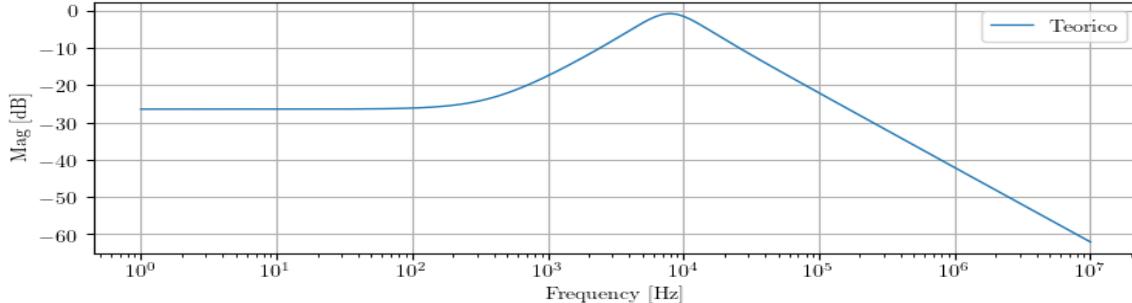


Figura 35: Simulación del circuito propuesto

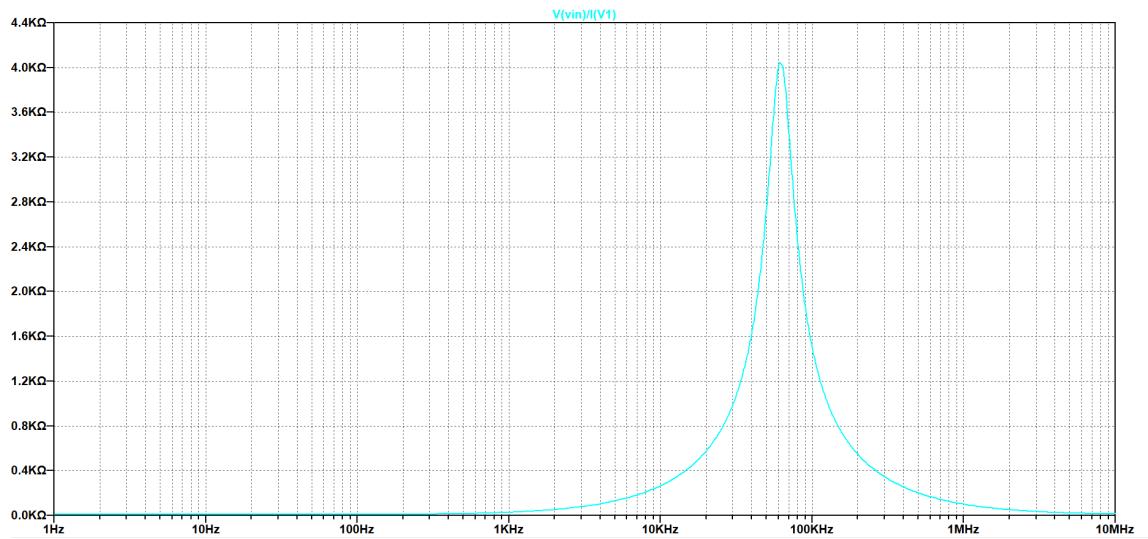


Figura 36: Simulación del *Gyrator*

Al igual que en la sección anterior, se realiza un análisis lineal. En la Figura 31 se simula el circuito del *Gyrator* con los correspondientes R_A , R_B , R_L y C .

En la simulación del *Gyrator*, se puede apreciar que la impedancia tiene un comportamiento creciente hasta que llega a una frecuencia aproximada de $f = 62kHz$. Al sobrepasar esta frecuencia, la impedancia decae abruptamente. Como esto recién sucede a una frecuencia mucho mayor que $f = 8kHz$, se puede decir que el

Gyrator se comporta como un inductor en un rango de frecuencias considerable.

9.2.6. Medicion y analisis a altas frecuencias

Al imponer una senoide de $V_{PP} = 3V$ como señal de entrada al circuito en un rango de frecuencias de $[10Hz, 1MHz]$, se obtiene el bode de la Figura 37. En dicha imagen también se superpone la simulación anteriormente mostrada para poder comparar resultados. A primera vista el resultado es muy bueno. Tanto para bajas, medias y altas frecuencias el circuito propuesto se comporta como en la simulación. Al igual que en la simulación, la frecuencia máxima se da en aproximadamente la misma frecuencia. Otra cosa para notar es el polo dominante. En este caso, el filtro se beneficia de él ya que a frecuencias altas tiende a atenuar las señales. Esto implica que la condición (19) se puede dejar de lado.

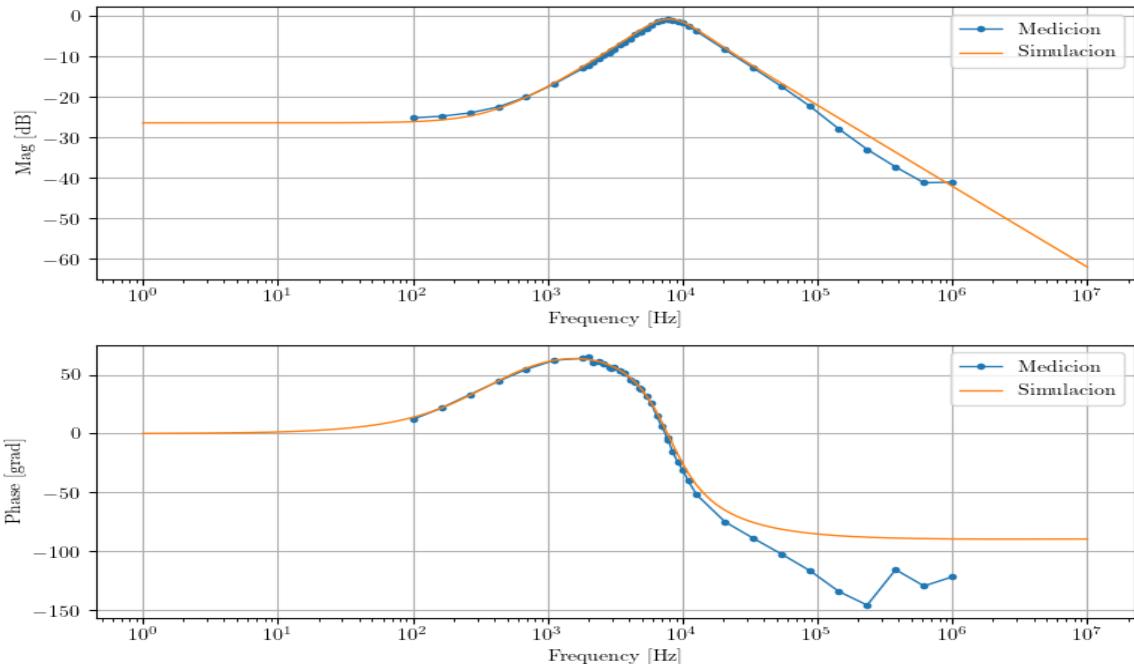


Figura 37: Bode de medición y simulación

9.2.7. Conclusion

Se logro utilizar un *Gyrator* para crear un filtro pasa banda. Como la plantilla para este filtro es sencilla y flexible se logro crear el filtro sin mayor inconvenientes. El circuito propuesto resultó como se esperaba. La medición y la simulación se asemejan. Ambas, se comportan prácticamente igual en todo el rango de frecuencias e incluso se utiliza el factor del polo dominante a favor. Finalmente, se puede decir que este filtro funciona para un amplio rango de frecuencias que va desde bajas frecuencias ($10Hz$) hasta $10MHz$.

9.3. Rechaza banda

En este caso se utiliza un *Gyrator* para crear un filtro rechaza banda.

9.3.1. Plantilla

1. Frecuencia donde se ubica el notch $f = 4kHz$

Al igual que el pasa banda, la plantilla es muy flexible. Se prosigue a diseñar el circuito.

9.3.2. Funcion transferencia y circuito de segundo orden

En la Figura 38 se puede ver un circuito clásico de un filtro rechaza banda de segundo orden. La función transferencia de este circuito es:

$$H(j\omega) = \frac{1 - (\frac{j\omega}{\omega_0})^2}{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2 + (\frac{j\omega}{\omega_0})\frac{1}{Q}} \quad (25)$$

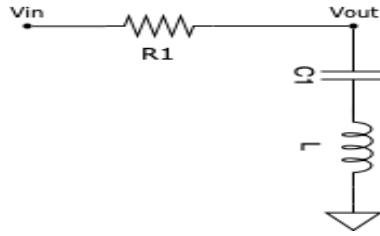


Figura 38: Rechaza banda

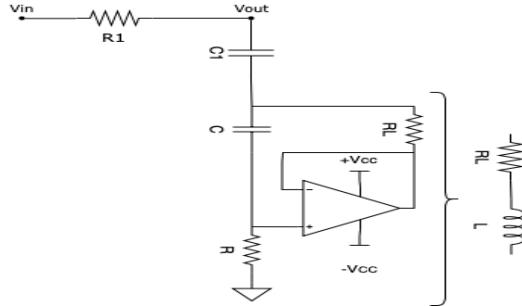


Figura 39: Circuito propuesto

Donde Q es el factor de calidad y ω_0 es la frecuencia de corte. Al tener conocimiento de la función transferencia $H(jw)$ es posible proponer un circuito para tratar de obtener una nueva función transferencia que se asemeje lo mas posible a $H(jw)$.

9.3.3. Circuito propuesto

Se propone el circuito de la Figura 39.

Se puede extraer la siguiente función transferencia:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_L + sL + \frac{1}{sC_1}}{R_L + R_1 + sL + \frac{1}{sC_1}}$$

$$H(s) = \frac{sC_1 R_L + s^2 L C_1 + 1}{s(R_L R_1) C + s^2 L C_1 + 1}$$

$$H(s) = \frac{sC_1 R_L + s^2 C R_L R C_1 + 1}{s(R_L R_1) C + s^2 C R_L R C_1 + 1}$$

Donde:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C R_L R C_1}$$

$$\frac{1}{\omega_0 Q} = (R_L + R_1) C$$

9.3.4. Diseño del circuito

Al igual que en el filtro anterior, se seleccionan los componentes. Como los otros filtros, $R_L = 10\Omega$ y $C = 100nF$. En este caso se define $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $C_1 = C$ y $\omega_0 = 2\pi 4k$.

Gracias a todas estas definiciones se pueden obtener dos ecuaciones que dependen tanto de R y R_1 . Luego:

$$R = \frac{1}{C^2 R_L \omega_0^2} = 15831,43\Omega$$

$$R_1 = \frac{1}{\omega_0 Q C} - R_L = 552,69\Omega$$

Al tener los valores de todos los componentes, se puede formar la Tabla 5 de los componentes utilizados.

Componente	Valor
C	100nF
C_1	100nF
R_A	15k Ω
R_B	820 Ω
R_L	10 Ω
R_1	560 Ω

Cuadro 5: Componentes del circuito propuesto

9.3.5. Simulacion y analisis lineal

Si se simula el circuito propuesto (desde $f = 1Hz$ a $f = 10MHz$) con los componentes de la Tabla 5, se obtiene el gráfico de la Figura 40.

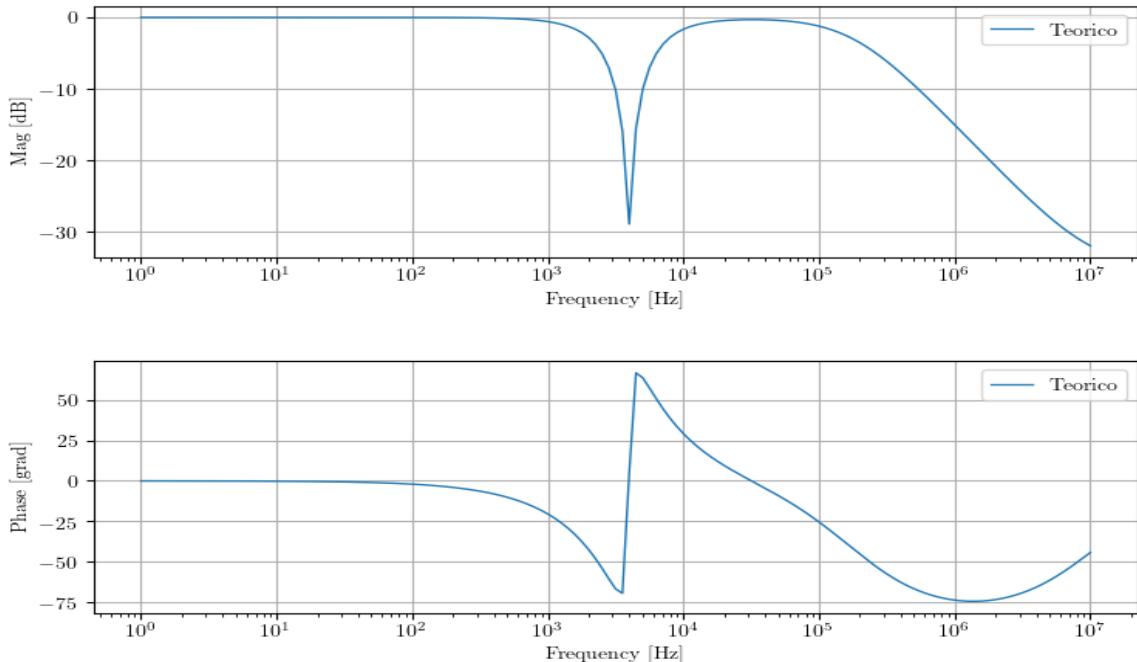


Figura 40: Simulación del circuito propuesto

El bode claramente describe un rechaza banda. La máxima atenuación se da en $f = 4kHz$, que es a la frecuencia deseada. También, cabe destacar que la profundidad del rechaza banda es de aproximadamente 27dB. Se puede decir que para ser un filtro pasivo rechaza banda la profundidad obtenida es muy buena.

Al igual que en la sección anterior, se realiza un análisis lineal. En la Figura 41 se simula el circuito del *Gyrator* con los correspondientes R_A , R_B , R_L y C .

En la simulación del *Gyrator* es muy similar a las simulaciones ya realizadas. En este caso, la impedancia tiene un comportamiento creciente hasta que llega a una frecuencia aproximada de $f = 30kHz$. Luego, la impedancia cae abruptamente. Como el pico máximo sucede a la frecuencia de $f = 4kHz$, se puede decir que el *Gyrator* funciona correctamente en el rango de frecuencias desde bajas frecuencias ($10Hz$) hasta $f = 30kHz$.

9.3.6. Medicion y analisis a altas frecuencias

Se realiza un bode con una señal de entrada configurada como senoide de $V_{PP} = 3V$ desde $[10Hz, 1MHz]$. La Figura 42.

Los resultados son satisfactorios. Se destaca que a bajas frecuencias y a la frecuencia del rechaza banda tanto la simulación como la medición se comportan prácticamente igual. Sin embargo, se puede ver que a la frecuencia de $20kHz$, el circuito comienza a atenuar nuevamente. Esto se asemeja con lo que se dijo en el análisis lineal. Se predijo que recién $f = 30kHz$ el *Gyrator* deja de funcionar como inductor por lo que, la medición, la atenuación comienza $10kHz$ antes. Este comportamiento se debe por el polo dominante. Recordar que por la condición (19) el polo dominante comienza a afectar a $40kHz$. Lo que sucede se debe a causa de que el *Gyrator* deja de funcionar como bobina y por el polo dominante.

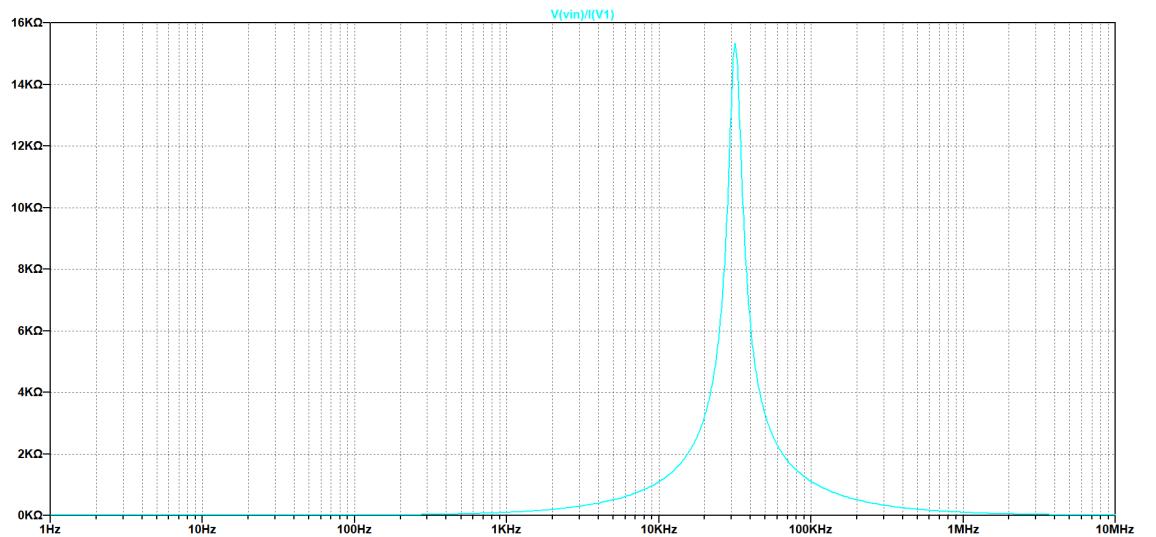


Figura 41: Simulación del *Gyrator*

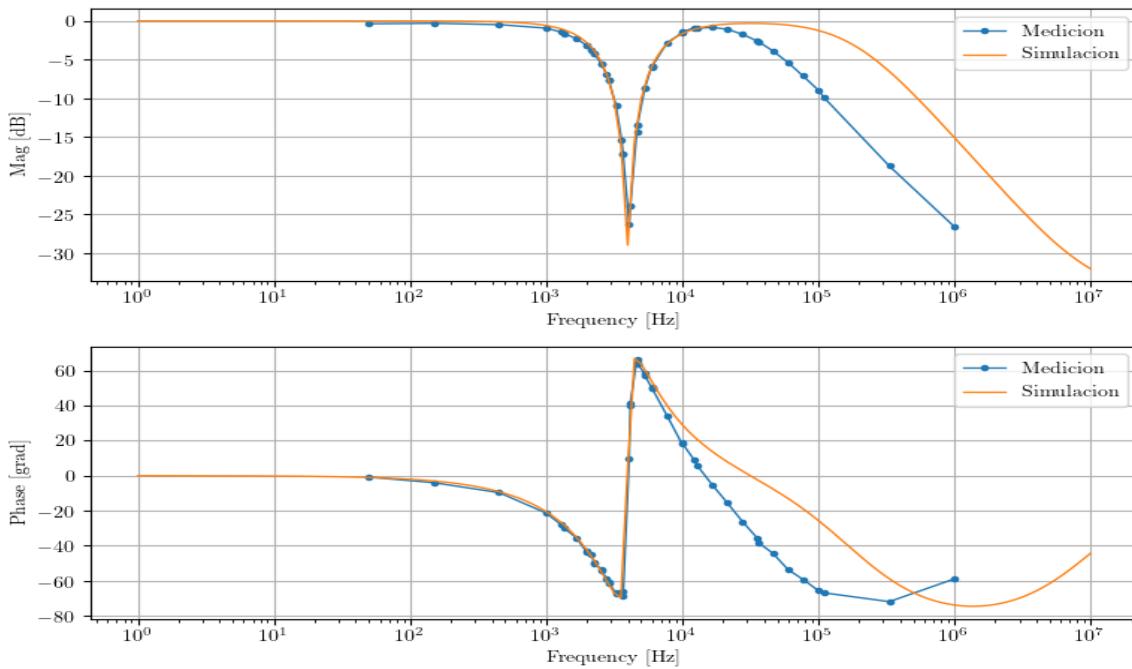


Figura 42: Bode de medición y simulación

9.3.7. Conclusion

Se cumplió el objetivo de fabricación de un filtro rechaza banda con un *Gyrator*. Además, se logró que el filtro se adapte a la plantilla propuesta. Cabe destacar que el filtro cuenta con una profundidad muy buena. El rango de frecuencias de trabajo va desde las bajas frecuencias (10 Hz) hasta 20 kHz. Lo ideal es que el rechaza banda funcione hasta frecuencias del orden de los $M\Omega$ pero como se vio, por causa del *Gyrator* esto es imposible.

9.4. Pasa bajos

Como último filtro, se intenta fabricar un filtro pasa bajos con un *Gyrator*.

9.4.1. Plantilla

1. Ganancia unitaria en continua
2. Ganancia mayor a $-3dB$ para $f < f_p = 4k$
3. Ganancia menor a $-10dB$ para $f > f_a = 14k$

4. Ganancia nunca superior a 0dB

La plantilla se asemeja mucho al filtro pasa altos. En este caso, la frecuencia de corte se situá en $f = 4kHz$.

9.4.2. Funcion transferencia y circuito de segundo orden

En la Figura 43 se puede ver un circuito clásico de un filtro pasa bajos de segundo orden.

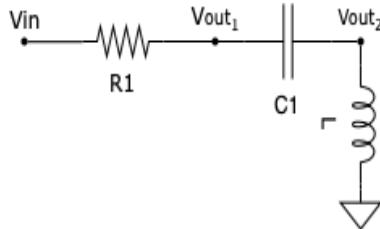


Figura 43: Rechaza banda

La función transferencia de este circuito es:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2 + (\frac{j\omega}{\omega_0})\frac{1}{Q}} \quad (26)$$

Donde Q es el factor de calidad y ω_0 es la frecuencia de corte. Al tener conocimiento de la función transferencia $H(j\omega)$ es posible proponer un circuito para tratar de obtener una nueva función transferencia que se asemeje lo mas posible a $H(j\omega)$.

9.4.3. Circuito propuesto

Se propone el circuito de la Figura 44.

Notar que en la Figura 44 hay dos salidas V_{out} que se definen como V_{out1} y V_{out2} . Esto se debe a una de las condiciones del *Gyrator*. Una de las condiciones del circuito propuesto del *Gyrator* es que este conectado a tierra. Entonces, para mantener una consistencia con el resto de los circuitos, se debe obtener la salida de señal del capacitor. Esto se logra simplemente saliendo diferencial del capacitor, realizando $|V_{out1} - V_{out2}|$. Teniendo esto en cuenta, se construye la funcion transferencia:

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{sC_1}}{R_L + R_1 + sL + \frac{1}{sC_1}} \\ H(s) &= \frac{1}{s(R_L R_1)C + s^2 LC_1 + 1} \\ H(s) &= \frac{1}{s(R_L R_1)C + s^2 CR_L R C_1 + 1} \end{aligned}$$

Donde:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{CR_L R C_1}$$

$$\frac{1}{\omega_0 Q} = (R_L + R_1)C$$

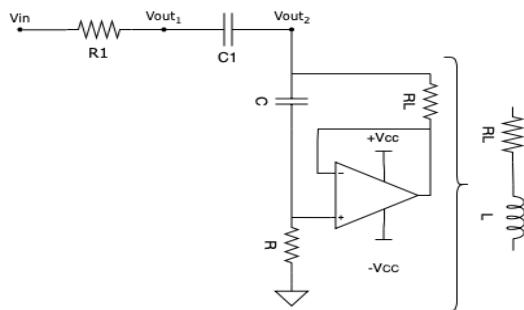


Figura 44: Circuito propuesto

9.4.4. Diseño del circuito

Al igual que en el filtro anterior, se seleccionan los componentes. Como los otros filtros, $R_L = 10\Omega$ y $C = 100nF$. En este caso se define $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ya que una de las condiciones del filtro es que nunca se sobreponga $0dB$. También, se define $C_1 = C$ y $\omega_0 = 2\pi 4k$.

