



INSTITUTO TECNOLÓGICO  
DE  
BUENOS AIRES

INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
22.01 - TEORÍA DE CIRCUITOS

---

**TRABAJO PRÁCTICO N°2**

---

*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

<b>I Filtro con GIC</b>	<b>2</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
<b>2. Transferencia del circuito</b>	<b>2</b>
2.1. Impedancia equivalente y transferencia del GIC . . . . .	2
2.2. Transferencia del filtro . . . . .	3
2.2.1. Función de $R_8$ . . . . .	5
2.3. Comportamiento de $R_6$ . . . . .	5
2.3.1. Singularidades $R_6 \rightarrow \infty, R_6 \rightarrow 0$ . . . . .	5
2.4. Análisis de sensibilidades . . . . .	5
2.4.1. Sensibilidad de $\omega_0$ . . . . .	6
2.4.2. Sensibilidad de $Q$ . . . . .	6
2.4.3. Sensibilidad de $ H(j\omega_0) $ . . . . .	6
2.5. Selección de componentes . . . . .	7
2.6. Distribución de las singularidades . . . . .	8
2.7. Amplificadores operacionales compatibles . . . . .	9
<b>3. Implementación</b>	<b>11</b>
3.1. Circuito implementado . . . . .	11
<b>4. Mediciones</b>	<b>12</b>
4.0.1. Transferencia . . . . .	12
4.0.2. Impedancia de entrada . . . . .	12
4.0.3. Error . . . . .	14
<b>5. Respuesta al escalón</b>	<b>14</b>
<b>6. Conclusiones</b>	<b>15</b>
<b>II Introducción al diseño de filtros activos</b>	<b>16</b>
<b>7. Introducción teórica del <i>Gyrator</i></b>	<b>16</b>
<b>8. <i>Gyrator</i> como inductor</b>	<b>17</b>
<b>9. Diseño de filtros activos con <i>Gyrator</i></b>	<b>20</b>
9.1. Filtro pasa altos . . . . .	21
9.1.1. Plantilla . . . . .	21
9.1.2. Funcion transferencia y circuito de segundo orden . . . . .	21
9.1.3. Circuito propuesto . . . . .	21
9.1.4. Diseño del circuito . . . . .	22
9.1.5. Simulacion y analisis lineal . . . . .	23
9.1.6. Medicion y analisis a altas frecuencias . . . . .	24
9.1.7. Conclusion . . . . .	25
9.2. Pasa Banda . . . . .	25
9.2.1. Plantilla . . . . .	25
9.2.2. Funcion transferencia y circuito de segundo orden . . . . .	25
9.2.3. Circuito propuesto . . . . .	26
9.2.4. Diseño del circuito . . . . .	26
9.2.5. Simulacion y analisis lineal . . . . .	26
9.2.6. Medicion y analisis a altas frecuencias . . . . .	28
9.2.7. Conclusion . . . . .	28
9.3. Rechaza banda . . . . .	28
9.3.1. Plantilla . . . . .	28
9.3.2. Funcion transferencia y circuito de segundo orden . . . . .	28
9.3.3. Circuito propuesto . . . . .	29
9.3.4. Diseño del circuito . . . . .	29

9.3.5. Simulacion y analisis lineal . . . . .	30
9.3.6. Medicion y analisis a altas frecuencias . . . . .	30
9.3.7. Conclusion . . . . .	31
9.4. Pasa bajos . . . . .	31
9.4.1. Plantilla . . . . .	31
9.4.2. Funcion transferencia y circuito de segundo orden . . . . .	32
9.4.3. Circuito propuesto . . . . .	32
9.4.4. Diseño del circuito . . . . .	33
9.4.5. Simulacion y analisis lineal . . . . .	33
9.4.6. Medicion y analisis a altas frecuencias . . . . .	34
9.4.7. Conclusion . . . . .	34
<b>10.Diseño PCB</b>	<b>35</b>
<b>III Amplificadores de instrumentación</b>	<b>36</b>
<b>11.Introducción</b>	<b>36</b>
11.1. Amplificador de diferencias . . . . .	36
11.2. Amplificador de instrumentación . . . . .	37
<b>12.Análisis del circuito</b>	<b>37</b>
12.1. Caso ideal . . . . .	37
12.2. Función de R5 . . . . .	38
<b>13.Implementación del circuito</b>	<b>38</b>
<b>14.Respuesta en Frecuencia</b>	<b>38</b>
14.1. Simulacion . . . . .	38
14.1.1. Montecarlo . . . . .	38
<b>15.Medición</b>	<b>40</b>
<b>16.Puente de Wheatstone</b>	<b>41</b>
16.1. Generación de señales . . . . .	41
16.2. Señales no referidas a tierra . . . . .	42
<b>17.Modificación para obtener una tensión de salida montada sobre un nivel de DC</b>	<b>42</b>
<b>IV Medidor de Presión</b>	<b>43</b>
<b>18.Diseño</b>	<b>43</b>
18.1. Sensor de Presión . . . . .	43
18.2. Amplificador de Instrumentación . . . . .	43
18.3. Selección de Componentes . . . . .	44
<b>19.Simulación</b>	<b>45</b>
<b>20.Resultados</b>	<b>45</b>
<b>21.Construcción del PCB</b>	<b>46</b>
<b>22.Método de Medición</b>	<b>48</b>
<b>23.Análisis de Resultados</b>	<b>48</b>
<b>24.Limitación de Tensión</b>	<b>49</b>
<b>25.Presión en una columna de agua</b>	<b>50</b>
25.1. Método de Medición . . . . .	50
25.2. Resultados . . . . .	50
25.3. Análisis de Resultados . . . . .	50