Gracias a todas estas definiciones se pueden obtener dos ecuaciones que dependen tanto de R y R_1 . Luego:

$$R = \frac{1}{C^2 R_L \omega_0^2} = 15831,43\Omega$$

$$R_1 = \frac{1}{\omega_0 Q C} - R_L = 552,69\Omega$$

Al tener los valores de todos los componentes, se puede formar la Tabla 6 de los componentes utilizados.

Componente	Valor
C	100nF
C_1	100nF
R	15k Ω
R_L	10 Ω
R_1	510 Ω

Cuadro 6: Componentes del circuito propuesto

9.4.5. Simulacion y analisis lineal

Si se simula el circuito propuesto (desde $f = 1Hz$ a $f = 10MHz$) con los componentes de la Tabla 6, se obtiene el gráfico de la Figura 45.

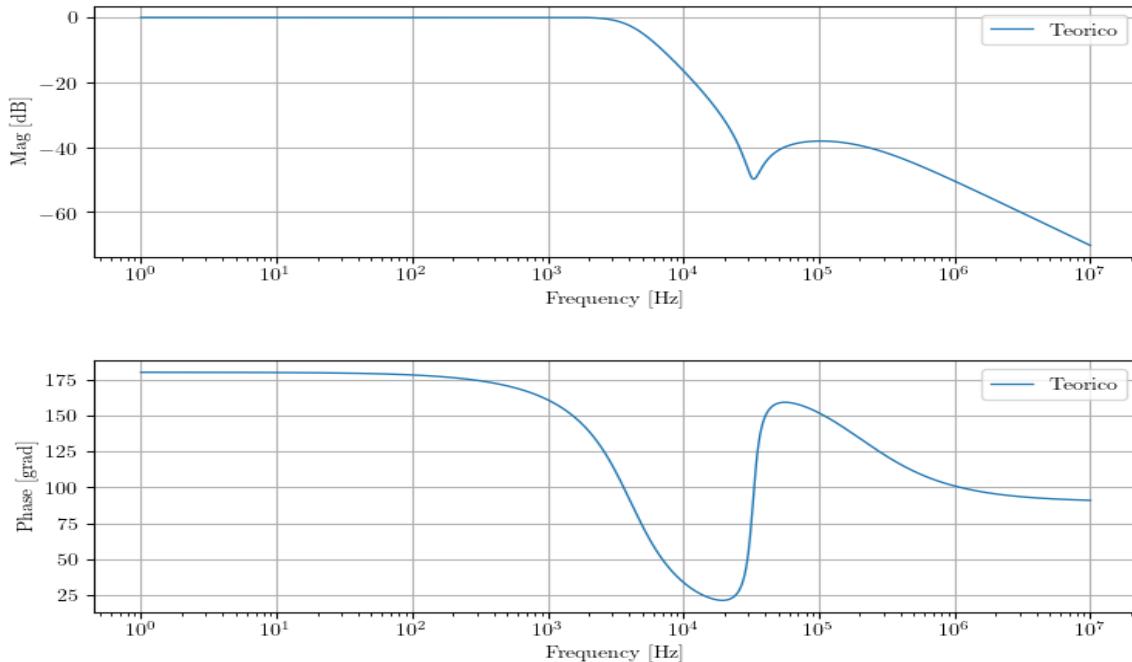


Figura 45: Simulación del circuito propuesto

El bode describe un comportamiento de pasa bajos.

A la frecuencia de corte de $f = 4kHz$, la atenuación es de $2,55dB$. Si bien no es $3dB$, la configuración cumple con la condición 2. También, se logra cumplir con la condición 1, 3 y 4. Se prosigue al análisis lineal. En la Figura 46 se simula el circuito del *Gyrator* con los correspondientes R_A , R_B , R_L y C .

Nuevamente el *Gyrator* describe un comportamiento de impedancias muy similar a las simulaciones ya realizadas. El pico máximo se da en $14kHz$. Como se desea que el *Gyrator* funcione apropiadamente en la frecuencia de corte ($4kHz$), se puede decir que el *Gyrator* funciona correctamente para el rango de frecuencias deseadas y

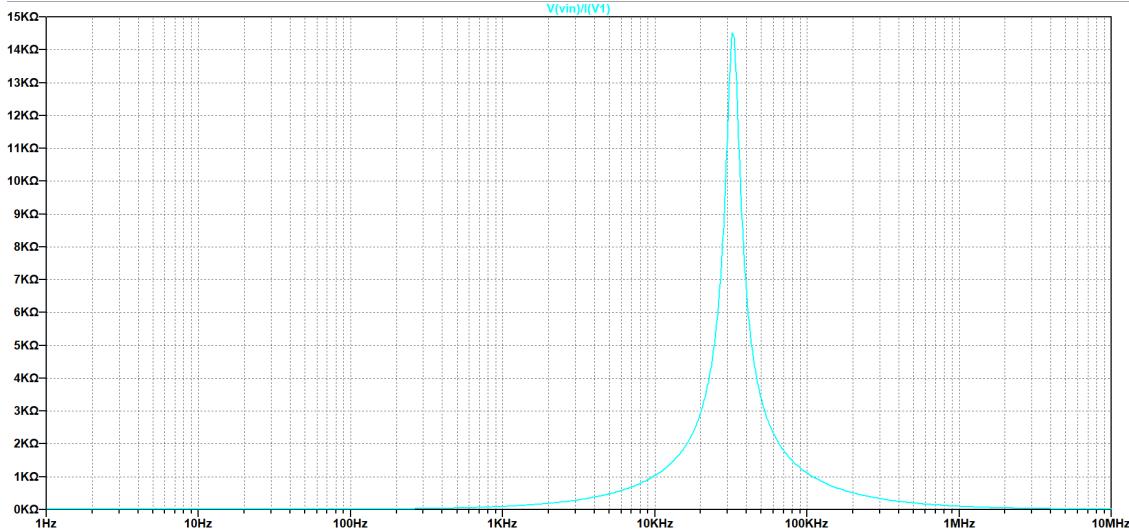


Figura 46: Simulación del *Gyrator*

al sobrepasar $f = 4kHz$ dejara de actuar como una bobina. Por esta razon a la frecuencia de $f = 30kHz$ se observa una disminucion en la atenuacion. La misma dura en un rango acotado y ademas no provoca que las condiciones de la plantilla no se cumplan por lo que no se analisa con mayor profundidad.

9.4.6. Medicion y analisis a altas frecuencias

Al imponer una senoide de $V_{PP} = 3V$ como señal de entrada al circuito en un rango de frecuencias de $[10Hz, 1MHz]$, se obtiene el bode de la Figura 47.

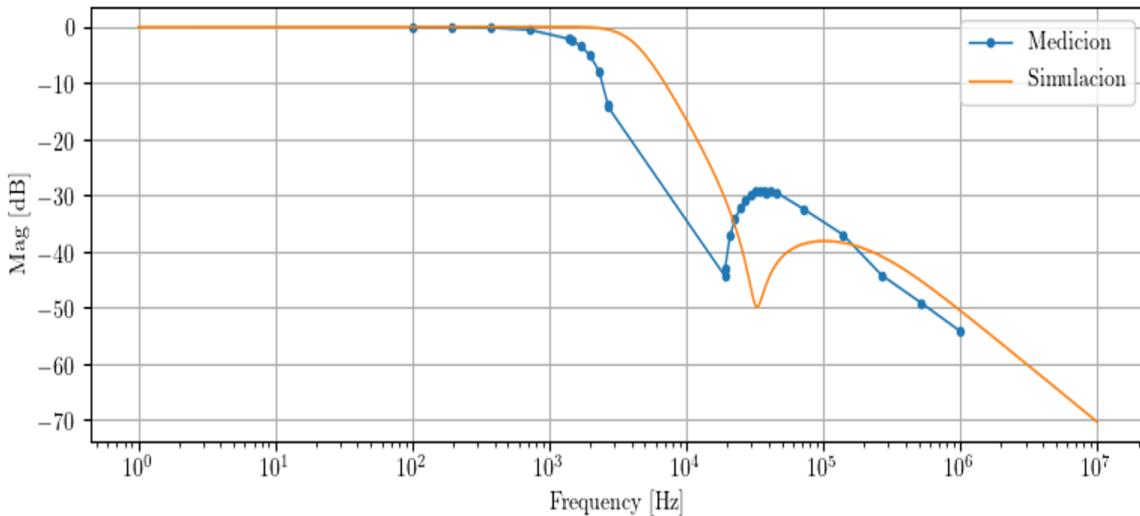


Figura 47: Medición y simulación del circuito propuesto

Como se puede ver, se superponen en el gráfico tanto la simulación como la medición. A diferencia del resto se aprecia un corrimiento de la medición con respecto a la simulación. Sin embargo, como la medición tambien cumple con la plantilla del filtro esto no es un inconveniente. Al igual que el pasa banda, la condicion (21) no es de importancia ya que el polo dominante atenua a altas frecuencias y como se trata de un pasa bajos esto es una condicion favorable.

9.4.7. Conclusion

Si bien para obtener un pasa bajos se tuvo que salir de modo diferencial del capacitor, se logro cumplir la plantilla propuesta. Gracias a la implementación del *Gyrator* se logro obtener un filtro pasa bajos. El filtro cumple con las condiciones de la plantilla para todo el rango de frecuencias evaluado $[10Hz, 10MHz]$.

10. Diseño PCB

Para realizar todos los filtros mencionados a lo largo de las secciones se decide diseñar un PCB que contenga los cuatro filtros y que utilice el mismo integrado (TL084). En la Figura 48 se ve dicho diseño.

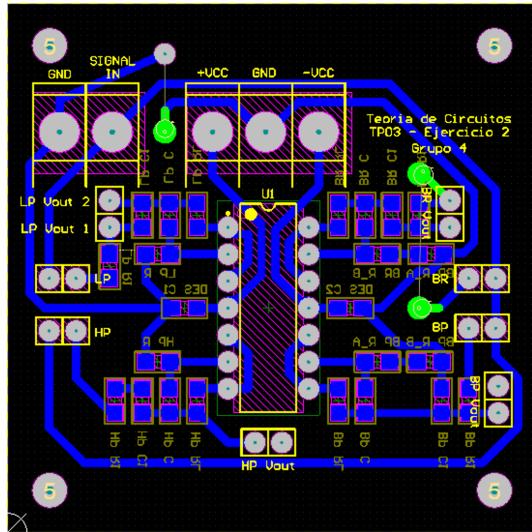


Figura 48: Diseño del PCB

Parte III

Amplificadores de instrumentación

11. Introducción

Los amplificadores de instrumentación son dispositivos que permiten medir una diferencia de tensión entre sus entradas de forma precisa ya que generan a la salida de los mismos una tensión proporcional a esa diferencia, se utilizan para poder realizar mediciones de precisión sobre pequeñas señales que en otro caso no podrían distinguirse del ruido porque poseen una gran inmunidad frente al mismo.

11.1. Amplificador de diferencias

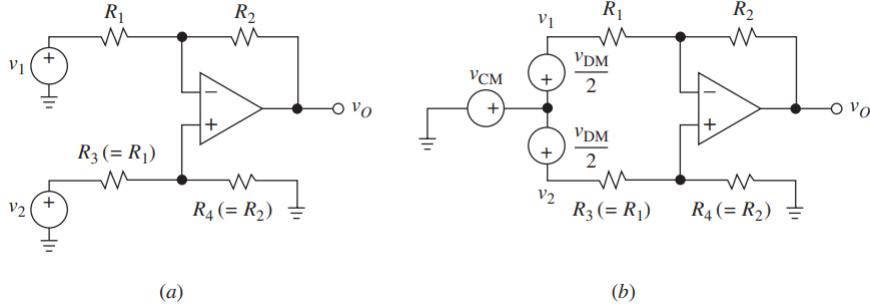


Figura 49: (a) Amplificador de diferencias. (b) Mismo circuito utilizando V_{CM} y V_{DM} .

En la Figura 49_(a) se puede observar un amplificador de diferencias típico. Para apreciar mejor las características del mismo se introducen los componentes de entrada de *modo diferencial* y *modo común*, definidos como:

$$V_{DM} = V_2 - V_1 \quad (27)$$

$$V_{CM} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (28)$$

Un amplificador de diferencias ideal responde solamente al componente de modo diferencial V_{DM} , e ignora por completo la componente de modo común V_{CM} . Para que esto se cumpla se debe de satisfacer la condición de puente balanceado:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (29)$$

Obteniendo así la tensión a la salida como:

$$V_O = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (30)$$

Podemos definir V_1 y V_2 en función de V_{CM} y V_{DM} :

$$V1 = V_{CM} - \frac{V_{DM}}{2} \quad (31)$$

$$V2 = V_{CM} + \frac{V_{DM}}{2} \quad (32)$$

Las Ecuaciones 31 y 32 ayudan a poder dibujar nuevamente el circuito como se puede ver en la Figura 49_(b). Se puede observar que quedan definidas como una señal de modo común sobre la cual se sobreponen una señal diferencial. Si se reemplaza en la Ecuación 30 podemos notar nuevamente lo que se ha dicho sobre que si un amplificador de diferencias es ideal, su V_{CM} es cero, cosa que en la realidad es difícil de lograr porque los componentes tienen cierta tolerancia y las condiciones del puente balanceado no serán cumplidas de forma exacta.

Resolviendo mediante sustitución y mediante álgebra se puede llegar a:

$$V_O = A_{DM} V_{DM} + A_{CM} V_{CM} \quad (33)$$

Donde A_{DM} es la ganancia en modo diferencial y A_{CM} la ganancia en modo común, idealmente la ganancia diferencial debería de ser infinita mientras que la de modo común cero. Utilizando esto podemos definir el CMRR (Razón de rechazo en modo común):

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right| \quad (34)$$

Este parámetro permite darse una idea de la capacidad del dispositivo para rechazar las señales en modo común, mientras más alto sea, mejor será el rechazo al modo común.

11.2. Amplificador de instrumentación

Un amplificador de instrumentación es un amplificador de diferencias que cumple con las siguientes condiciones:

- Impedancias de entrada de modos diferencial y común extremadamente altas, infinitas para el caso ideal.
- Impedancia de salida muy baja, cero en el caso ideal.
- Ganancia estable y precisa.
- Razón de rechazo de modo común extremadamente alta.

12. Análisis del circuito

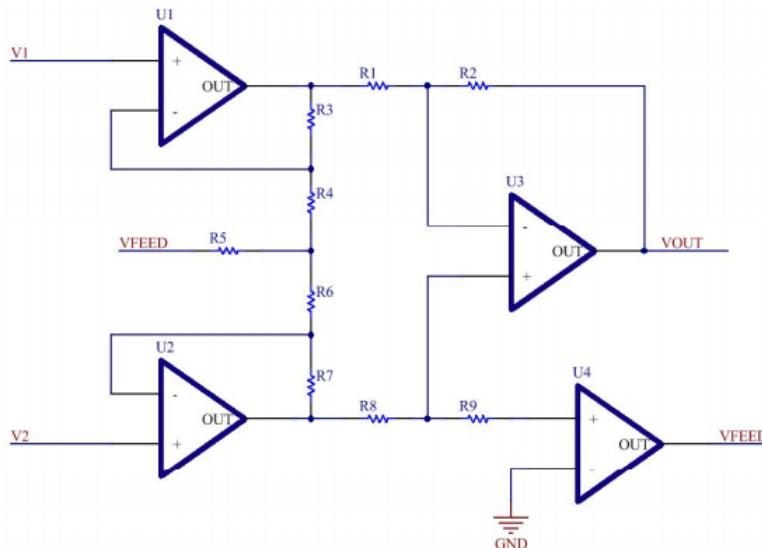


Figura 50: Circuito propuesto por la cátedra.

12.1. Caso ideal

El amplificador U_4 en este caso fija una tensión nula en su propia entrada no inversora, su propia salida, en la entrada no inversora del amplificador U_3 y en la salida del amplificador U_2 .

El resto del circuito puede ser separado en dos etapas, por una parte tenemos a los amplificadores U_1 y U_2 que conforman la etapa de entrada y se encargan de amplificar, además de otorgar a todo el circuito la característica de impedancias de entrada altas, y la etapa de salida conformada por el amplificador U_3 que teniendo en cuenta lo dicho en el párrafo anterior conforma un amplificador de diferencias con las resistencias R_1, R_2, R_8 y R_9 . Un último detalle a mencionar es que se asume que los cuatro amplificadores poseen la misma ganancia A .

Si se calcula V_{out} se obtiene:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 R_4 R_7} [R_3 (R_6 + R_7) V_2 - R_7 (R_3 + R_4) V_1] \quad (35)$$

Para que se encuentre balanceado se necesita entonces que $R_3 R_6 = R_7 R_4$, obteniendo así:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) (V_2 - V_1) \quad (36)$$

Obteniendo así también fácilmente que la A_{DM} es:

$$A_{DM} = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (37)$$

Podemos notar dos cosas, que la ganancia en modo diferencial es la multiplicación de las ganancias de ambas etapas, y que las resistencias $R_5 R_6 R_7 R_8$ y R_9 no afectan a la ganancia del mismo en el caso ideal. Esto ayuda a poder elegir las resistencias a utilizar a la hora de la implementación del circuito, se deseaba una ganancia de aproximadamente $125 dB$, por lo que se eligieron los siguientes valores: $R_1 = 2k\Omega$, $R_2 = 124,7k\Omega$ (implementada con dos resistencias en serie), y $R_3 = R_4 = 30,1k\Omega$. Para seguir manteniendo la igualdad para que se encuentre balanceado, se eligió el mismo valor de R_3 y R_4 para R_6 y R_7 .

12.2. Función de R5

Mediante simulaciones se fue variando el valor de $R5$ y se observó que no se encontraron diferencias al valor de dicha resistencia en el modo diferencial, mientras que en el modo común esta afectaba gravemente atenuando todas las frecuencias e incluso provocando la aparición de un sobrepico.

Esta resistencia forma parte del lazo de realimentación de un operacional, para ciertos valores esta provocaría que dicha retroalimentación sea positiva y esto se encargará de generar oscilaciones a la salida del sistema.

A la hora de realizar el circuito se utilizó una resistencia de $7,5 kohm$ ya que se observaba en las mediciones de modo diferencial que funcionaba, sin contemplar el modo común, luego se descubrió que no era un valor óptimo en el momento de las mediciones, en una futura implementación del circuito se agregará o directamente se cambiará esta resistencia por un preset para poder observar los cambios que dichos valores de resistencias provocan en modo común.

13. Implementación del circuito

Para las resistencias se utilizaron los valores mencionados anteriormente, se utilizaron resistencias con una tolerancia del 1% para poder así poder asegurar que se cumple la condición de que este balanceado. Para los amplificadores se utilizó el integrado *TL084* porque este posee una alta impedancia de entrada, un alto valor de Slew Rate que ayuda a evitar problemas al momento de medir la respuesta en frecuencia, y por último pero no menos importante es el hecho de que este integrado tiene 4 amplificadores, lo que hace que sólo necesitemos un integrado para este circuito pero también nos asegura que las ganancias de los mismos sea lo más parecida posible.

14. Respuesta en Frecuencia

Tanto para las simulaciones como para las mediciones se conectó V_1 a un generador y V_2 a tierra.

14.1. Simulacion

14.1.1. Montecarlo

A continuación se presentan los resultados obtenidos al aplicar las tolerancias de los componentes en la simulación para poder observar como esto podría afectar a la hora de la medición.

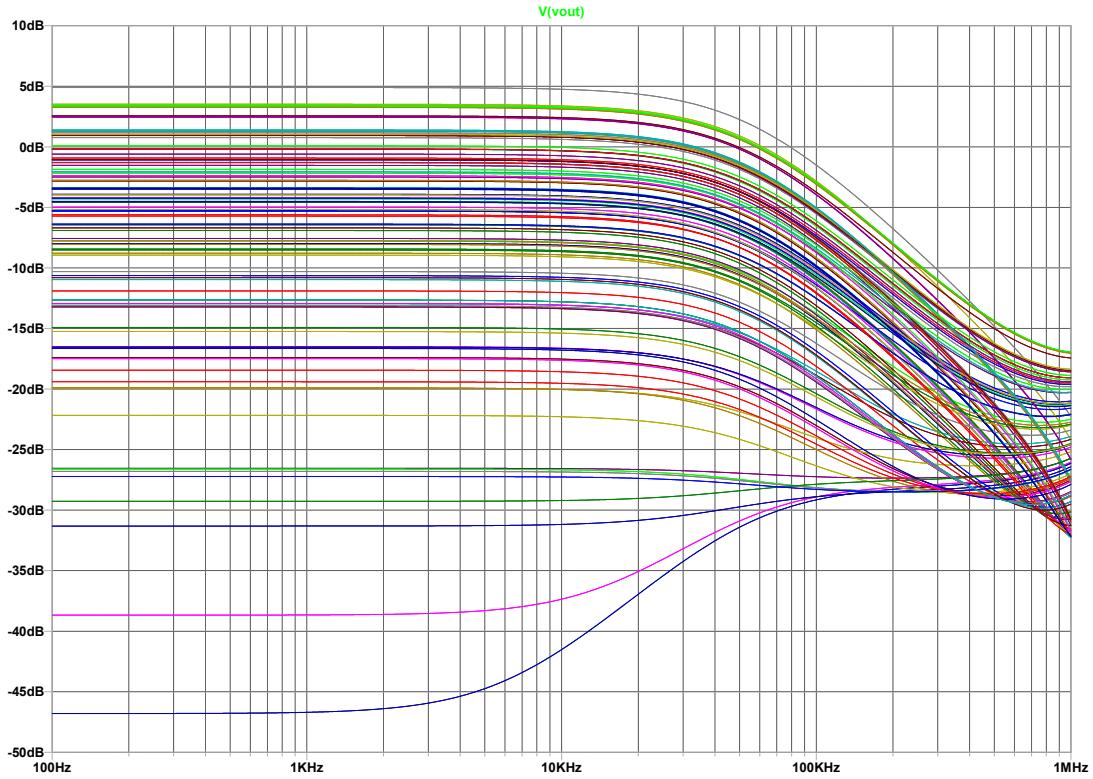


Figura 51: Simulación de montecarlo del modo común en magnitud

Se puede observar que algunos valores están por encima de 0 dB , lo que nos indica que para algunos casos podría tener una ganancia en lugar de una gran atenuación a frecuencias bajas que es donde se obtiene la ganancia deseada del modo diferencial.

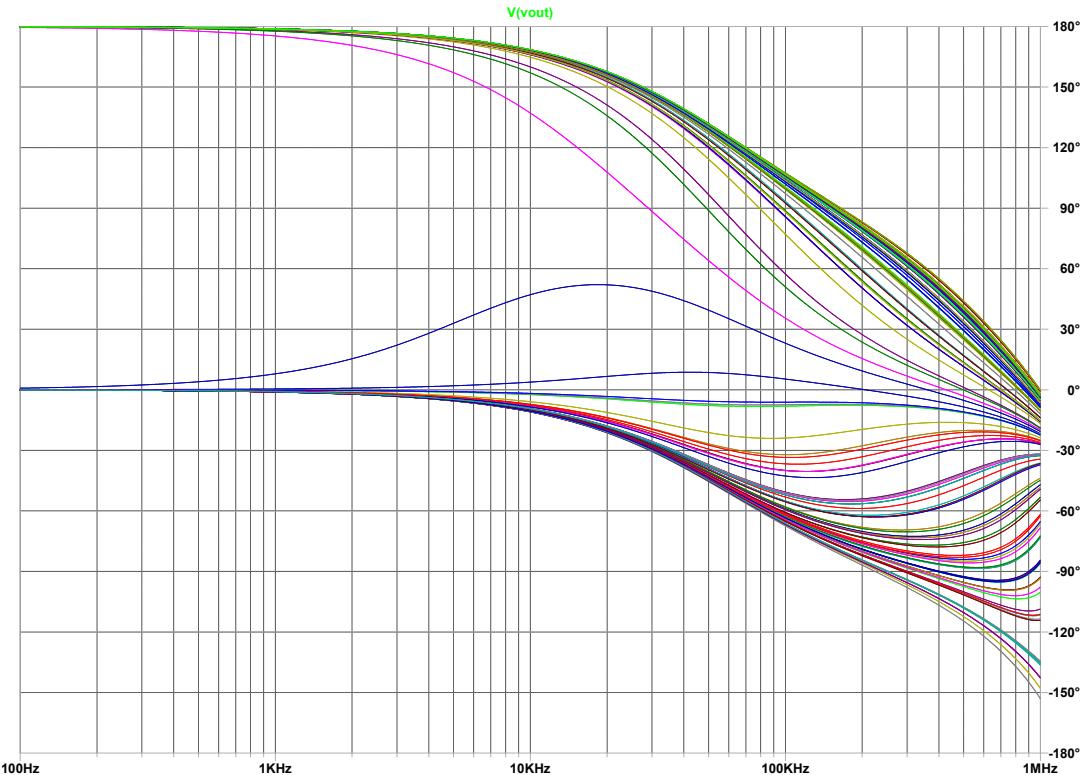


Figura 52: Simulación de montecarlo del modo común en fase

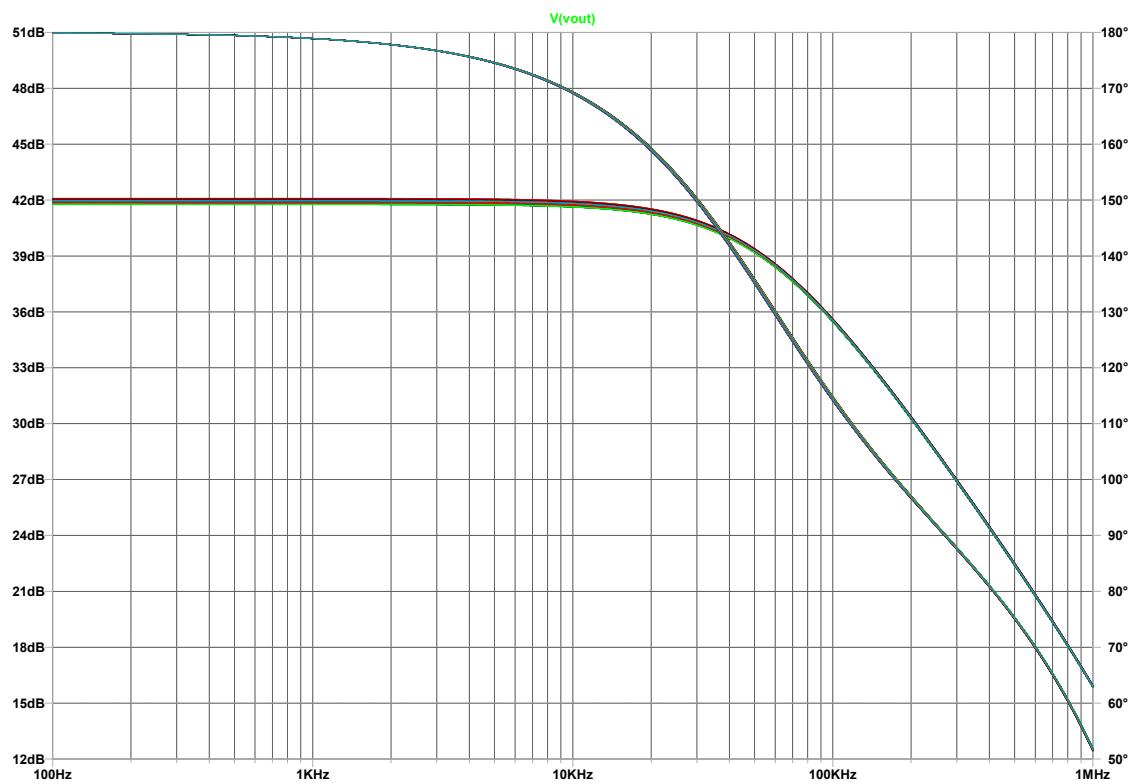


Figura 53: Simulación de montecarlo del modo diferencial

15. Medición

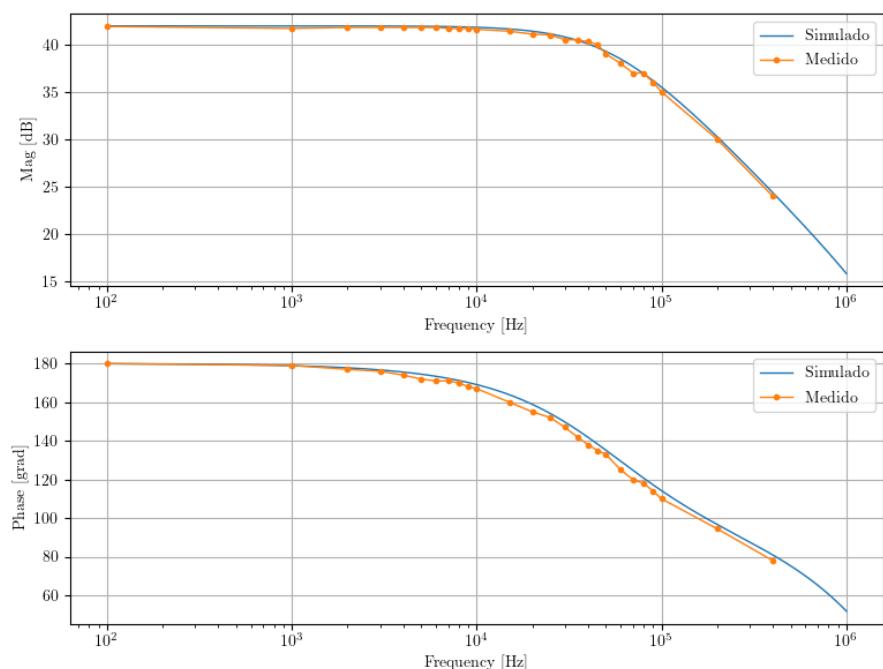


Figura 54: Superposición bode medido y bode simulado para el modo diferencial

A la hora de medir el modo diferencial los resultados fueron los esperados y concordaban con gran precisión con lo simulado, esto se debe a que no había grandes cambios de valores en las resistencias que perturbaran el equilibrio balanceado que se buscó obtener con la ganancia de modo diferencial.

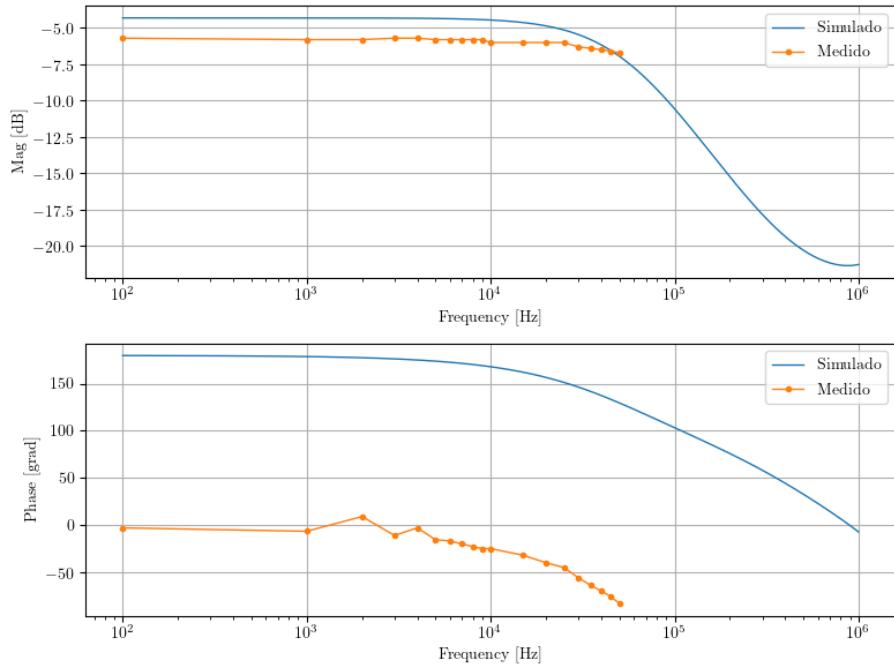


Figura 55: Superposición bode medido y bode simulado para el modo común

Las mediciones para este modo resultaron no ser iguales a las simuladas cuando no se tiene en cuenta la tolerancia de los componentes, pero se puede notar que pertenecen a una de las curvas de la simulación de montecarlo, mostrando también que no se logrará el cometido de obtener 0 V en modo común.

16. Puente de Wheatstone

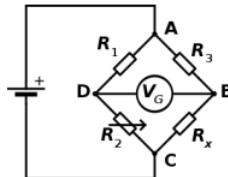


Figura 56: Puente de Wheatstone

El puente de Wheatstone es un circuito resistivo que se utiliza para medir el valor de una resistencia desconocida con mucha precisión. En la Figura 56 podemos ver el esquema del puente, siendo R_x la resistencia que se quiere determinar y R₁, R₂, y R₃ resistencias con valores conocidos, siendo R₂ una resistencia variable. Se dice que el puente está en equilibrio cuando se cumple que la diferencia entre V_D y V_B es cero, se obtiene así:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_x}{R_3} \quad (38)$$

Donde podemos despejar R_x = $\frac{R_2 R_3}{R_1}$.

16.1. Generación de señales

Se puede notar que la condición de equilibrio del puente es independiente de la tensión que se le aplica al mismo, no importando si esta es continua o de alterna. Lo que se busca con este circuito es tener el puente desbalanceado para así poder obtener una diferencia de tensión entre V_D y V_B, de forma de alimentar al

amplificador de instrumentación con dicha diferencia. Mediante divisor resistivo podemos obtener:

$$V_D = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_A, \quad V_B = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_A \quad (39)$$

Cumpliéndose estas condiciones se logra que las señales V_1 y V_2 tengan diferencia de tensión, obteniendo así una tensión diferencial y que el promedio de ambas tenga un cierto offset con respecto a la masa del circuito, lo cual determina una tensión común.

En nuestro caso se eligieron los cuatro valores de resistencias iguales, siendo estas de 10kohm con una tolerancia del 1% y se conectó a R_2 un preset de $1\text{k}\Omega$, se eligió de esta manera para establecerse en el caso óptimo de puente balanceado y obtener la señal diferencial deseada mediante la modificación del valor del preset.

No se adjunta foto de la medición ya que la misma no aporta nada al análisis ya que la misma muestra una atenuación de la salida del puente de Wheatstone que ya de por si es pequeña, se atribuye esto a un error humano a la hora de la medición (posible mal conexión) ya que se encontraba conectado en modo diferencial, por lo que no debería de atenuar, se buscará tomar una nueva medición y de no ser el caso del error humano, investigar y solucionar este problema.

16.2. Señales no referidas a tierra

Si se alimenta al circuito con una señal que no se encuentra referida a la misma tierra, se dice que esta está "flotando" con respecto a la referencia a tierra del circuito. Al existir una diferencia de tensión que desconocemos, si esta toma determinados valores podría ocasionar que nuestra salida del circuito sature, agrega un ruido no deseado a la salida y afecta a la retroalimentación que aportaba el amplificador U_4 haciendo que esta deje de funcionar correctamente.

17. Modificación para obtener una tensión de salida montada sobre un nivel de DC

Si la entrada no inversora del operacional U_4 no se encuentra conectada directamente a tierra, y en cambio se encuentra conectada a una tensión que llamaremos V_3 , se obtiene:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 R_4 R_7} [R_3 (R_6 + R_7) V_2 - R_7 (R_3 + R_4) V_1] + V_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} - \frac{R_2 R_3 R_6}{R_1 R_4 R_7} \right) \quad (40)$$

$$V_{out} = V_{out,V+U4aGND} + V_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} - \frac{R_2 R_3 R_6}{R_1 R_4 R_7} \right). \quad (41)$$

Podemos notar en la Ecuación 40 que se suma un término a la tensión que ya conocíamos de la ecuación 36, pero debemos recordar que para esta ecuación se encontraba balanceado el circuito mediante la igualdad de resistencias, si aplicamos eso a la ecuación escrita anteriormente obtenemos $V_{out,V+U4aGND} + V_3$, por lo que para poder montar la salida sobre una V_{offset} sólo es necesario intercambiar la conexión de GND del amplificador U_4 a la tensión deseada. Esta modificación no se realizó al circuito a la hora de las mediciones pero se agregará para una posterior implementación para su presentación, donde se podría utilizar un preset para así tener un divisor resistivo y poder manejar de esta manera la V_{offset} que se desee.

Parte IV

Medidor de Presión

Utilizando un sensor de presión *MDX2010DP* se diseñó e implementó en PCB un circuito un medidor de presión utilizando un amplificador de instrumentación que cumpla con las especificaciones de la Tabla 7, alimentado por una única fuente de tensión.

Característica	Símbolo	Min	Máx	Unidades
Tensión de salida mínima	V_{min}	0	0	V
Tensión de salida máxima	V_{max}	3.1	3.3	V
Tensión de alimentación	V_{DC}	10	15	V

Cuadro 7: Especificaciones para el diseño del Medidor de Presión

18. Diseño

18.1. Sensor de Presión

A partir de la hoja de datos del MPX2010DP, se tomó en cuenta la información en la Tabla 8 para el diseño del medidor de presión.

Característica	Símbolo	Min	Typ	Máx	Unidades
Rango de Presión	P_{OP}	0	-	10	V
Tensión de alimentación	V_{DC}	0	10	16	V
Tope de Escala	V_{FSS}	24	25	26	mV
Sensibilidad	$\Delta V/\Delta P$	-	2.5	-	mV/kPa

Cuadro 8: Especificaciones del Sensor de Presión

18.2. Amplificador de Instrumentación

Para el Amplificador de Instrumentación (A.I.) se utilizó el diseño de dos amplificadores operacionales ilustrado en la Figura 57. Es posible calcular la ganancia del circuito completo observando que el primer bloque del A.I. se trata de un circuito amplificador no inversor, por lo que su ganancia estará dada por la expresión (42) donde a_1 es la ganancia a lazo abierto del amplificador operacional U1 y v'_o es su tensión de salida.

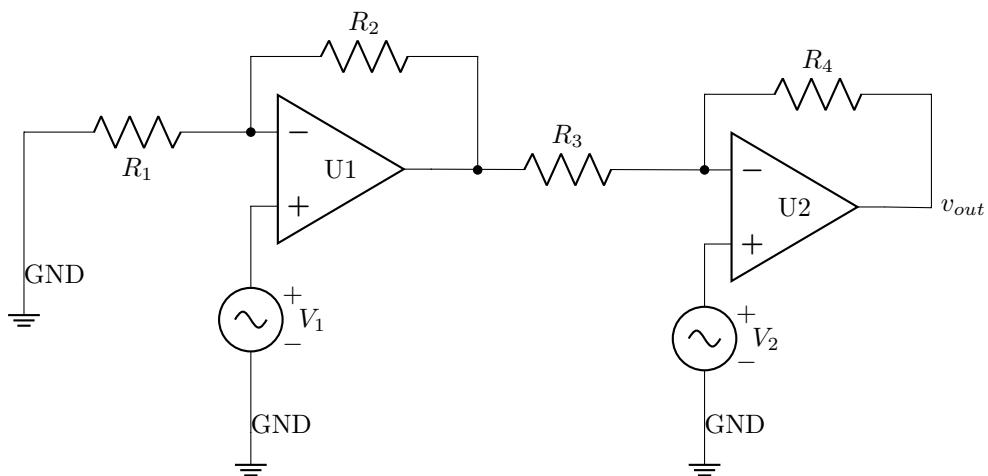


Figura 57: Amplificador de Instrumentación

$$A_1 = \frac{v'_o}{V_1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{1+R_2/R_1}{a_1}} \quad (42)$$

Por otro lado, en la segunda sección del A.I. la salida del amplificador operacional U2 puede calcularse aplicando el principio de superposición entre la tensión v'_o y V_2 :

$$v_{out} = V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{1+R_4/R_3}{a_2}} + v'_o \cdot \left(-\frac{R_4}{R_3}\right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{1+R_4/R_3}{a_2}} \quad (43)$$

Operando con las expresiones (42) y (43) se obtiene para la tensión de salida del A.I.

$$v_{out} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{1+R_4/R_3}{a_2}} \cdot \left[V_2 - V_1 \cdot \frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1+R_4/R_3}{a_1}}\right] \quad (44)$$

Finalmente, considerando que los amplificadores operacionales tienen una ganancia infinita ($a_1 \cap a_2 \rightarrow \infty$) se obtiene la expresión simplificada

$$v_{out} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot \left[V_2 - V_1 \cdot \frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4}\right] \quad (45)$$

A partir de la expresión (45) se observa que el A.I. se encuentra balanceado cuando se cumple la condición

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_3}{R_4} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4} \quad (46)$$

Tomando la expresión (45) se pueden calcular las ganancias a modo común (A_{CM}) y a modo diferencial (A_{DM})

$$A_{CM} = 1 - \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (47)$$

$$A_{DM} = \frac{R_4}{R_3} + \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (48)$$

Cuando se cumple la condición de balance descripta en (46) se obtiene que idealmente $A_{CM_B} = 0$ y $A_{DM_B} = 1 + R_4/R_3$.

$$CMRR = 10 \log \left(\frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right) \quad (49)$$

18.3. Selección de Componentes

Tomando en cuenta los datos de las Tablas 7 y 8, se busca que A_{DM_B} esté típicamente dada por la expresión (50). Además, se buscó que se cumpla la condición de balance del A.I. y por lo tanto se tomaron $R_1 = R_4$ y $R_3 = R_2$.

$$1 + \frac{R_4}{R_3} = \frac{3.2 \text{ V}}{25 \text{ mV}} = 128 \Rightarrow R_4 = 127R_3 \quad (50)$$

Resistencia	Valor	Tolerancia	Real
R_1	$150\text{k}\Omega + 2,2\text{k}\Omega$	1 %	$149\text{k}\Omega + 2,20\text{k}\Omega$
R_2	$1,2\text{k}\Omega$	1 %	$1,198\text{k}\Omega$
R_3	$1,2\text{k}\Omega$	1 %	$1,199\text{k}\Omega$
R_4	$150\text{k}\Omega + 2,2\text{k}\Omega$	1 %	$149\text{k}\Omega + 2,20\text{k}\Omega$

Cuadro 9: Valores de las resistencias

Dado que se busca evitar que el Amplificador de Instrumentación esté desbalanceado, se utilizaron resistencias con 1 % de tolerancia.

Además, como amplificador operacional se utilizó el LM833 dado que contiene dos amplificadores operacionales dentro del mismo circuito integrado. Esto permite asumir que ambos *opamps* tienen los mismos parámetros de operación. En este caso, una impedancia de entrada alta (no especificada en la hoja de datos), y bajos niveles de ruido. Este último es importante dado que no se desea insertar ruido durante las etapas de amplificación a la señal que tiene

19. Simulación

Con los componentes seleccionados en la Tabla 9 se construyó el circuito en *LTspice XVII* de modo que se puedan simular por separado las ganancias en modo común y en modo diferencial como se ilustra en las Figuras 58, y 59 .