# 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

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

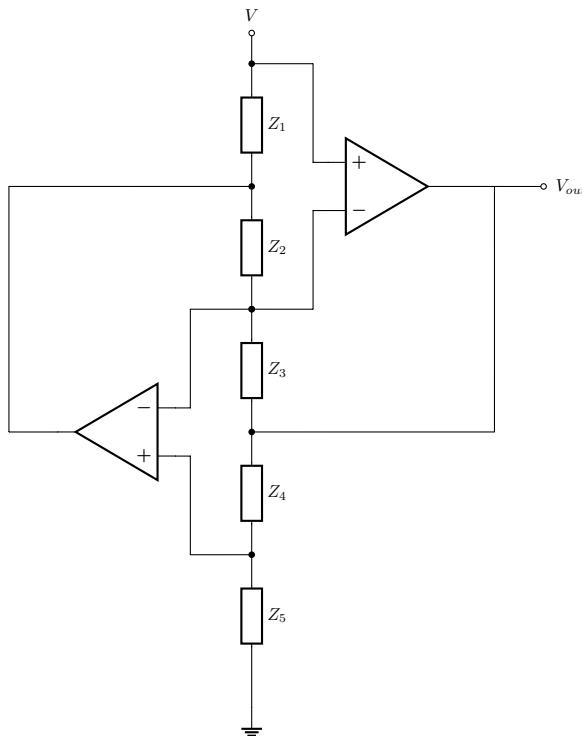


Figura 1: Circuito GIC genérico

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

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

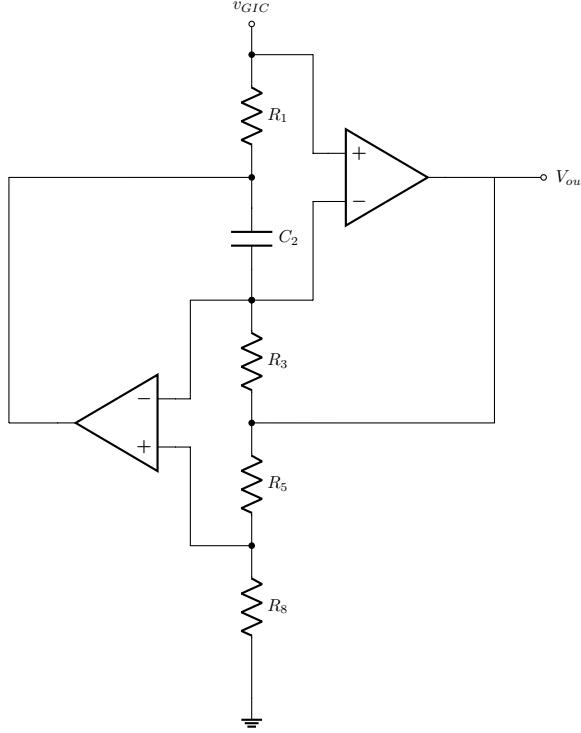


Figura 2: Circuito GIC utilizado

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  $V_{out}$

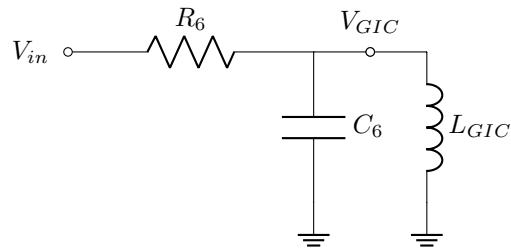


Figura 3: Filtro con inductancia equivalente

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.