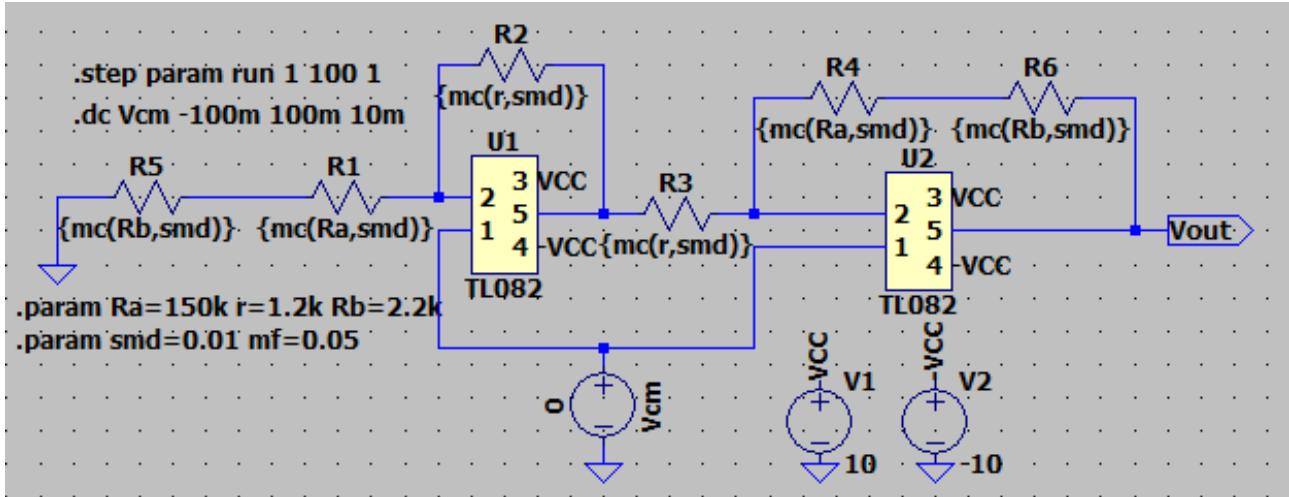


Figura 58: Esquemático de la simulación en Modo Común en CC

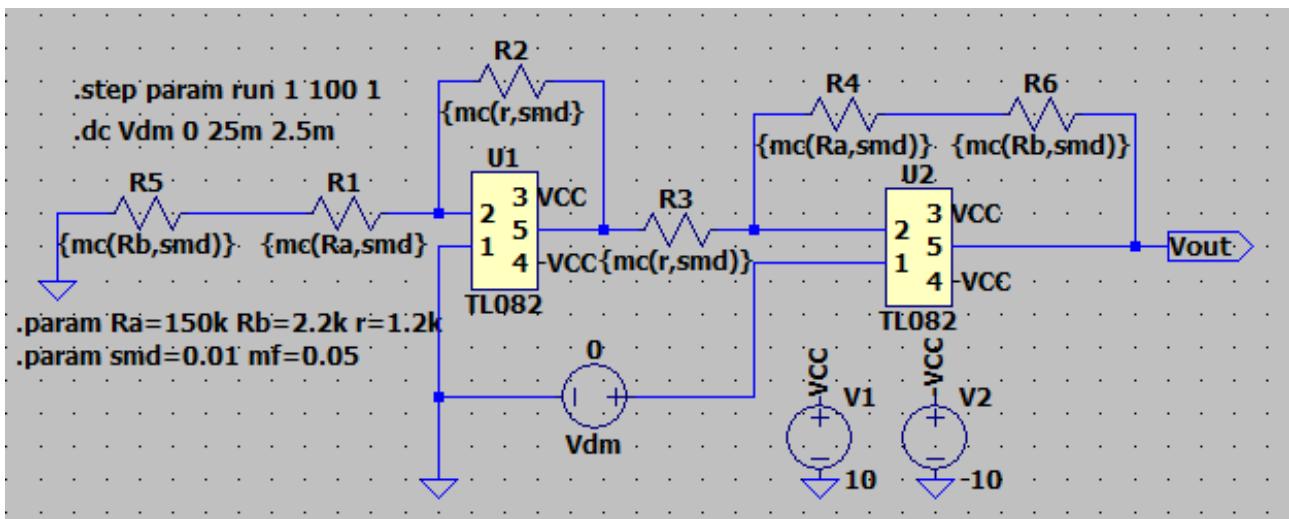


Figura 59: Esquemático de la simulación en Modo Diferencial en CC

Se observa en los resultados del análisis de Montecarlo en las Figuras 61 y 63 que la tensión de salida del Modo Común no excede en módulo los 30mV y la tensión de salida del Modo Diferencial se encuentra dentro del rango de tensiones de salida buscadas.

20. Resultados

A partir de las simulaciones en *LTSpice* se obtuvieron los gráficos de las Figuras



Figura 60: Resultado de la simulación en Modo Común en CC

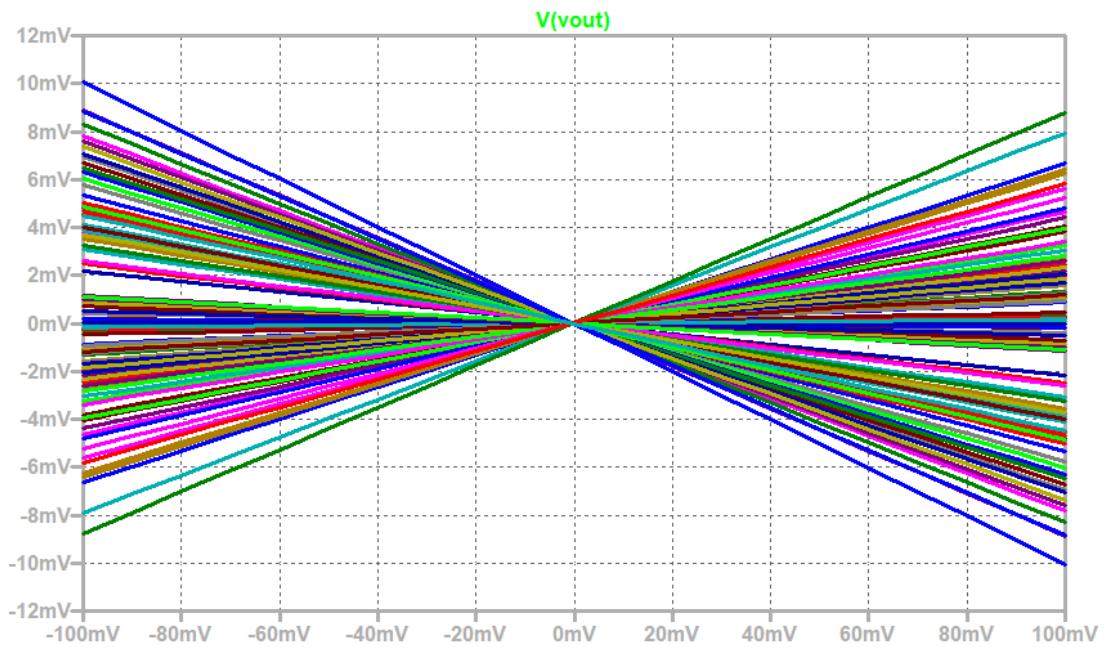


Figura 61: Resultado del Análisis de Montecarlo en Modo Común en CC

21. Construcción del PCB

Siguiendo el esquemático de la Figura 64 se construyó el PCB con la estructura vista en la Figura 65.

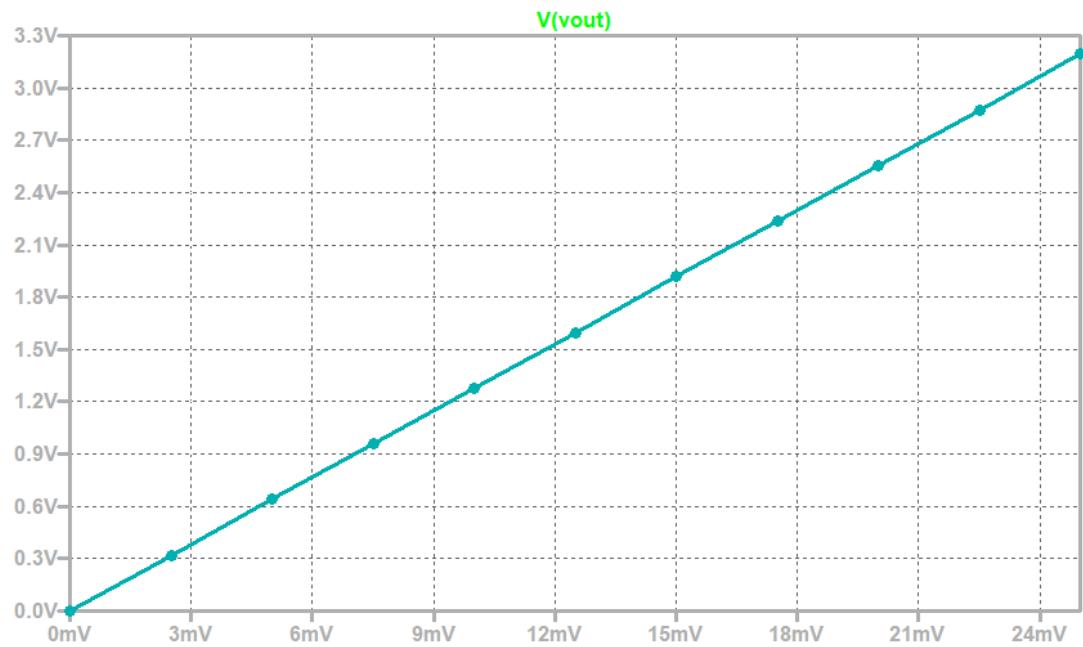


Figura 62: Resultado de la simulación en Modo Diferencial en CC

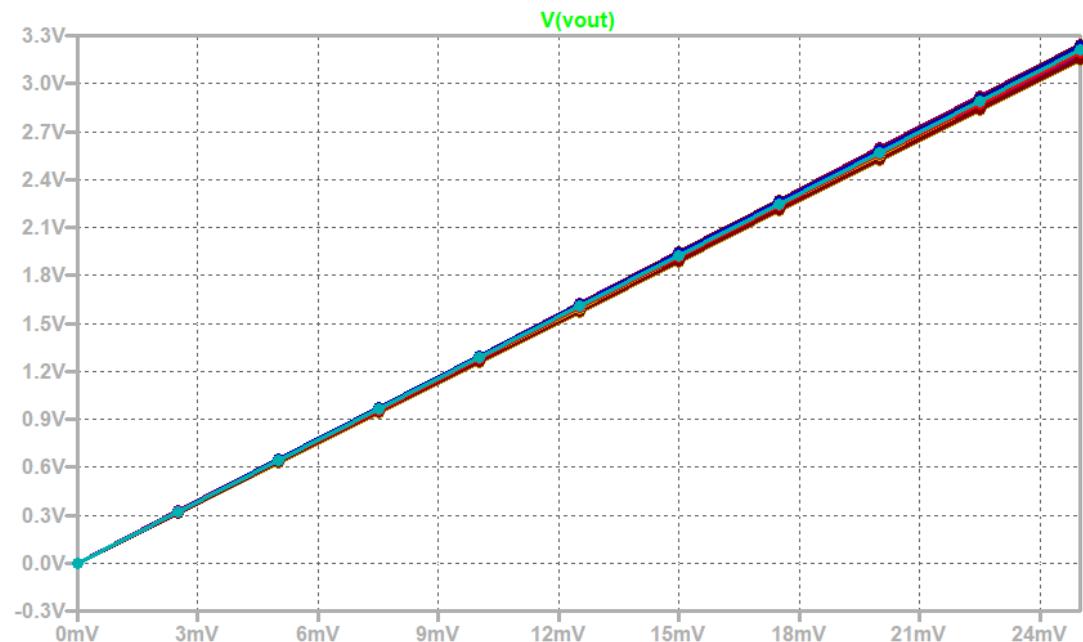


Figura 63: Resultado del Análisis de Montecarlo en Modo Diferencial en CC

Utilizando los valores de componentes de especificados en el Cuadro 9, se calcula que las ganancias serán las dadas en el Cuadro 10.

Parámetro	Valor
A_{CM}	$8,3403 \times 10^{-4}$
A_{DM}	127,1047
$CMRR$	51,82dB

Cuadro 10: Parámetros del Amplificador de Instrumentación

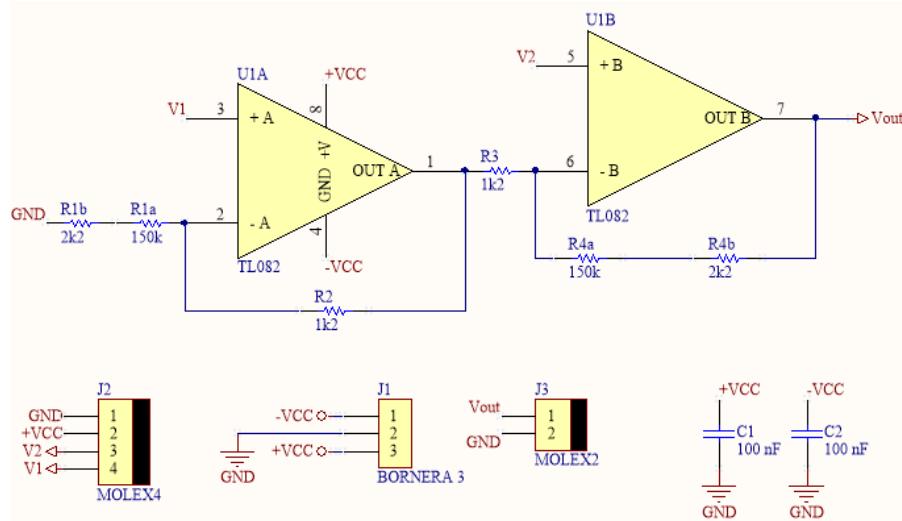


Figura 64: Esquemático del Amplificador de Instrumentación

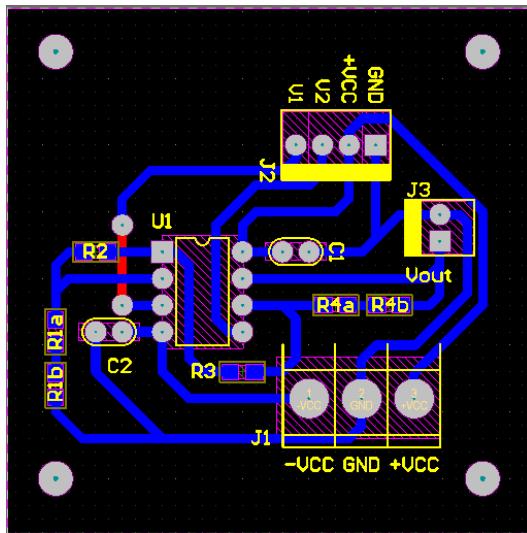


Figura 65: Routeado del PCB del Amplificador de Instrumentación

22. Método de Medición

Se utilizó un generador de onda V_{in} para excitar el circuito con diferentes niveles de tensión continua. Para medir la ganancia en modo común, se conectaron las terminales de entrada V1 y V2 a la terminal positiva del generador de señales y la terminal negativa a tierra. Como se espera que en el modo común la señal se atenúe, se utilizaron valores de tensión tales que la salida esté sobre el piso de ruido de 100mV.

Para medir la ganancia en modo diferencial, se conectó la terminal V1 a tierra y la terminal V2 a la terminal positiva del generador de señales. Como se espera que en el modo diferencial la señal sea amplificada, se utilizaron valores de tensión tales que la salida no saturé.

A partir de estos valores se calculó el la razón de rechazo al modo común.

23. Análisis de Resultados

Se midió la ganancia en modo diferencial y se registró en la Tabla 11. Cuando la tensión a modo diferencial era $V_{DM} = 0$, la tensión de salida medida fue de $V_{off} = 0,073V$. La ganancia a modo común no pudo ser medida, dado que cualquier valor

En promedio, la ganancia a Modo Diferencial cuando se elimina el offset fue de $A_{DMAVG} = 126,96$ veces.

Dado que la tensión de salida a Modo Común fue demasiado baja como para ser medida, ya que la tensión máxima que pueden entregar los generadores de onda es de 10V, para el cálculo del rechazo al modo común se

V_{inDM} (mV)	V_{outDM} (V)	A_{DM} (V/V)	$V_{out} - V_{off}$	A_{DM2}
60	7.724	128.73	7.651	127.517
50	6.45	129	6.377	127.54
40	5.17	129.25	5.097	127.425
30	3.893	129.77	3.82	127.33
25	3.244	129.76	3.171	126.84
20	2.619	130.95	2.546	127.3
15	1.972	131.47	1.899	126.6
10	1.35	135	1.277	127.7
5	0.695	139	0.622	124.4

Cuadro 11: Mediciones a modo Diferencial

tomó como valor de la ganancia a Modo Común su valor teórico $A_{CM} = 8,34 \times 10^{-4}$.

A partir de estos dos datos, se calculó el valor del Rechazo al Modo Común, $CMRR = 51,98dB$.

Es necesario mencionar la existencia de un nivel de tensión presente constantemente a lo largo de la medición. Esto evita que pueda cumplirse estrictamente la condición de que el Analizador de Instrumentación devuelva 0V cuando no existe una diferencia de tensión entre ambas terminales de entrada.

En primer lugar, esto puede resolverse utilizando amplificadores operacionales con menores niveles de ruido introducido por el integrado mismo.

En segundo lugar, otra manera de resolver la existencia de esta tensión de offset es cambiando el Amplificador de Instrumentación por uno donde la configuración de las entradas sea simétrica y existe un Amplificador Operacional adicional el cual permite regular los niveles de Tensión de offset.

En tercer lugar, en lugar de utilizar resistencias en serie para conseguir la razón necesaria para obtener la ganancia a Modo Diferencial deseada, se puede incluir un resistor variable para modificar la ganancia del Amplificador de Instrumentación. Esto permite que la ganancia pueda ser recalibrada cada vez que sea necesario y disminuye la cantidad de componentes, los cuales introducen ruido térmico.

24. Limitación de Tensión

Para proteger cualquier dispositivo que se encuentre a la salida del Amplificador de Instrumentación, se aplicó el circuito mostrado en la Figura 66.

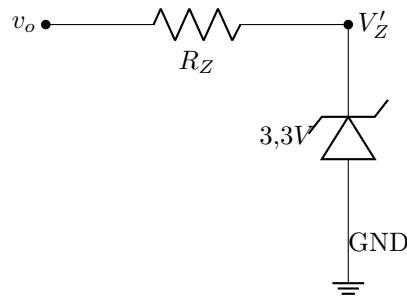


Figura 66: Circuito Limitador de Tensión

Dado que el Diodo Zener tiene una potencia máxima de 0,5W y se busca que la tensión máxima sea de 3,3V

$$I_Z = 0,5W/3,3V \approx 0,150A$$

Sin embargo, la corriente máxima de salida del amplificador operacional es de 20mA, por lo tanto, para no quemar la resistencia:

$$R < \frac{P_R}{I_o^2} \approx 0,125W/(0,02A)^2 = 312,5\Omega$$

Se escogió una resistencia de 10ohm de tal forma que no provocara una caída de tensión tal que la tensión de salida del circuito quede por debajo de los 3,1V. En principio, se probó este sistema con un diodo Zener de 3,3V; sin embargo, se notó que con esta configuración la tensión del diodo fue de 3,45V cuando era activado. Considerando esto, se utilizó un diodo de 3,0V para mantener los niveles de tensión al menos debajo de los 3,3V.

25. Presión en una columna de agua

25.1. Método de Medición

Se colocó un extremo de un tubo a la entrada de presión positiva del sensor de presión, y el otro extremo se insertó hasta la base de la probeta. Luego se añadió una cantidad de agua y se midieron la altura de la columna de agua dentro de la probeta, la altura del agua dentro del tubo y la tensión de salida del amplificador de instrumentación. Esto se repitió para distintas cantidades de agua.

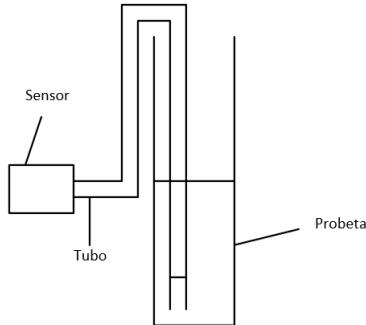


Figura 67: Sistema de medición de la presión

25.2. Resultados

h en el Caño (cm)	h en el Tubo (cm)	$\Delta h(m)$	$V_{out}(V)$	V sin offset	P (kPa)
0	0	0,000	0,237	0,000	0,000
15	5	0,100	0,543	0,306	1,000
33	18	0,150	0,627	0,390	1,500
59	25	0,340	1,216	0,979	3,400
82	31	0,510	1,752	1,515	5,100
93	34	0,590	1,961	1,724	5,900
112	38	0,740	2,453	2,216	7,400
119	40	0,790	2,623	2,386	7,900
130	42	0,880	2,905	2,668	8,800
133	43	0,900	2,955	2,718	9,000
141	45	0,960	3,170	2,933	9,600
148	46	1,020	3,334	3,097	10,200

Cuadro 12: Resultados de la medición con la probeta de agua.

25.3. Análisis de Resultados

$$P = F/A$$

$$F = m \times g = \rho \cdot V \times g = \rho \cdot h \cdot A \cdot g$$

$$P = \rho \cdot g \cdot h [Pa] = \frac{\rho g}{1000} \cdot h [kPa]$$

$$\Delta P [kPa] = \frac{\rho g}{1000} \cdot \Delta h \quad (51)$$

De (51) se puede observar cómo la presión ejercida por una columna de líquido solo depende de su altura y densidad. En el caso del agua, como se conoce $\rho = 1000 kg \cdot m^{-3}$ y $g \approx 10 m \cdot s^{-2}$, para una diferencia de altura de $1m$ se espera medir una presión de $10kPa$.

El corrimiento entre la tensión de salida del amplificador de instrumentación observada en la Figura 68 se debe a la tensión de *offset* mencionada previamente.

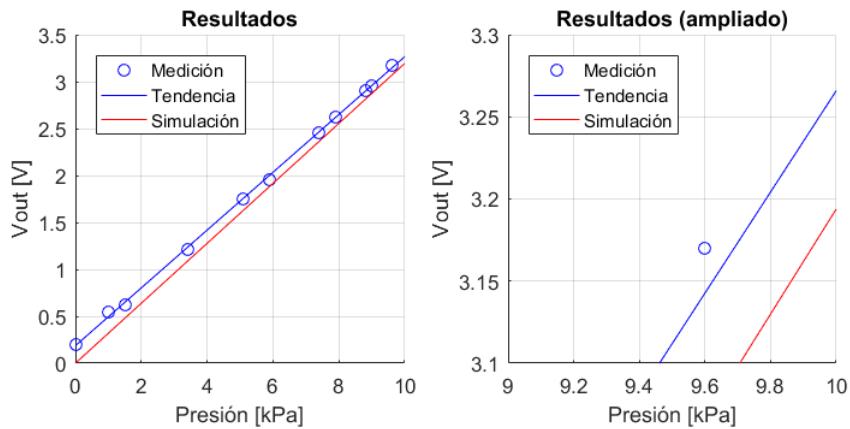


Figura 68: Resultados de la Medición de la presión en la probeta con agua

Teniendo en cuenta el resultado de (51) puede calcularse el volumen de agua en cualquier recipiente cilíndrico o prismático, cuya base se conozca el área, sin necesidad de alterar físicamente el amplificador de instrumentación. Este cálculo no necesita cambios en el sistema electrónico del circuito. Por otro lado, si el líquido fuese cambiado, el valor de la densidad será distinto, y por lo tanto la salida del Amplificador de Instrumentación deberá ser utilizada con un cálculo distinto para calcular el volumen de líquido en recipiente. Una vez más, esto no requerirá cambios en el sistema electrónico del circuito.

Aunque no son necesarios cambios en el circuito electrónico del Amplificador de Instrumentación, sí es necesario cambiar cómo se utiliza el sensor de presión. En lugar de utilizar este método experimental, es necesario conectar el sensor directamente a la base del recipiente, permitiendo una medición directa de la presión ejercida por el líquido sobre la base de su recipiente. Sólo debe conectarse la entrada de presión positiva porque esta es la única que cuenta con una membrana protectora para que no ingresen líquidos al sistema interno del sensor.

26. Conclusión

Utilizar el tipo de Amplificador de Instrumentación de la Figura 57 trae ventajas y desventajas. Por un lado, tiene la ventaja de que se utilizan sólo dos amplificadores operacionales y típicamente requiere menos componentes para construir el amplificador de instrumentación. Además, al contener sólamente *opamps*, existen menos etapas donde se puede introducir ruido al sistema.

Por otro lado, existirán complicaciones con los niveles de ruido introducidos por los integrados y los componentes. Al ser esta configuración no simétrica, es posible que estas señales de ruido introducidas por la presencia de los componentes electrónicos alteren la tensión de salida.

Finalmente, se recomienda utilizar diseños que permitan la recalibración del amplificador de instrumentación, de manera que este pueda ser utilizado con diferentes tipos de sensores que no comparten los niveles de tensión con el MPX2010DP utilizado.

Parte V

Ecuilizador basado en Bohemian Rhapsody

A lo largo de esta parte, se pondra foco en el circuito mostrado en la Figura 69, que se trata de un circuito de control de tonos.

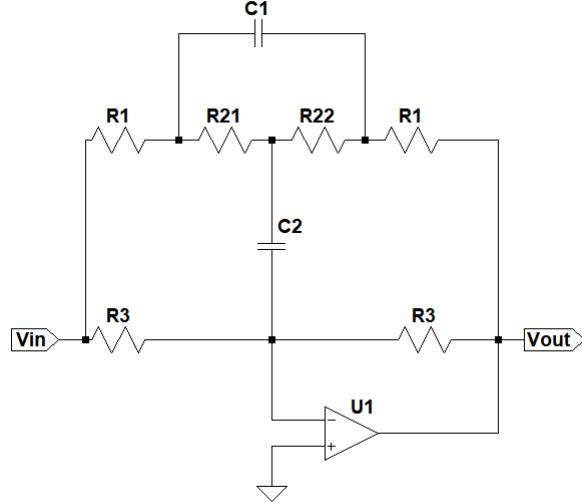


Figura 69: Circuito de Control de Tonos

27. Transferencia

Al calcular la transferencia genericamente para cualquier valor de impedancias, y llamando a $R_{21} = R_2K$, $R_{22} = R_2(1 - K)$, el calculo de la transferencia se expresa como la ecuación (52).

$$H(s) = \frac{As^2 + Bs + C}{As^2 + Es + C} \quad (52)$$

$$A = 20C_2^2K^2R_1R_2^2 - 20C_2^2KR_1R_2^2 - 10C_2^2R_1^2R_2 - 100C_2^2R_1R_2^2 \approx -100C_2^2R_1R_2^2$$

$$B = C_2K^2R_2^2 + 9C_2KR_2^2 - C_2R_1^2 - 31C_2R_1R_2 - 10C_2R_2^2$$

$$C = -2R_1 - R_2$$

$$E = C_2K^2R_2^2 - 11C_2KR_2^2 - C_2R_1^2 - 31C_2R_1R_2$$

28. Análisis de frecuencia central

Para obtener la frecuencia central, basta con llevar a la ecuación de transferencia de la siguiente manera

$$H(s) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q_p\omega_0} + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q_z\omega_0} + 1} \quad (53)$$

Por lo tanto;

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega_0^2} &= \frac{A}{C} \\ \Rightarrow \omega_0 &= \sqrt{\frac{2 + \frac{R_2}{R_1}}{10C_2R_2}} \Rightarrow f_0 = \frac{\sqrt{2 + \frac{R_2}{R_1}}}{20\pi C_2R_2} \end{aligned} \quad (54)$$

29. Análisis paramétrico

Si se analiza los factores de calidad correspondientes se obtiene:

$$Q_z = \frac{C}{B\omega_0}$$

$$Q_z = -\frac{10C_2\sqrt{R_1}R_2\sqrt{2R_1+R_2}}{C_2K^2R_2^2 + 9C_2KR_2^2 - C_2R_1^2 - 31C_2R_1R_2 - 10C_2R_2^2}$$

$$Q_p = \frac{C}{E\omega_0}$$

$$Q_p = -\frac{10C_2\sqrt{R_1}R_2\sqrt{2R_1+R_2}}{-C_2K^2R_2^2 + 11C_2KR_2^2 + C_2R_1^2 + 31C_2R_1R_2}$$

por lo tanto, la ganancia para la frecuencia central del filtro quedará dada por:

$$A = \frac{R_1^2 + 31R_1R_2 + 10R_2^2}{R_1(R_1 + 31R_2)} \approx \frac{3R_1 + R_2}{3R_1} K = 0 \quad (55)$$

$$A = \frac{R_1(R_1 + 31R_2)}{R_1^2 + 31R_1R_2 + 10R_2^2} \approx \frac{3R_1}{R_2 + 3R_1} K = 1 \quad (56)$$

$$A = \frac{-K^2R_2^2 - 9KR_2^2 + R_1^2 + 31R_1R_2 + 10R_2^2}{-K^2R_2^2 + 11KR_2^2 + R_1^2 + 31R_1R_2} \text{ Expresado Parametricamente en } K$$

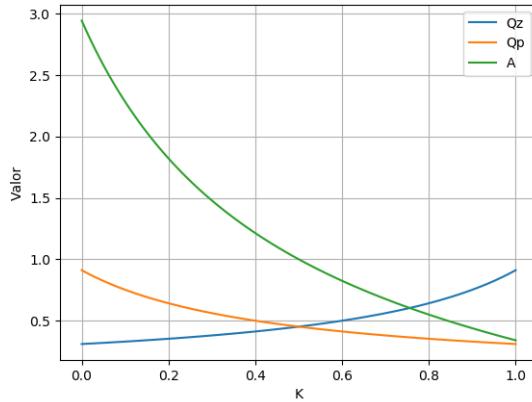


Figura 70: Diagrama paramétrico

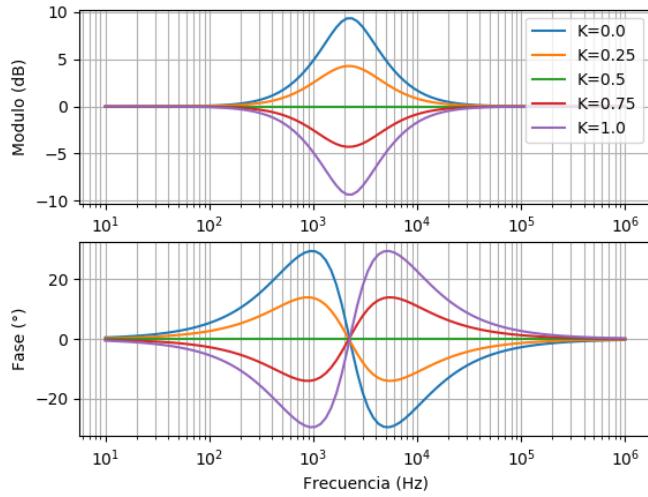


Figura 71: Respuesta en frecuencia paramétrica para una frecuencia dada

30. Análisis de singularidades

30.1. Análisis de Ceros

Si resolvemos la ecuación cuadrática para el denominador expresado en la ecuación (53), obtenemos que la expresión para encontrar los ceros de nuestro circuito, esta dada por:

$$C_{1,2} = \frac{-\frac{1}{Q_z \omega_0} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{Q_z \omega_0}\right)^2 - 4\frac{1}{\omega_0^2}}}{2\frac{1}{\omega_0^2}}$$

$$\Rightarrow C_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q_z} \pm \frac{\omega_0}{2} \sqrt{\frac{1}{Q_z^2} - 4}$$

30.2. Análisis de polos

De la misma manera que se procedió para encontrar los ceros en la subsección 30.1, los polos quedan determinados por:

$$\Rightarrow P_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q_P} \pm \frac{\omega_0}{2} \sqrt{\frac{1}{Q_P^2} - 4}$$

30.3. Análisis de singularidades paramétricas

Si tenemos en cuenta, las expresiones para los polos y los ceros obtenidas anteriormente, y una frecuencia central determinada, como por ejemplo la propuesta en la Figura 71, se podrá hacer un análisis paramétrico graficando como varían los polos y los ceros en un diagrama Imaginario/Real según la variación de la resistencia R_2 .

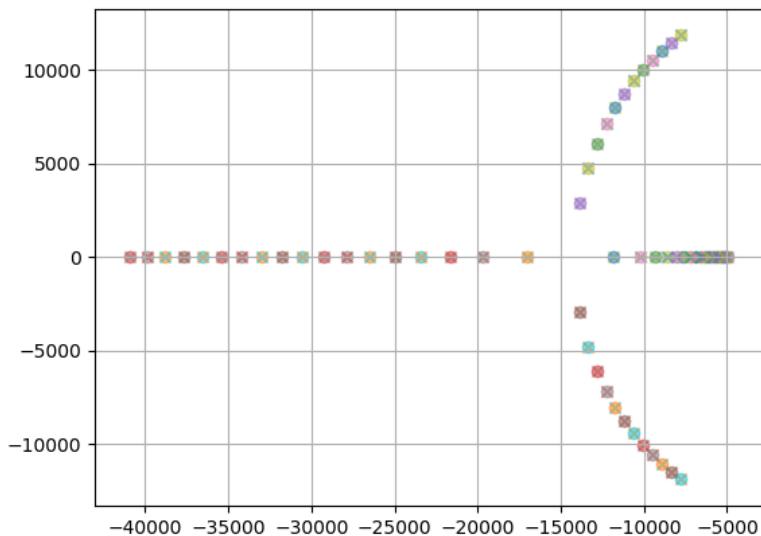


Figura 72: Diagrama paramétrico de polos y ceros

Como se puede observar en la Figura 72, los polos y los ceros se superponen a partir de cierto valor de K. Graficando los polos y los ceros con K variando entre $0 < K < 0,5$, se obtienen todos los ceros reales, como se puede observar en la Figura 73. Por otro lado, si se varía K entre $0,5 < K < 1$, se puede observar que todos los polos son reales, como se observa en la Figura 74.

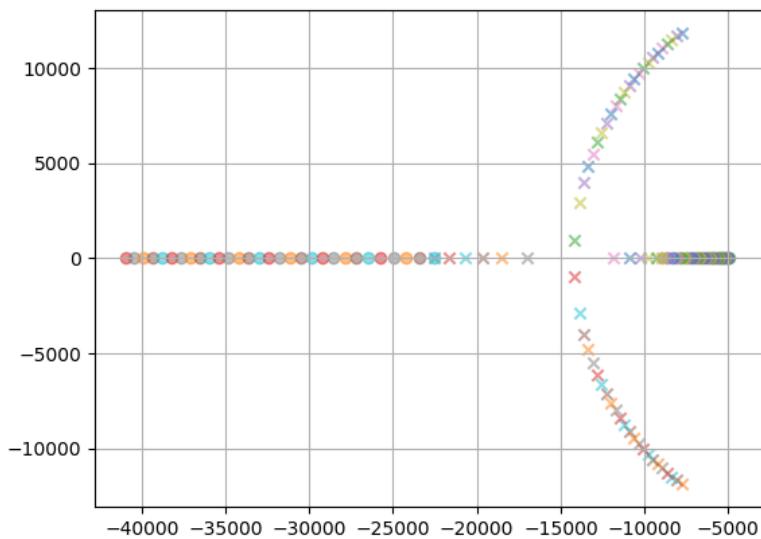


Figura 73: Diagrama paramétrico de polos y ceros con K variando de 0 a 0.5

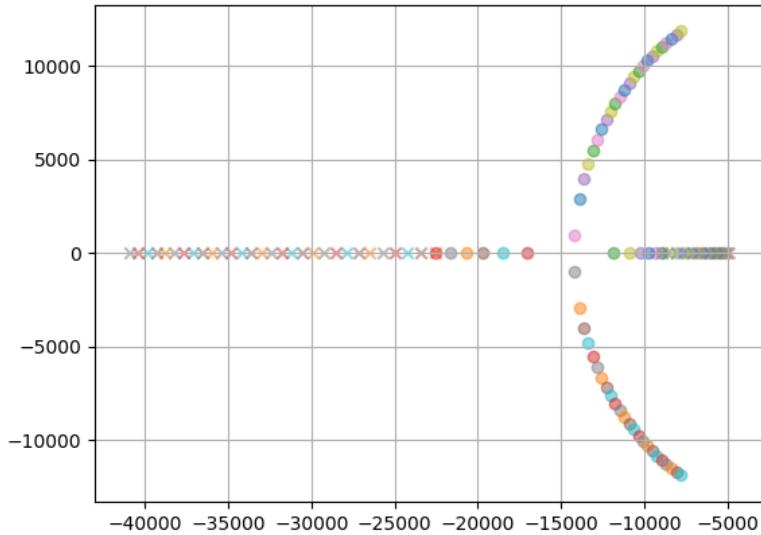


Figura 74: Diagrama paramétrico de polos y ceros con K variando de 0.5 a 1

30.4. Sistema de fase mínima

Un sistema de fase mínima se define como aquel sistema que cumple que los polos y los ceros se encuentren en el semiplano izquierdo del diagrama de polos y ceros, es decir, que su parte real sea negativa. Como se observa en la Figura 72, todos los polos y todos los ceros tienen parte real negativa, por lo tanto, el circuito de la Figura 69, es un sistema de fase mínima.

30.4.1. Ecualizador de fase

Para transformar nuestro circuito en un sistema de fase no mínima, se propuso utilizar un circuito ecualizador de fase, es decir, un circuito que modifique la fase de salida de el circuito de la Figura 69, pero que no modifique la magnitud. Para lograr este objetivo se propuso un circuito como el de la Figura 75.

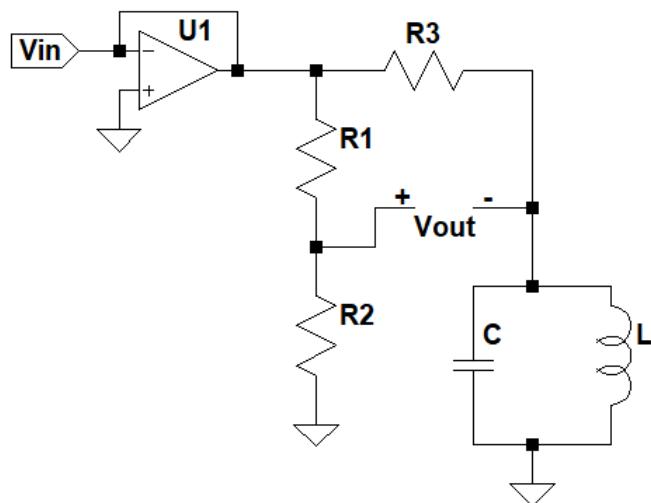


Figura 75: Circuito ecualizador de fase

Si calculamos el paralelo entre el capacitor y el inductor:

$$Z_p = \left(sC + \frac{1}{sL} \right)^{-1} = \frac{sL}{s^2CL + 1}$$

Por lo tanto, la transferencia queda determinada por

$$H(s) = \frac{\frac{sL}{s^2CL+1}}{\frac{sL}{s^2CL+1} + R} = \frac{sL}{s^2CLR + sL + R} \quad (57)$$

Como se observa de la ecuación (57), para el nominador, tenemos un cero en el origen, por lo tanto, ya deja de ser un sistema de fase mínima. Por otro lado, calculando los polos a partir del denominador se obtiene:

$$P_{1,2} = \frac{-L \pm \sqrt{L^2 - 4CLR^2}}{2CLR}$$

Donde se puede ver que para valores razonables de R,L y C, obtenemos que la parte real de los polos son negativas, por lo tanto el circuito permanecerá estable. Al simular el ecualizador de fase, el resultado es el que se muestra en la Figura 76.

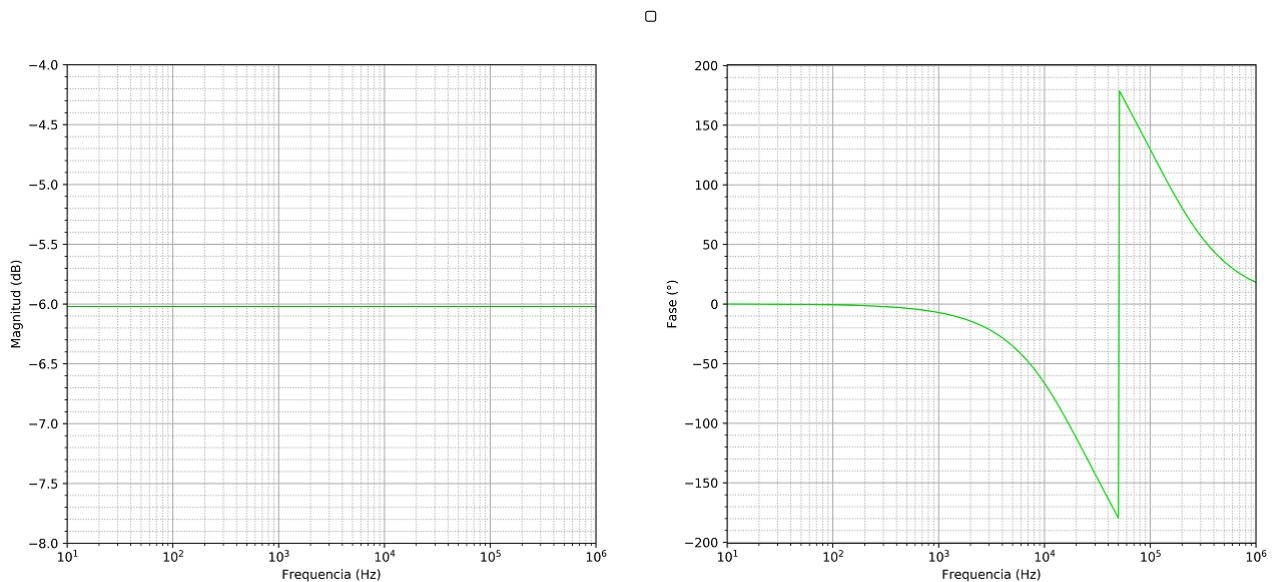


Figura 76: Simulación del circuito ecualizador de fase

Como se puede observar, la variación en magnitud es a fines prácticos nula, sin embargo, se puede ver que el circuito tiene una caída en magnitud de 6(dB), por lo tanto, la señal de entrada se verá atenuada. Por otro lado, la variación en fase es de 360°, con lo que concluyentemente el circuito propuesto cumple su cometido. Si se quiere agregar el ecualizador de fase al circuito de la Figura 69, se deberá conectar en cascada el circuito de la Figura 75. De esta manera, la transferencia total del circuito resultante será la multiplicación entre las 2 transferencias. Al simular el circuito resultante que se muestra en la Figura 77, se obtuvieron los resultados de la Figura 78.

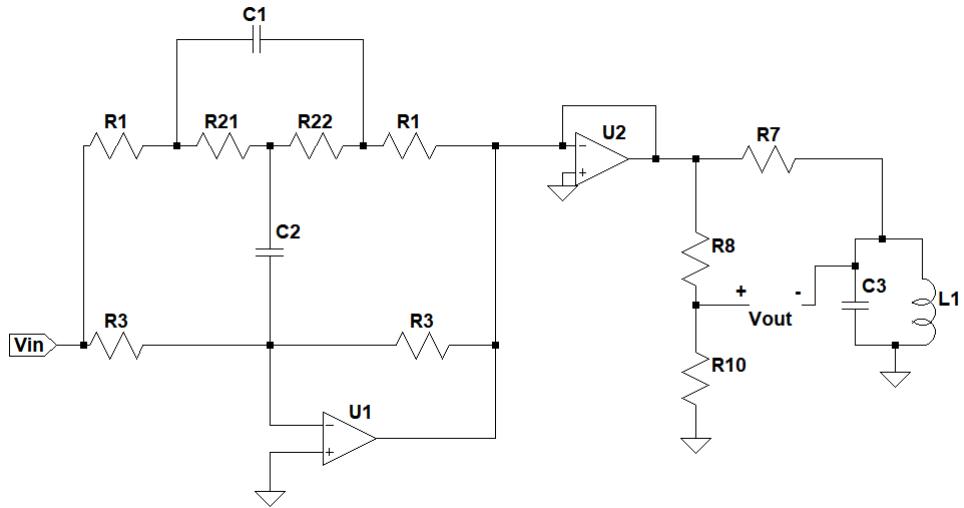


Figura 77: Circuito resultante con ecualizador de fase

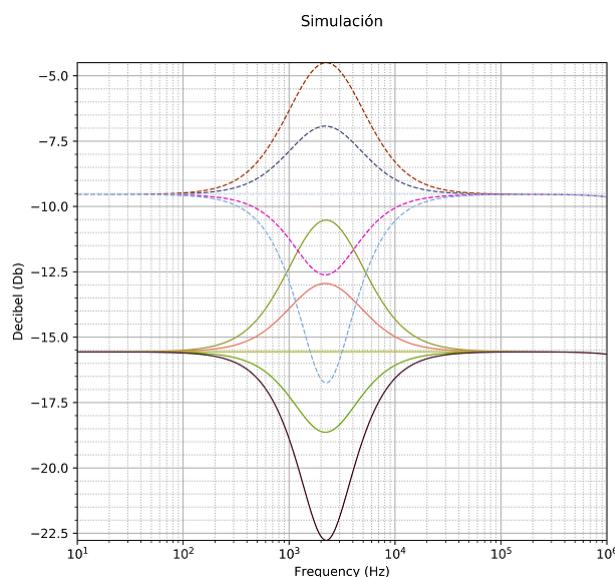


Figura 78: Simulación de la magnitud del circuito resultante con y sin ecualizador de fase

Como se puede observar, la magnitud no varía en forma, sin embargo, se puede detectar una atenuación por parte del filtro de ecualización de fase.

31. Diseño de un ecualizador de 3 bandas

31.1. Análisis del espectro audible

Según cada ser humano, el espectro audible varía dependiendo de la salud y la edad de la persona, una aproximación bastante fiel al espectro audible es de 20 a 20000 (Hz), donde reside el 100 % del sonido que el ser humano escucha. El espectro audible suele dividirse en varias capas, las frecuencias graves, medias y agudas. Estas frecuencias se encuentran en la tabla 13.

Graves	Medios	Agudos
¡250(Hz)	Entre 250 (Hz) y 2 (kHz)	Entre 2 (kHz) y 20 (kHz)

Cuadro 13: Espectro audible del ser humano

Si bien en principio para el diseño del filtro sería correcto diseñar 3 ecualizadores de bandas con frecuencias centrales dentro de los rangos dicho anteriormente, durante la siguiente sección nos propondremos realizar un análisis mas detallado de que frecuencias son mas convenientes ecualizar para lograr que una canción pueda tener cambios significativos.