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

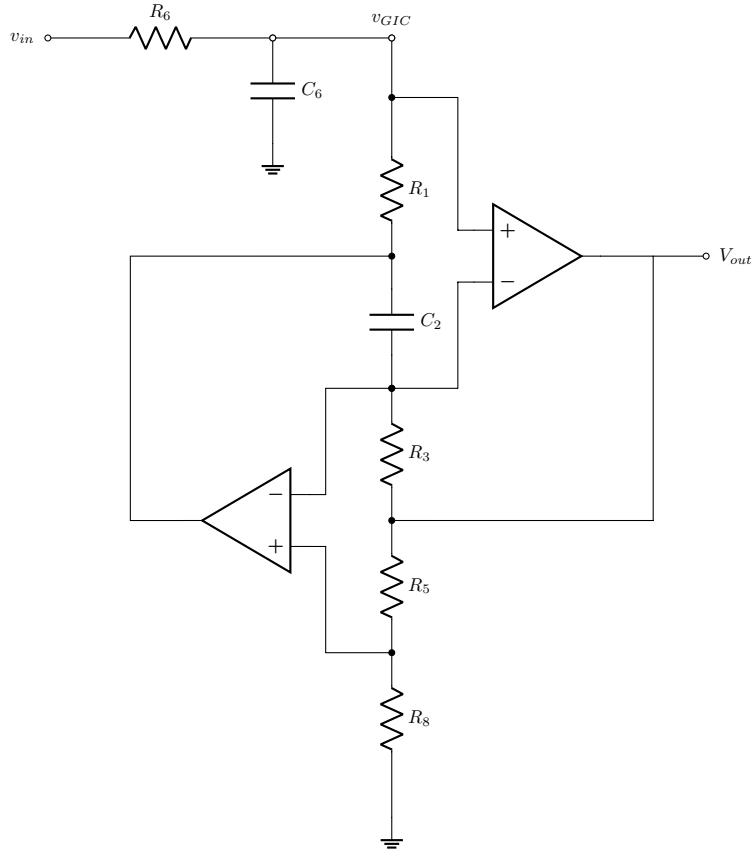


Figura 4: Circuito implementado completo

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  $\omega_0$ .  $\$_{1,2} = \pm j\omega_0$ . 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( $\omega_0$ ), 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

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

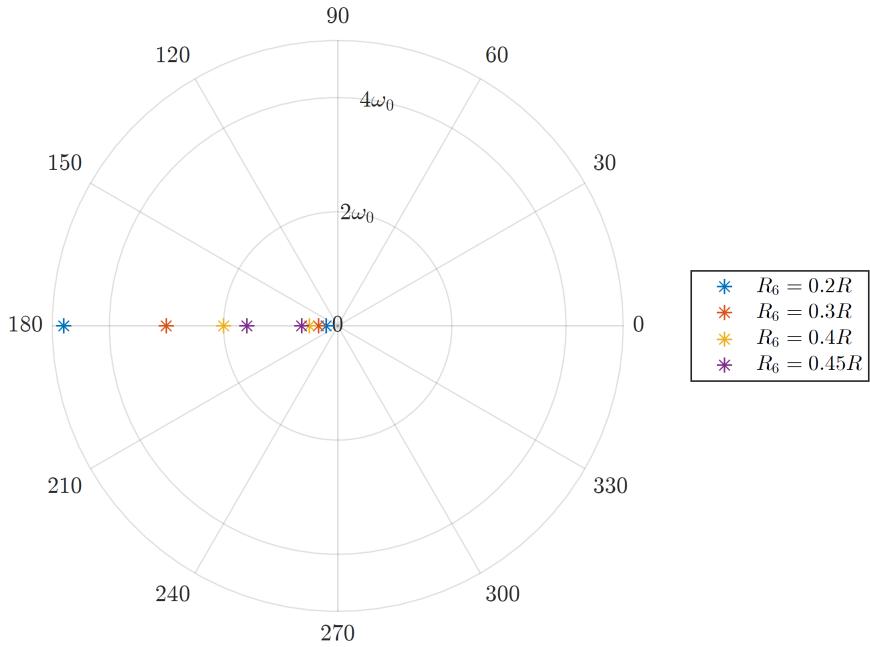


Figura 5: Distribución de polos. Dos polos reales

#### 2.4.1. Sensibilidad de $\omega_0$

La expresión de la frecuencia central  $\omega_0$  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:

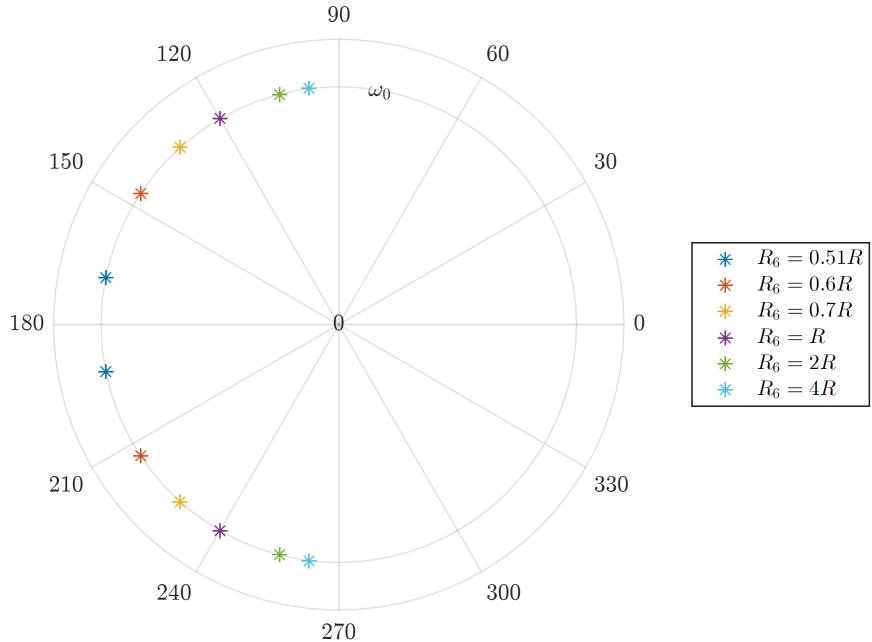


Figura 6: Distribución de polos. Polos complejos conjugados

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

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  $\omega_0$ , 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.

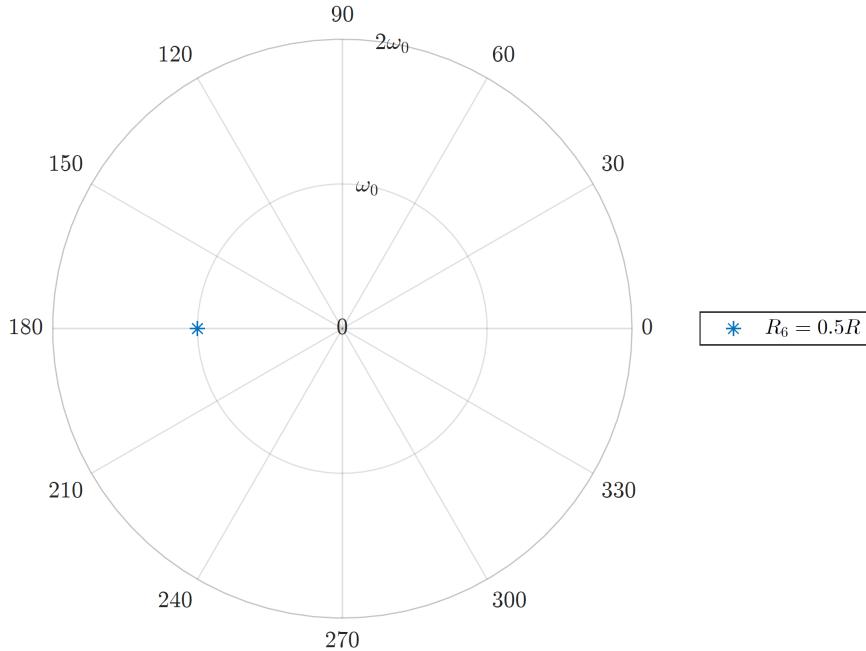


Figura 7: Distribución de polos. Polo real doble

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  $\omega_0 = 12906rad/seg$ . 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  $Q_{central} = 4$ .