31.2. Análisis del espectro de la musica

Si bien el humano escucha en un rango de frecuencias determinado, no siempre este rango resulta utilizado para la música en general. Es por esto que se tomo como referencia la canción *Bohemian Rhapsody* de la banda británica *Queen*. Para poder analizar una pieza como esta, primero que nada debemos tener en cuenta, que cualquier canción varía en el tiempo, y no es una señal constante, por lo cual, el espectro en frecuencias de la canción analizada variará en el tiempo. Esto significa que para poder ver como varía el espectro para cada instante de la canción debemos disponer de un gráfico en tres dimensiones, siendo estas la frecuencia, el tiempo y la amplitud de la onda. Estos gráficos en 3 dimensiones se los llaman comúnmente spectrogramas, uno de estos se puede observar en la Figura 79. Los spectrogramas se deben leer de la siguiente manera: El eje horizontal es el tiempo, el eje vertical son las frecuencias, y la coloración de color es la amplitud, es decir, cuanto más color se encuentre un punto en el gráfico, más amplitud tendrá la canción en esa frecuencia en ese instante de tiempo.

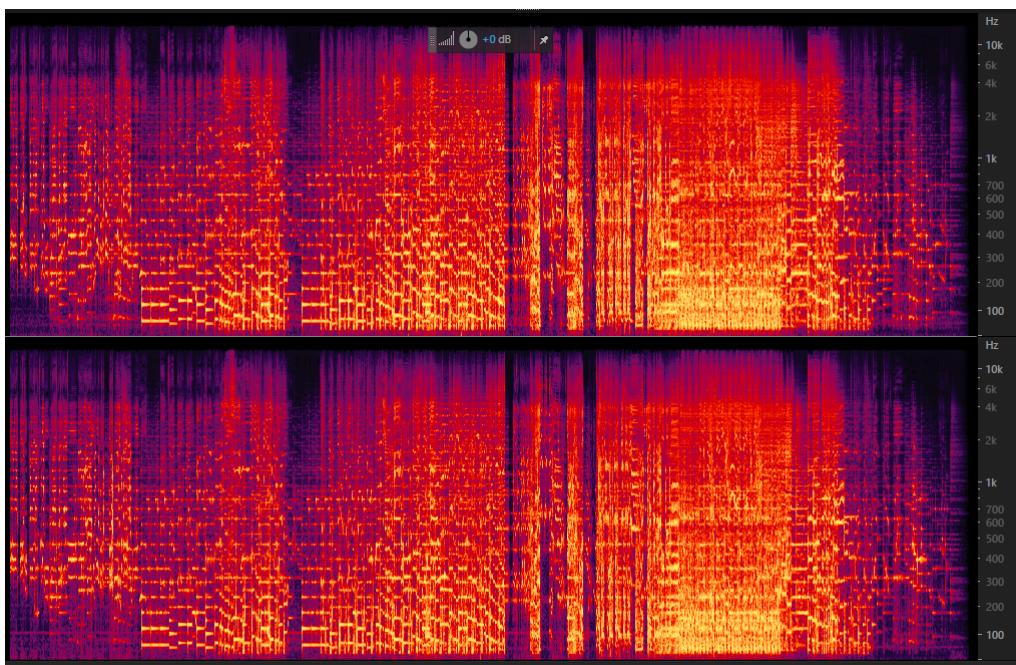


Figura 79: Espectrograma de *Bohemian Rhapsody*

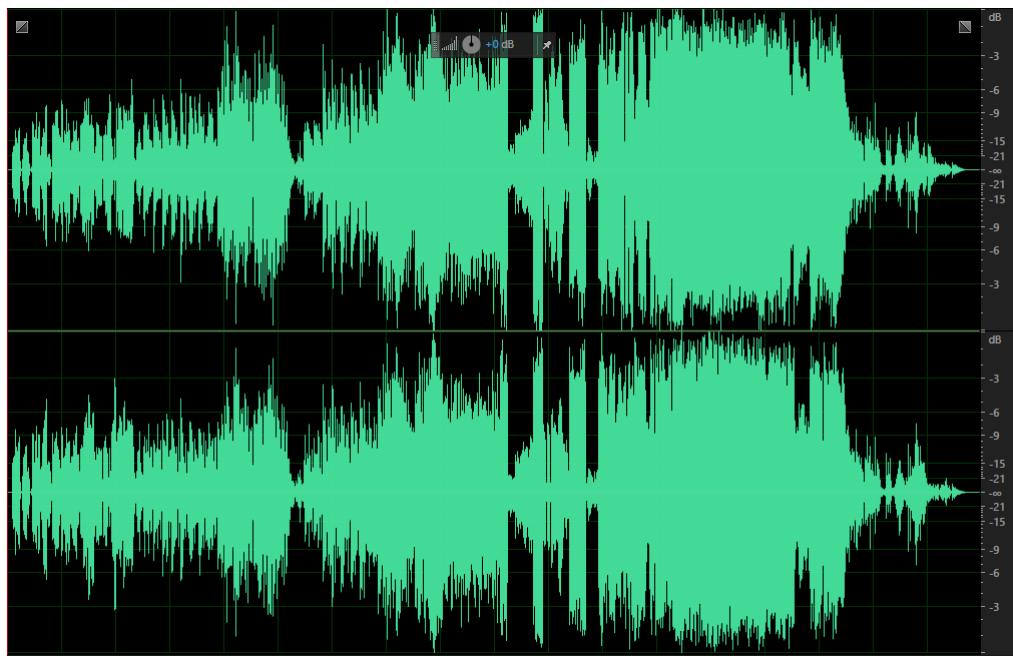


Figura 80: Vista de osciloscopio de *Bohemian Rhapsody* a lo largo de la canción entera

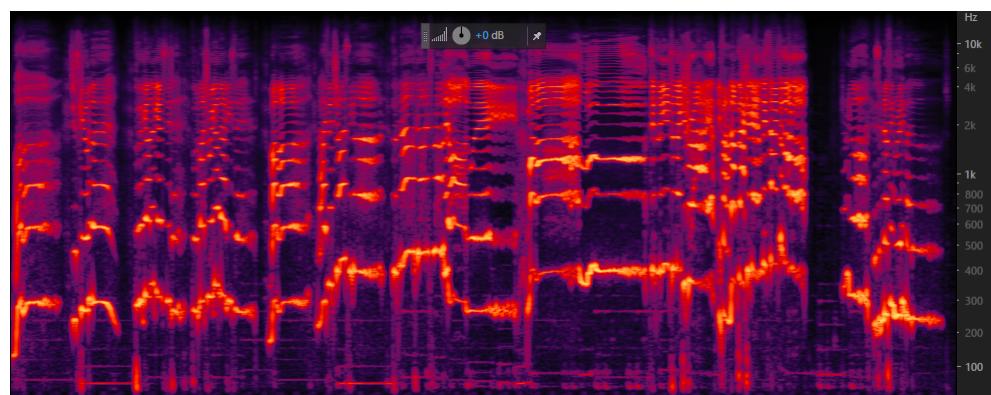


Figura 81: Espectrograma de la voz de Freddy Mercury en la primera estrofa de *Bohemian Rhapsody*

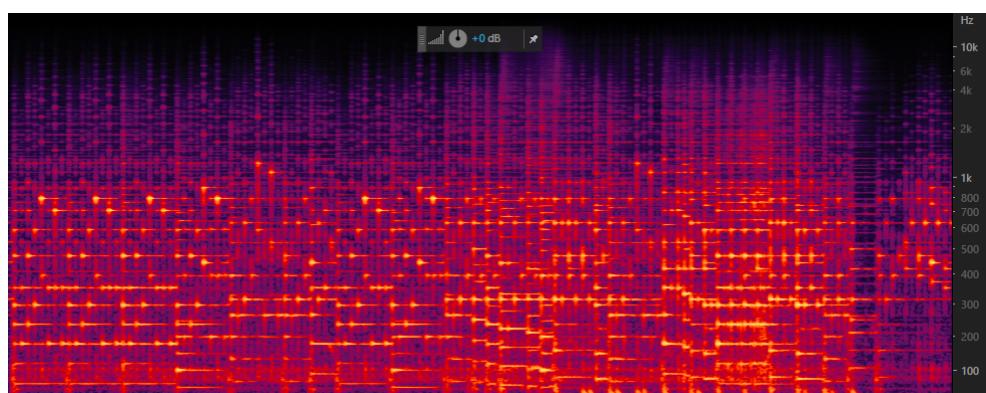


Figura 82: Espectrograma del piano en la primera estrofa *Bohemian Rhapsody*

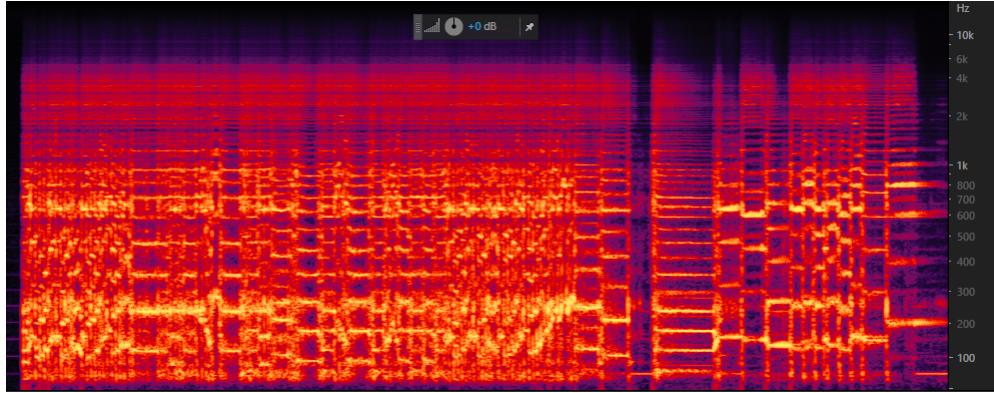


Figura 83: Espectrograma del solo de guitarra de *Bohemian Rhapsody*

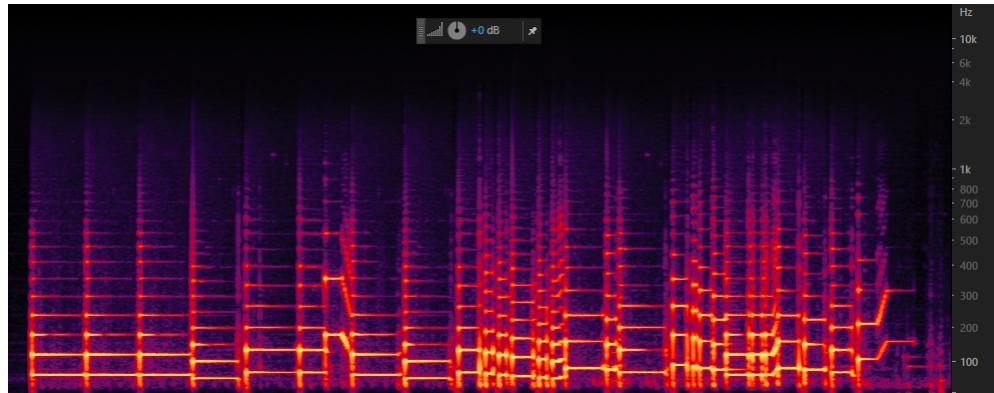


Figura 84: Espectrograma del bajo en la primera estrofa de *Bohemian Rhapsody*

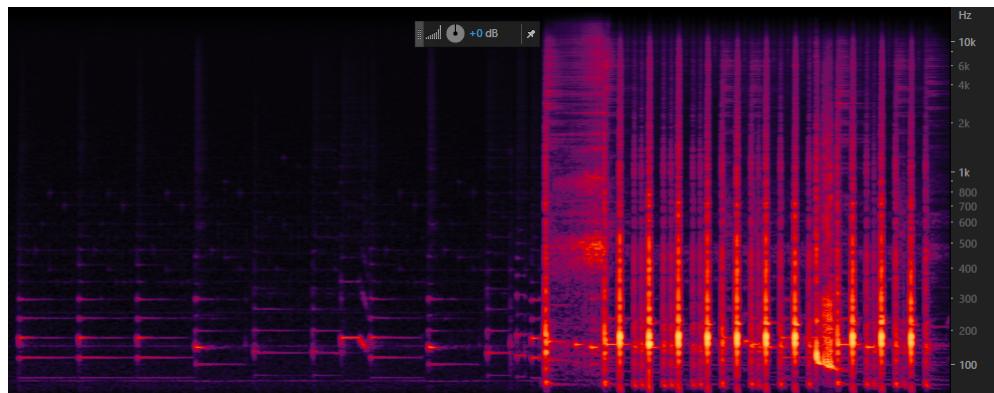


Figura 85: Espectrograma de la batería en la primera estrofa de *Bohemian Rhapsody*

Como se puede ver a simple vista de la Figura 79, la mayor parte de la canción se encuentra por debajo de 1 (kHz) y hay poca información por sobre 1(kHz). A su vez, por debajo de 200 (Hz) hay demasiada amplitud en promedio, por lo cual, podemos asumir que el intervalo entre 0 y 200 (Hz) es bastante importante. A su vez, se puede observar en las figuras 84 y 85 una alta presencia de notas graves al rededor de los 100(Hz). Aprovechando el ancho de banda del filtro explicado de la Figura 69, lo mas conveniente será elegir como frecuencia de referencia central para el primer filtro a 100(Hz) como controladora de frecuencias graves. Por otro lado, será conveniente elegir para el 2do filtro una frecuencia central entre 200 (Hz) y 1 (kHz), teniendo en cuenta las figuras 81 y 83, donde se encuentran principalmente las voces masculinas y gran parte del espectro de la guitarra, se eligió una frecuencia central de referencia de 700 (Hz). Esta frecuencia de referencia fue tomada teniendo en cuenta el espectro de frecuencias medias de la canción y el ancho de el filtro de tonos graves junto al ancho de banda del filtro de tonos medios, para poder lograr un control adecuado sobre esa banda de frecuencias, que es donde reposa la mayor parte de la pieza musical. Por ultimo, para poder controlar las frecuencias agudas, se eligió el tercer filtro con una frecuencia central de referencia de 2 (kHz), que es el ultimo intervalo donde se pueden

apreciar frecuencias significativas dentro de la canción en las figuras 79 y 82. Por lo tanto las frecuencias centrales de referencia de cada filtro serán las que se muestran en la tabla 14.

A su vez, se puede observar en la Figura 80, que las tensiones máximas de salida de la canción no supera los 0(dB), es decir, la tensión de salida del reproductor musical no supera 1(Vpp) de salida, esto es de vital importancia a la hora de definir los valores de amplificación y atenuación del ecualizador.

Frecuencia central Filtro 1	Frecuencia central Filtro 2	Frecuencia central Filtro 3
100 (Hz)	700 (Hz)	2 (kHz)

Cuadro 14: Frecuencias centrales de referencia.

Junto con esto se debe tener en cuenta la disposición logarítmica del comportamiento del filtro, por lo tanto, se buscará que las frecuencias no se encuentren muy cercanas entre sí ya que se podrían ver superpuestos los filtros. Teniendo en cuenta las frecuencias centrales de referencia y lo dicho anteriormente, se decidió utilizar frecuencias que sigan la ecuación (58).

$$f_{n+1} \approx f_n 10^1 \quad (58)$$

Por lo tanto las frecuencias utilizadas serán:

Frecuencia central Filtro 1	Frecuencia central Filtro 2	Frecuencia central Filtro 3
90 (Hz)	800 (Hz)	4 (kHz)

Cuadro 15: Frecuencias centrales propuestas

De esta manera aseguramos un control sobre las 3 bandas de frecuencias más importantes a lo largo de la pieza musical, teniendo en cuenta el espectrograma de cada instrumento y voz, y considerando los rangos de movimientos de cada uno.

31.3. Elección de la ganancia de los filtros

Teniendo en cuenta que la salida de un *Line-Out* de un dispositivo de audio de consumo general tiene valores nominales de tensiones de entre 0.3 a 2 Volts aproximadamente, se elige una ganancia máxima y atenuación máxima de 6 (dB), esto es porque no se quiere llegar a la saturación del amplificador operacional, y porque no se quiere superar por mucho los valores nominales de los dispositivos electrónicos. Utilizando los intervalos dado por las ecuaciones (55) y (56), y la ecuación (54), tenemos que, para cada filtro los valores de los componentes serán los que se especifican en la tabla 16.

Filtro	R_1	R_2	R_3	C_1	C_2	f_0
1	510Ω	$10\text{ k}\Omega$	$100\text{ k}\Omega$	820 nF	82 nF	90 (Hz)
2	510Ω	$10\text{ k}\Omega$	$100\text{ k}\Omega$	150 nF	15 nF	500 (Hz)
3	510Ω	$10\text{ k}\Omega$	$100\text{ k}\Omega$	18 nF	$1,8\text{ nF}$	4.11 (kHz)

Cuadro 16: Valores de los componentes para cada filtro

31.4. Simulacion de cada filtro

Consecuentemente, se procederá a simular y observar los resultados de cada filtro por separado, verificando que cada uno se comporte como se espera.

31.4.1. Filtro para tonos graves

Como se demostró previamente, los tonos graves son los que mas potencia entregan en la mayoría de las piezas musicales, por ende, deberá ser prudente que el filtro de los tonos graves funcione adecuadamente. Si simulamos el circuito con los valores dichos en la tabla 16, obtenemos lo que se puede ver en la Figura 86.

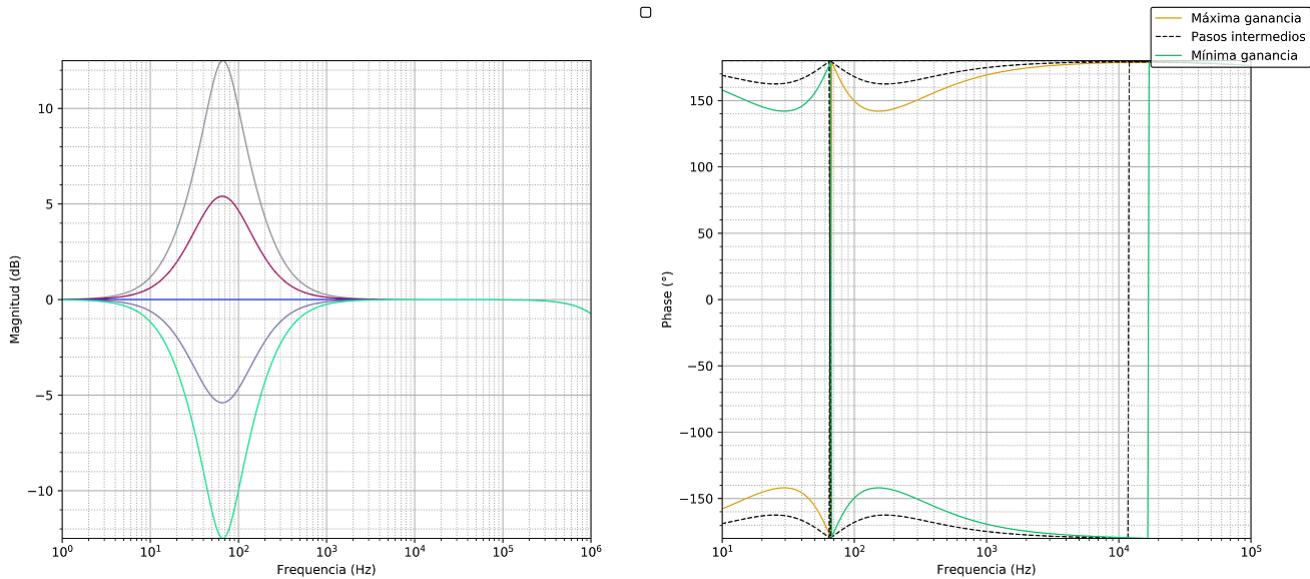


Figura 86: Transferencia del ecualizador de tonos graves

Como se puede observar, nuestro filtro se comporta como lo esperado en magnitud, sin embargo, ya se puede prever, que debido al ancho de banda del filtro, en la etapa de combinacion de filtros, estos se van a superponer.

31.4.2. Filtro para tonos medios

Por otro lado, si graficamos el modulo de la transferencia del circuito para los tonos medios, obtenemos la Figura 87.

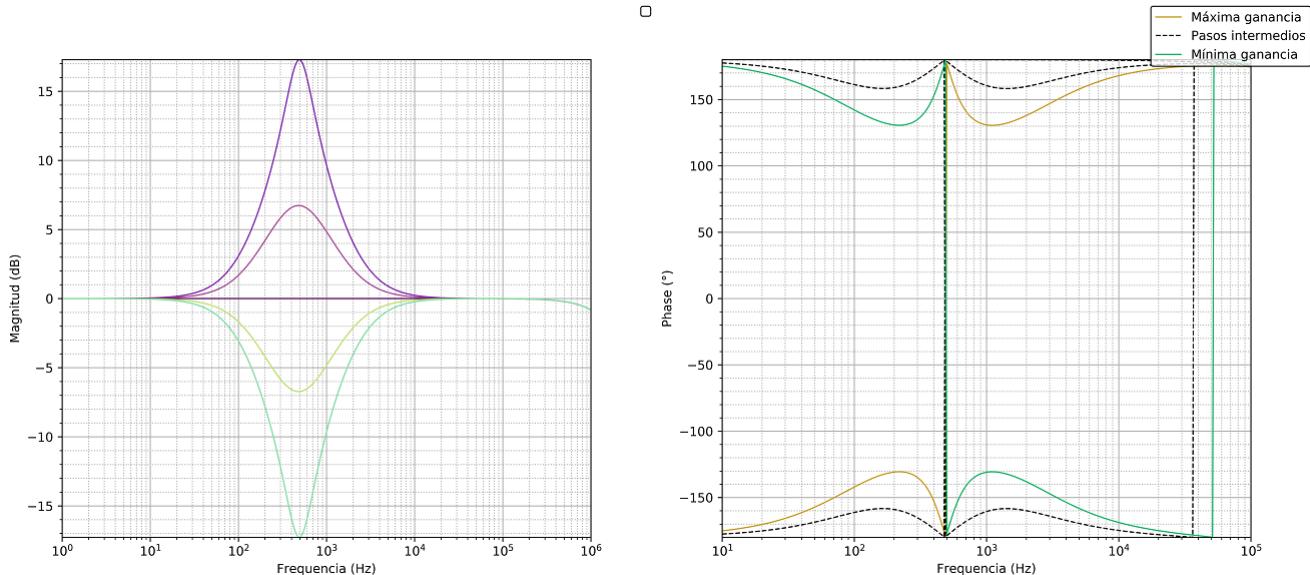


Figura 87: Transferencia del ecualizador de tonos medios

31.4.3. Filtro para tonos agudos

Por ultimo, al graficar la transferencia para el filtro de tonos agudos, se obtiene la Figura 88.

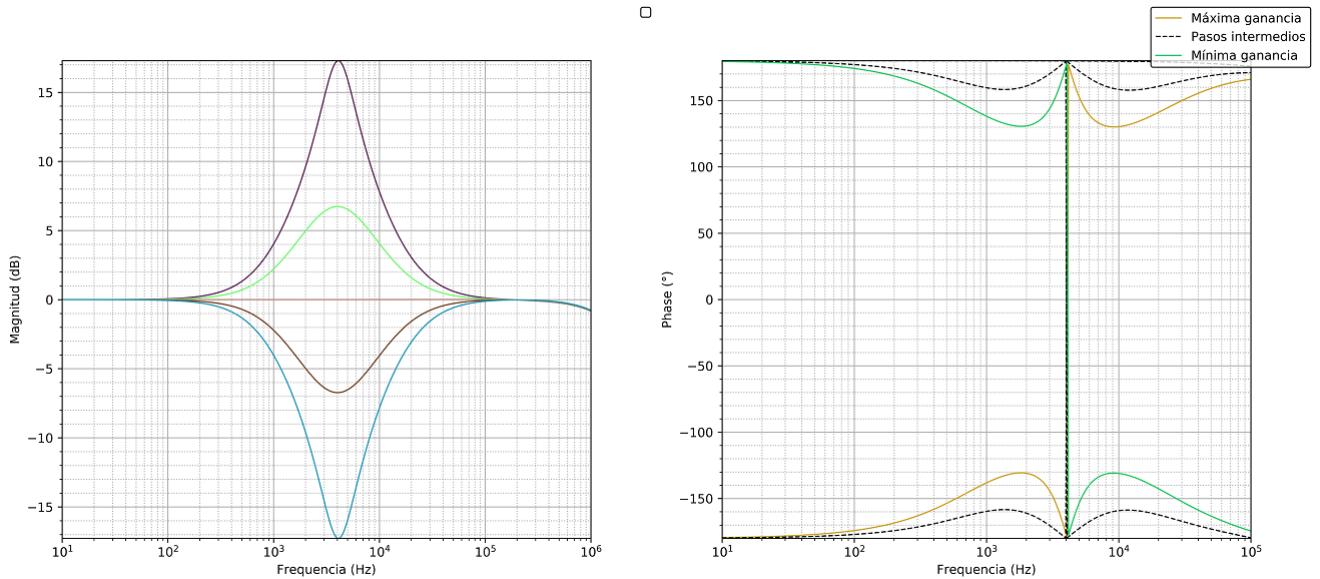


Figura 88: Transferencia del ecualizador para tonos agudos

31.4.4. Conclusión

Si bien podemos observar que los filtros se van a superponer, es inevitable que esto suceda. Esto se debe a las limitaciones del filtro propuesto, ya que el ancho de banda logrado, no es lo suficientemente pequeño como para aislarse completamente un filtro de otro. Para evitar que estas superposiciones nos afecten demasiado en nuestro circuito, se deberá tener en cuenta como se conectan entre si cada filtro para que afecten se interfieran entre sí lo menos posible. Esto sera detallado posteriormente.

31.5. Interconexión de filtros

Como es posible imaginar, los 3 filtros pueden interconectarse principalmente de 2 maneras, en paralelo o en cascada, a lo largo de esta subsección se procederá a analizar los beneficios y deficiencias de cada una de estas interconexiones, y se detallara cual es la mas conveniente a utilizar en este caso.

31.5.1. Interconexion en paralelo

Un diagrama básico de como prdría ser una interconexion en paralelo se muestra en la Figura 89.

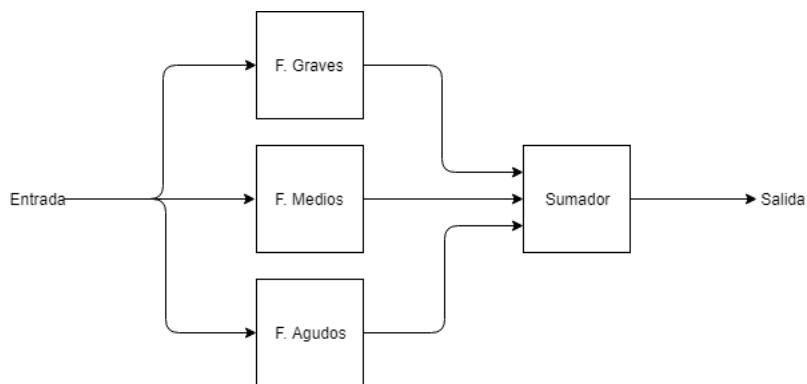


Figura 89: Diagrama de conexiones en paralelo

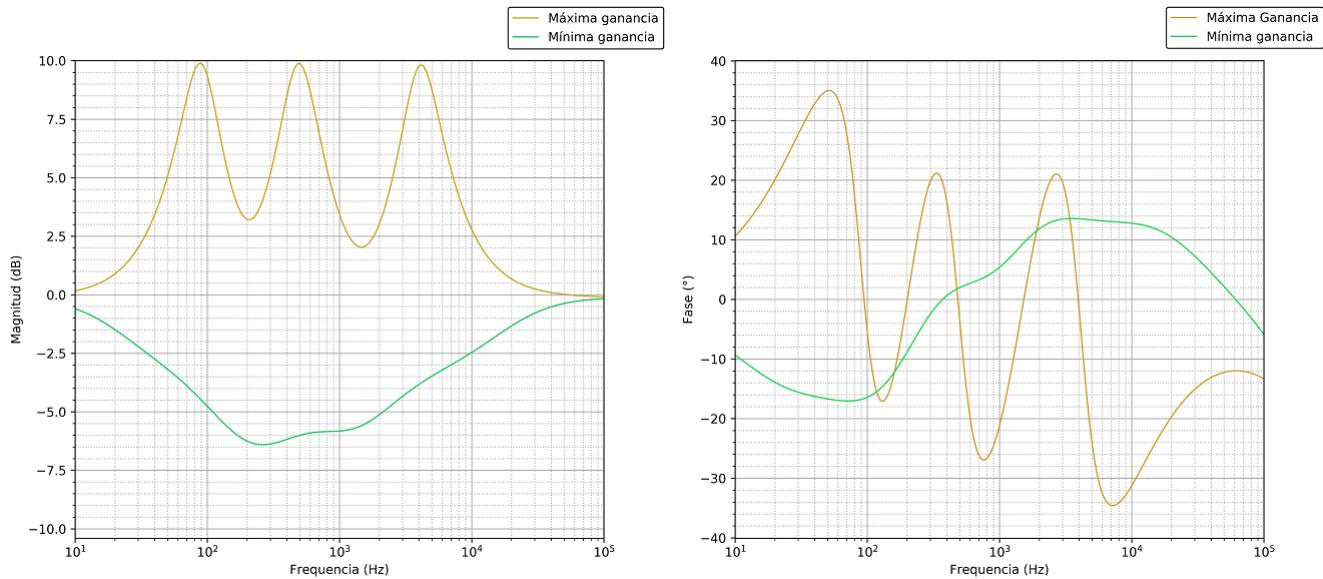


Figura 90: Simulación de interconexión en paralelo para caso de máxima y mínima ganancia

Como se puede ver en la Figuras 90, el ancho de los filtros para la máxima atenuación produce una superposición de filtros no deseada, en cambio en el caso de la máxima ganancia, el ancho de los filtros permanecen demasiado pequeños, por lo que el control sobre la banda de frecuencias intermedias no será el deseado. Sumado a esto, se debe tener en cuenta que utilizar un diagrama en cascada agrega un amplificado operacional extra para poder realizar la suma de las 3 señales, por lo cual, esto significará un costo adicional a la implementación del ecualizador de tonos.

31.5.2. Interconexión en cascada

La otra opción para conectar los filtros entre sí es la interconexión en cascada, un diagrama básico de esta conexión se muestra en la Figura 91. Al conectar los filtros de esta manera y simular la transferencia del ecualizador para la máxima y la mínima ganancia se obtienen los resultados que se observan en la Figura 92.



Figura 91: Diagrama de conexiones en cascada

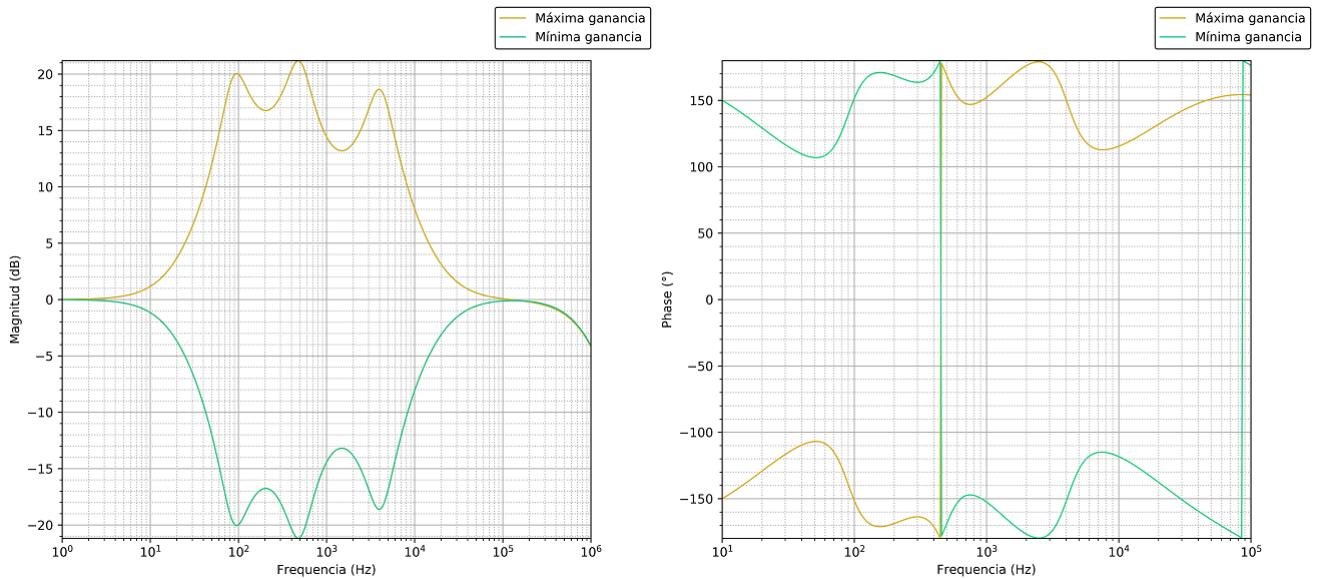


Figura 92: Simulación de interconexion en cascada para caso de máxima y mínima ganancia

Como se puede observar, la interconexión en cascada provee mas robustes frente a la variación de los anchos de banda de cada filtro, manteniendolos a fines practicos, constantes. De esta manera, el ecualizador se comportará prácticamente simétrico frente a ganancia y atenuación, y de esta manera se obtendrá mayor control sobre las bandas deseadas de la pieza musical.

31.6. Conclusión

Debido a los inconvenientes mencionado para la interconexion en paralelo, se decidió utilizar una conexión en cascada, sin embargo, es necesario aclarar que debido a la alta ganancia y atenuación (aproximadamente 20 (dB)) que posee el ecualizador, se deberán cambiar los valores de los componentes, o agregar un atenuador a la salida del ecualizador para poder controlar esta alta ganancia y que no dañe los equipos utilizados para reproducir sonido. Para lograr esto, se decidieron cambiar los componentes a los que se observan en la tabla 17.

Filtro	R_1	R_2	R_3	C_1	C_2	f_0
1	$2,5\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$100\text{ k}\Omega$	$390\text{ n}F$	$39\text{ n}F$	97.4 (Hz)
2	$2,5\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$100\text{ k}\Omega$	$68\text{ n}F$	$6,8\text{ n}F$	558,9 (Hz)
3	$2,5\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$100\text{ k}\Omega$	$10\text{ n}F$	$1\text{ n}F$	3.8 (kHz)

Cuadro 17: Componentes para cada filtro

Por lo tanto, simulando ahora el nuevo ecualizador, se puede ver en la Figuray 93, que la ganancia no supera un valor maximo razonable, por lo tanto, no dañará a nuestros equipos.

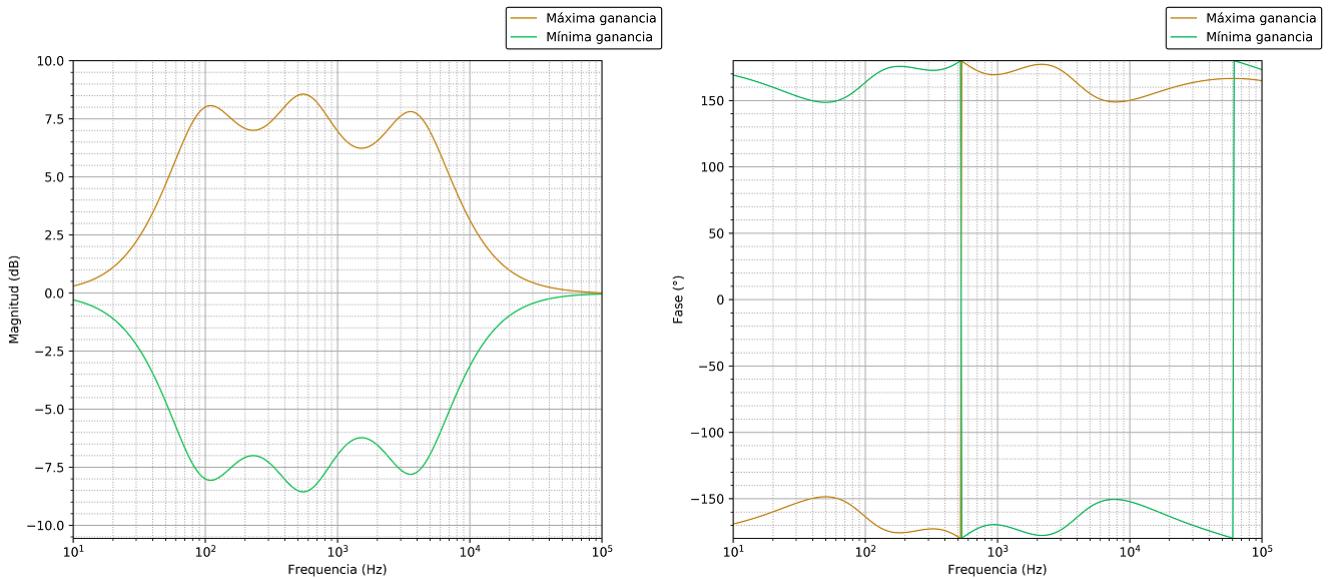


Figura 93: Simulación del ecualizador para la máxima y mínima ganancia

32. Implementación

Para la implementación del ecualizador dicho previamente, se eligió el amplificador operacional LM833, debido a su particular enfasis en la performance de equipos de audio. Segun su datasheet, cada integrado del LM833 cuenta con 2 amplificadores operacionales, por eso fue que se decidió utilizar un ecualizador de 4 bandas en lugar de uno de 3 bandas, para asi, no desperdiciar el amplificador restante. Esto significa que, a partir de ahora, nuestro circuito consistirá en 4 etapas de filtros, siendo la ultima, el filtro de alta frecuencia. Por lo tanto, los valores de los componentes finales del PCB son los descriptos en la tabla 18.

Filtro	R_1	R_2	R_3	C_1	C_2	f_0
1	$2,5\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$100\text{ k}\Omega$	390 nF	39 nF	97.4 (Hz)
2	$2,5\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$100\text{ k}\Omega$	68 nF	$6,8\text{ nF}$	558,9 (Hz)
3	$2,5\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$100\text{ k}\Omega$	10 nF	1 nF	3.8 (kHz)
4	$2,5\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$100\text{ k}\Omega$	$2,7\text{ nF}$	270 pF	14 (kHz)

Cuadro 18: Valores de los componentes para la implementación en PCB

Por lo tanto las simulaciones para la máxima y minima ganancia del ecualizador es la que se muestra en la Figura 94. Como se puede observar, si bien los filtros de frecuencias altas se superponen, esto significa un alto control sobre esas frecuencias, sumado a esto, suele ser normal que las frecuencias por arriba de 10 (kHz) molesten al oido humano sibilantes, por lo tanto, tener control sobre esas frecuencias y atenuarlas adecuadamente a gusto, es una ventaja frente a un ecualizador de 3 bandas.

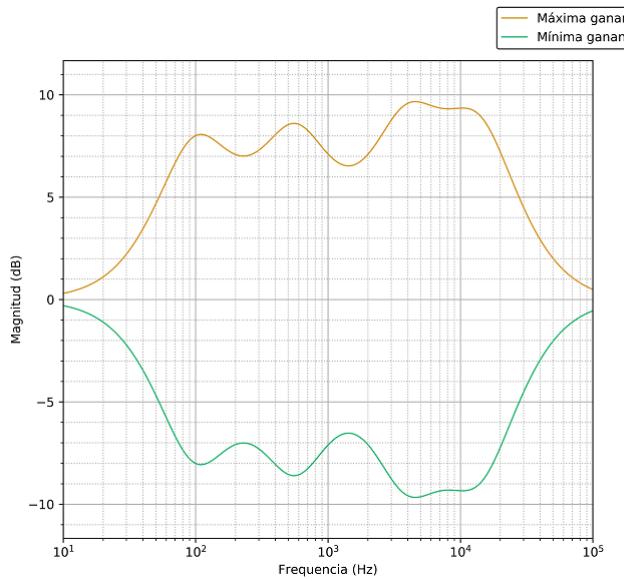


Figura 94: Magnitud de la transferencia con máxima y mínima ganancia del ecualizador

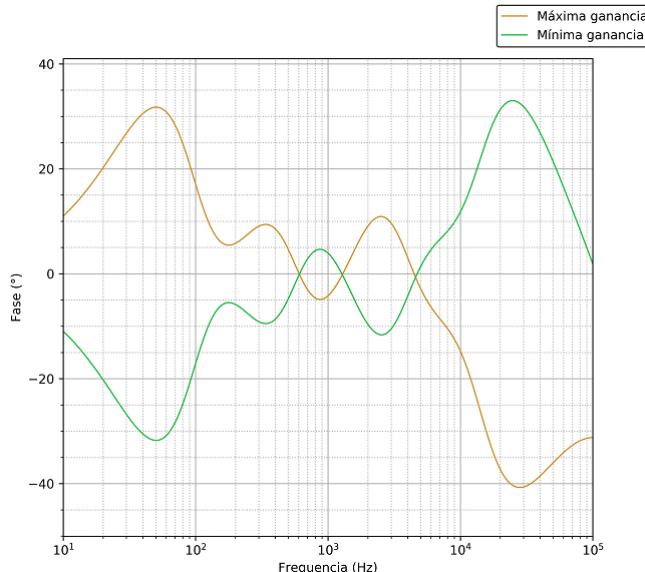


Figura 95: Fase de la transferencia con máxima y mínima ganancia

Para implementar este ecualizador se utilizó el esquemático y el PCB que se muestran en las figuras 96 y 97.

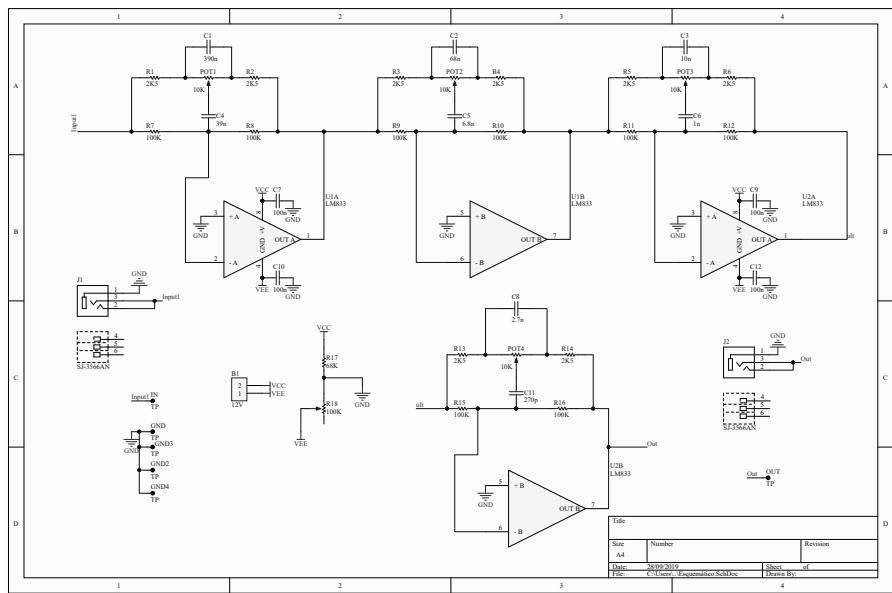


Figura 96: Esquemático

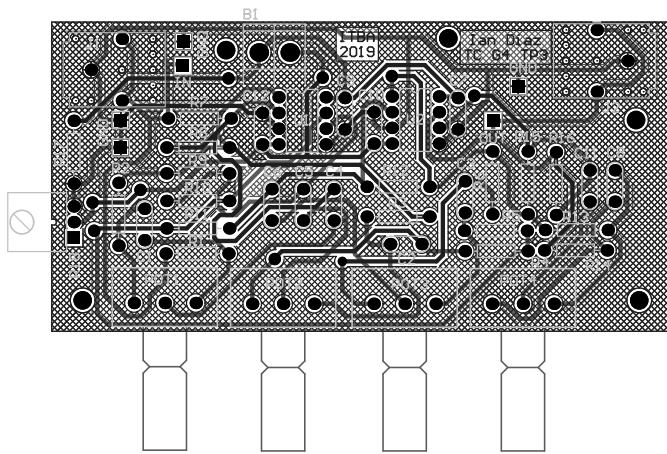


Figura 97: PCB

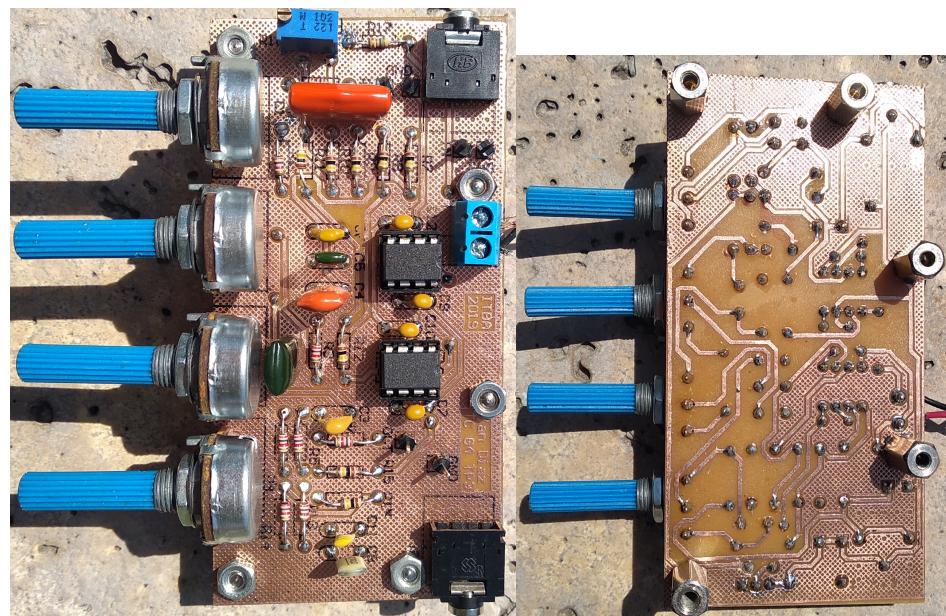


Figura 98: PCB Finalizado

32.1. Mediciones

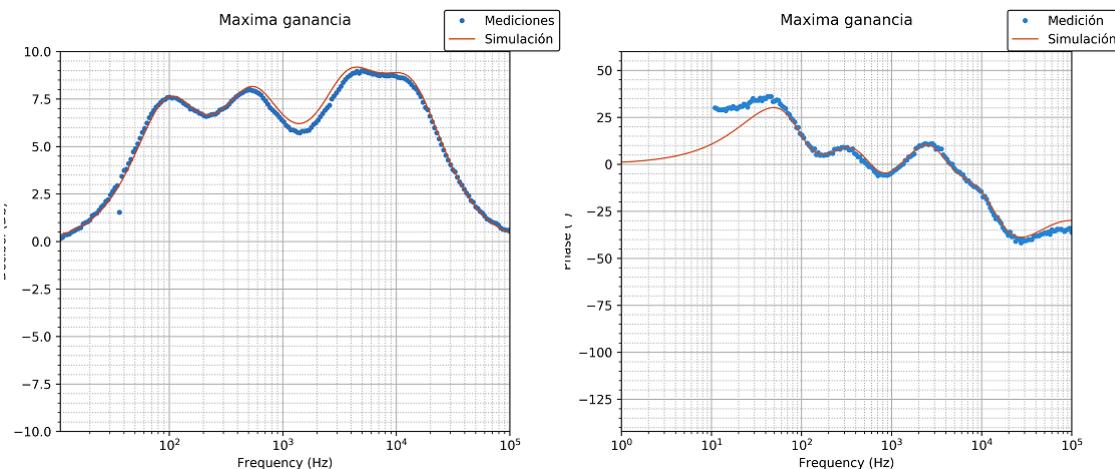


Figura 99: Máxima ganancia

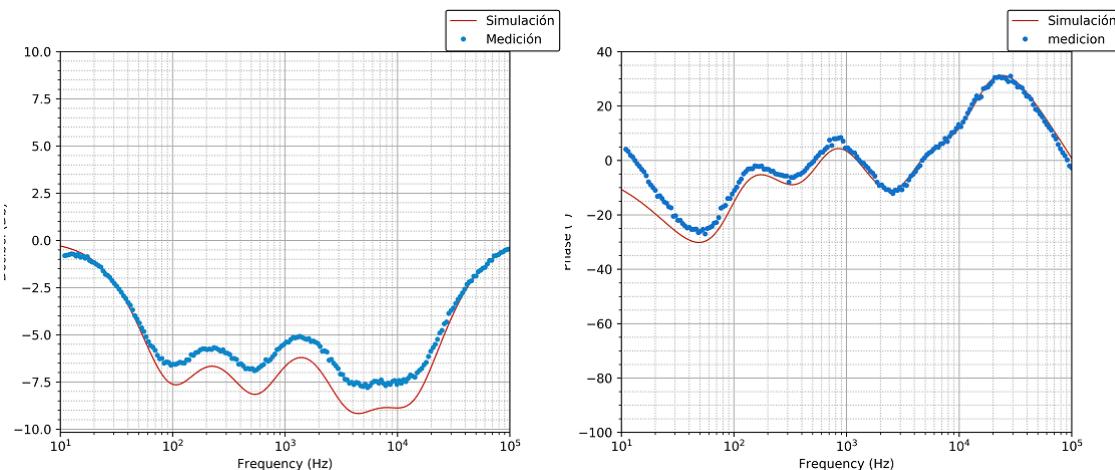


Figura 100: Mínima ganancia

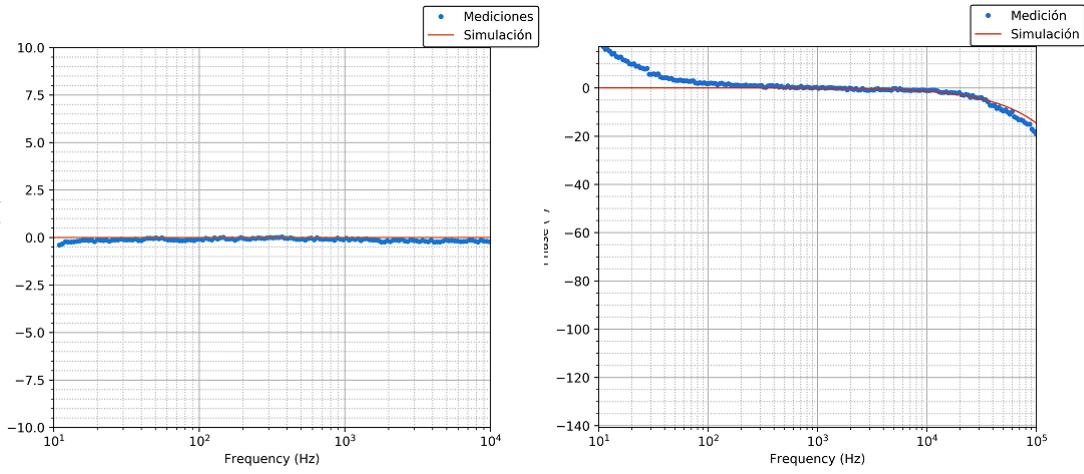


Figura 101: Sin ganancia ni atenuación

32.2. Impedancias

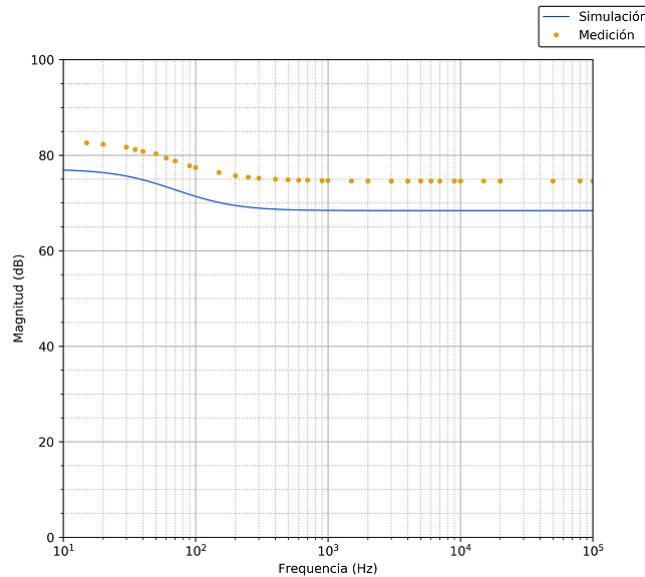


Figura 102: Impedancia de entrada al ecualizador

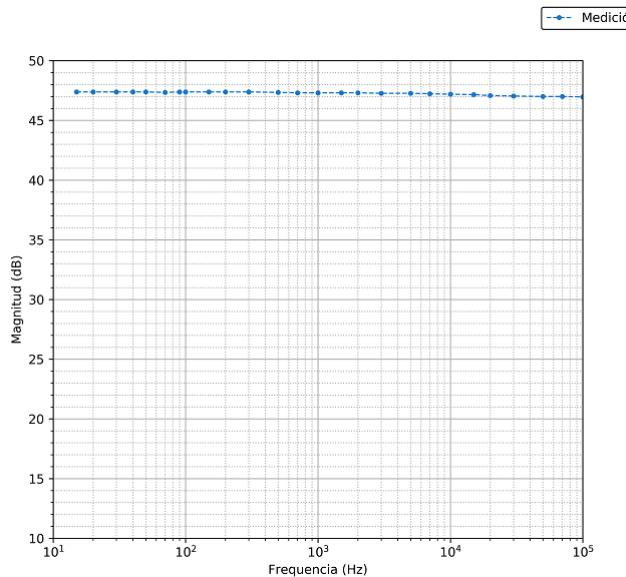


Figura 103: Impedancia de salida del ecualizador

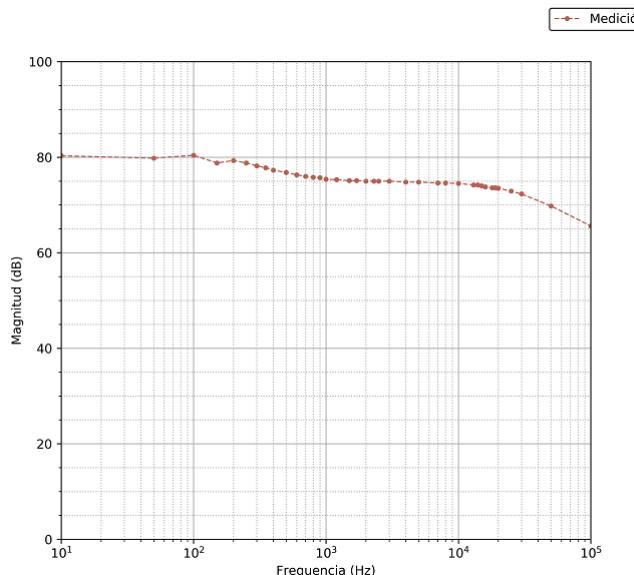


Figura 104: Impedancia de entrada a los parlantes

Como se puede ver, la diferencia entre la impedancia de salida del ecualizador y la impedancia de entrada al parlante es lo suficientemente grande (aproximadamente 20 (dB)), por lo cual, no es necesario agregar un buffer a la salida del ecualizador ya que la mayor parte de la tensión del ecualizador caerá en los parlantes.

33. Conclusión

Como se pudo observar en la figura 103, la impedancia de salida del sistema no es lo suficientemente baja, por lo tanto, si en lugar de conectar un parlante con la impedancia de entrada vista en la figura 104, se conecta un auricular convencional, que generalmente sus impedancias de entrada rondan las decenas de Ohms, se generará un divisor resistivo a la salida del sistema, lo que generará una caída en potencia entregada al parlante, por lo cual, el sonido resultante ecualizado será de menor potencia que el original. Sin embargo, esto es fácilmente solucionable simplemente inyectando un buffer a la salida del sistema. Hay 2 formas de hacerlo, soldando un integrado extra de amplificadores operacionales (lo cual requeriría un costo extra en la producción del ecualizador), o simplemente cambiando las 2 últimas bandas de tonos agudos del ecualizador, por una sola banda de un tono intermedio entre esas 2 bandas, así liberando el cuarto amplificador y se lo puede utilizar como buffer. Una última solución posible, es cambiar los componentes pasivos del sistema, de manera

tal que la amplificación (o atenuación) de cada banda sea lo suficientemente grande como para que la salida del sistema, incluyendo el divisor resistivo a la entrada de los parlantes, supere la potencia entregada inicialmente por el reproductor musical utilizado. En este ultimo caso, sin embargo, se debe considerar que el amplificador operacional no sature en el proceso de amplificación, ya que se podrían generar distorsiones a la salida, que son efectos no deseados.

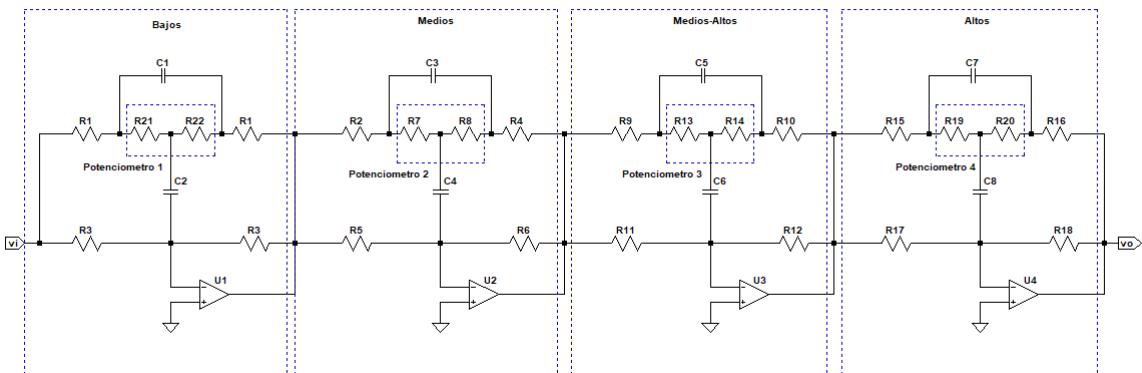
Finalmente, se concluye que siempre que se trabaje con el espectro del sonido, se debe tener especial cuidado en las bandas de ecualización que se elijan, ya que al no haber demasiado ancho de banda, los filtros elegidos pueden superponerse y crear efectos no deseados. A su vez, es necesario recalcar, que si bien con una etapa sola, podemos amplificar o atenuar una banda deseada, la fase tambien cambiara lo cual, a fines practicos, generará una pequeña distorsion a la señal de salida.

Hoja de datos de ecualizador de 4 bandas

34. Características generales

1. Entrada auxiliar jack 3.5mm estereo
2. Salida auxiliar jack 3.5mm estereo
3. Alimentación con fuente de entre 9(V) y 30(V) de tensión continua.
4. Máxima amplificación 10(dB)
5. Máxima atenuación 10(dB)

35. Circuito interno



Impedancia		
	Máxima	Mínima
Entrada	13,5($k\Omega$)	5,39($k\Omega$)
Salida	240(Ω)	220(Ω)

Frecuencias centrales	
Bajos	100(Hz)
Medios	560(Hz)
Medios-Altos	3,8(kHz)
Altos	14(kHz)

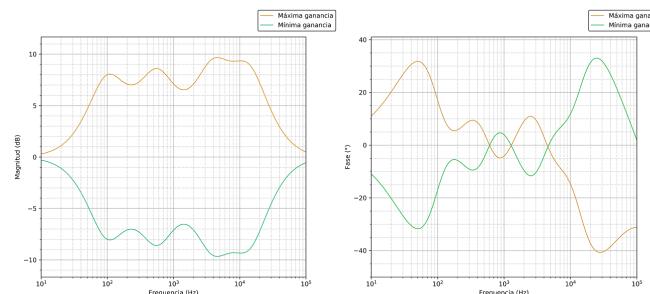


Figura 105: Ganancia y distorsión de fase

36. Consumo

Potencia	
Máx	Min
2(W)	0.1(W)

Parte VI

Medición automática de respuesta en frecuencia

37. Introducción

Se realizó un programa para la medición automática de respuesta en frecuencia. El código está escrito en Python, y para la *graphical user interface*, o interfaz de usuario (en adelante GUI) se hizo uso de las librerías de Qt, un *framework* multiplataforma orientado a objetos para la creación de interfaces gráficas.

El programa permite ajustar los parámetros para la medición y algunos parámetros de los instrumentos, además de facilitar la exportación de los datos en distintos formatos. Adicionalmente, provee una plataforma interactiva con funciones que permiten tomar más mediciones si resulta pertinente.

38. Medición de señales pequeñas o ruidosas

El programa realiza mediciones en distintos puntos de frecuencia. En cada uno de ellos, toma un mínimo de tres mediciones y realiza un cálculo de variación estándar de la muestra. Si la variación estandar resulta aceptable de acuerdo al criterio del usuario, finaliza la medición en este punto y se continúa con el siguiente. En caso de que la muestra no sea satisfactoria, se le agregan mediciones hasta que la variación estándar sea aceptable o se llegue a un máximo de 30 (predeterminado) mediciones. De esta manera, se obtienen valores más precisos para señales ruidosas.

39. Anatomía del programa

La interfaz gráfica, como se observa en la figura 106, es bastante sencilla. Se compone de tres paneles de control flotantes, inicialmente anexados a la ventana principal, donde se encuentra la figura sobre la que se grafican los resultados de las mediciones. Estos paneles pueden ser convenientemente retirados de la ventana principal para ser mostrados en ventanas individuales, aumentando el espacio disponible para la figura. Uno de los paneles, titulado *Measurement settings*, corresponde a los ajustes propios de la medición; otro, *Measurements*, permite administrar las mediciones ya tomadas y elegir qué se incluye en la figura principal, y el último, *Instrument Settings*, facilita la realización de cambios en los ajustes de los instrumentos.

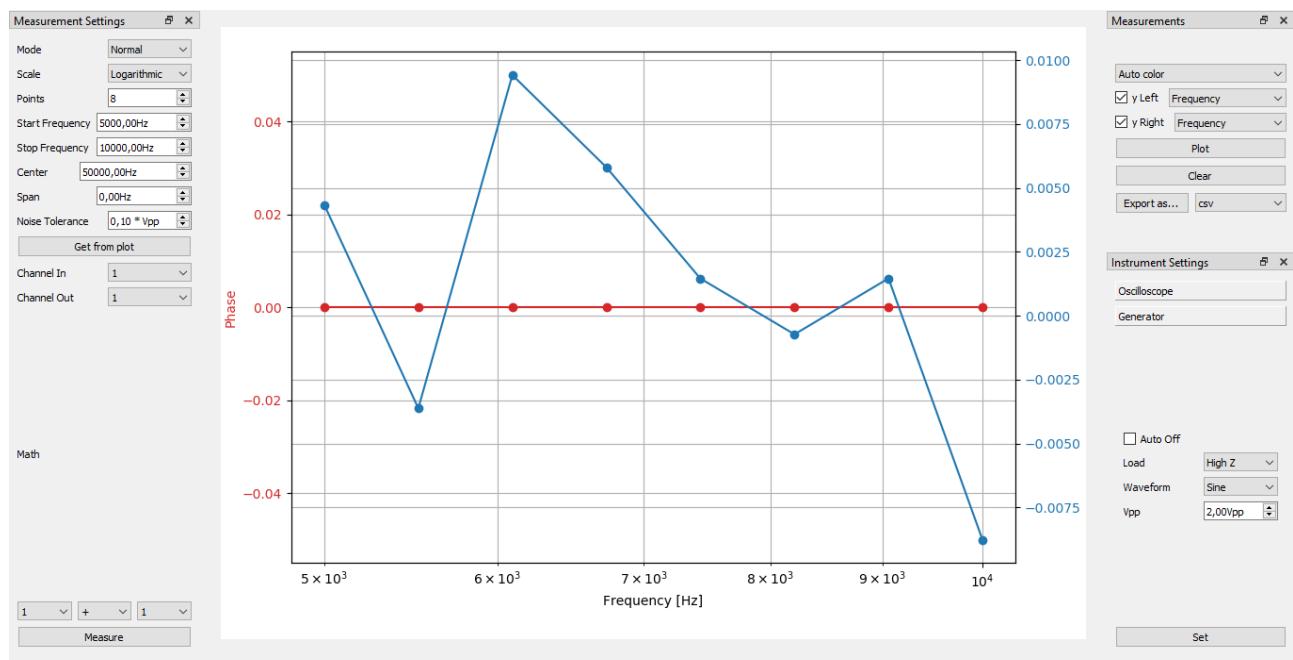


Figura 106: Ventana principal del programa

Apoyar el puntero sobre la mayoría de los elementos de la interfaz gráfica mostrará una descripción instructiva en la barra de estado del programa, facilitando el uso a usuarios que no están familiarizados con el mismo.

A continuación, se explican en detalle las funciones de cada panel.

39.1. Panel *Measurement Settings*

Este panel permite configurar la medición a realizar. Comprende las siguientes opciones:

- *Scale*: escala en la que se separan los puntos de frecuencia en los que se medirá la respuesta. Puede ser logarítmica (predeterminado) o lineal.
- *Points*: cantidad de puntos en los que se medirá la respuesta.
- *Start Frequency*: es la frecuencia de inicio del intervalo de frecuencias a medir.
- *Stop Frequency*: es la frecuencia de finalización del intervalo de frecuencias a medir.
- *Span*: es la rango del intervalo de frecuencias a medir. Si no está acompañado de *Center*, se le suma a *Start Frequency*. Si se ingresa el valor 0 (predeterminado), se usan los valores de inicio y finalización.
- *Center*: es la frecuencia central del intervalo de frecuencias a medir.
- *Noise Tolerance*: es la frecuencia de finalización del intervalo de frecuencias a medir. Este es el criterio del usuario mencionado en la sección 38. El valor puede variar entre 0.01 y 1, y representa la fracción del valor medio de la señal.
- *Get from plot*: este botón habilita la posibilidad de clic y arrastre sobre el gráfico para resaltar una zona de interés en la que se han de realizar más mediciones. Resulta particularmente útil para obtener gráficos más fieles en los puntos críticos del circuito. Estas mediciones se adicionan a las ya existentes.
- *Channel In*: es el canal del osciloscopio al que se conecta la punta que medirá la señal de entrada.
- *Channel Out*: es el canal del osciloscopio al que se conecta la punta que medirá la señal de salida. En su menú desplegable también está la opción *Math*, que permite al usuario realizar operaciones matemáticas básicas entre dos puntas de salida, a seleccionar a continuación.
- *Math*: este menú solo está en actividad cuando se selecciona la opción *Math* en el menú desplegable de *Channel Out*. Se selecciona la operación y los canales correspondientes.
- *Measure*: este botón da inicio al proceso de medición. Cabe notar que durante este proceso, la interfaz gráfica permanecerá inactiva. Al final del mismo, en caso de una medición normal, se mostrará el diagrama de Bode en la figura central, con sus respectivos trazos de fase y relación. En caso de una operación matemática, deberán seleccionarse los valores a graficar en el panel *Measurements*.

39.2. Panel *Measurements*

Este panel permite administrar los trazos en pantalla, así como eliminarlos por completo y exportarlos a distintos formatos: como CSV o al portapapeles en forma de *string* o separados por tabulaciones para su fácil pegado en hojas de cálculos.

39.3. Panel *Instrument Settings*

Este panel permite ajustar la configuración de los instrumentos durante la operación del programa. Incluye las preferencias de *acquire* y *trigger* del osciloscopio, así como la posibilidad de configurar el valor de salida del generador y su forma de onda. Además, presenta la opción de *Auto off*, que permite el apagado automático de la salida del generador cuando esta no esté en uso.

40. Dinámica sugerida de uso

Gracias a la posibilidad de obtener más puntos en mediciones posteriores y agregarlos al gráfico, se sugiere configurar la cantidad de puntos a un valor cerca de 10 y fijarlo allí. A continuación, tomar mediciones en el rango de interés, y luego explorar cada zona crítica del gráfico, agregando otras 10 mediciones donde resulte pertinente. De esta manera, se acelera mucho la toma de mediciones.

Resulta relevante notar que en bajas frecuencias (valores menores a 1000Hz), el osciloscopio tiene una base de tiempo considerable y las mediciones son mucho más lentas. Por este motivo, si no interesa al usuario realizarlas en este rango, se aconseja comenzar en valores más altos. ¡Siempre se pueden sumar nuevos puntos más tarde!

41. Instrucciones para correr el programa

Para el correcto funcionamiento del programa, se necesita instalar algunas librerías que se detallan en el archivo *requirements.txt*. Asimismo, es necesario tener instalado el software NI VISA de National Instruments, que administra la comunicación y los controladores de los instrumentos.

El programa se corre desde el archivo *guiElements.py*, presente en la carpeta *automeasurements*.