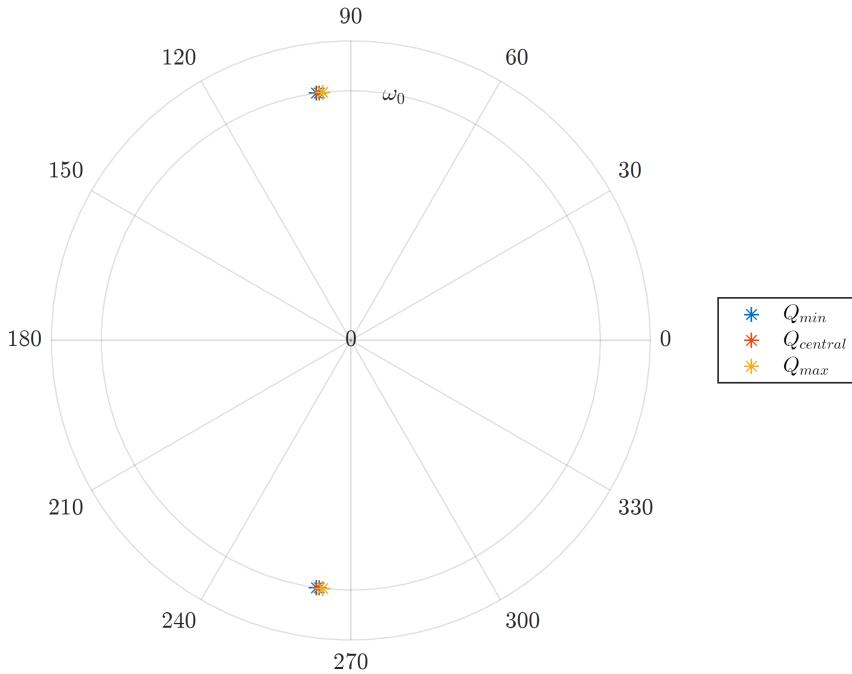


Figura 8: Dispersión de polos frente a variaciones de Q

## 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.

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

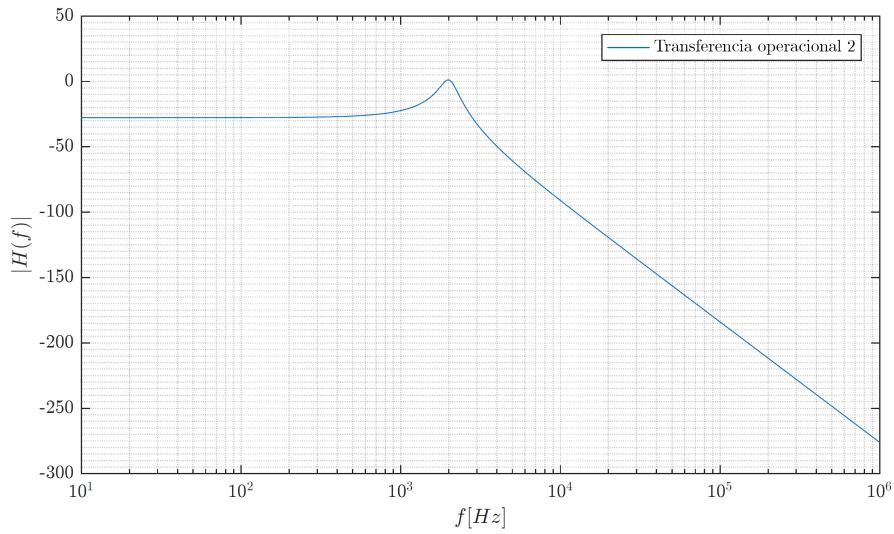


Figura 9: Transferencia en magnitud a la salida del segundo operacional del GIC

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

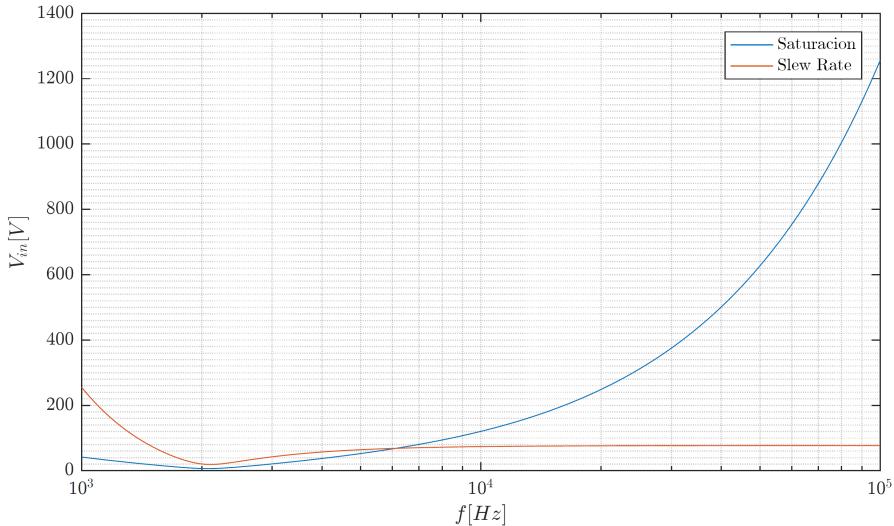


Figura 10: Máxima tensión de entrada por saturación y slew rate para LM741

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.

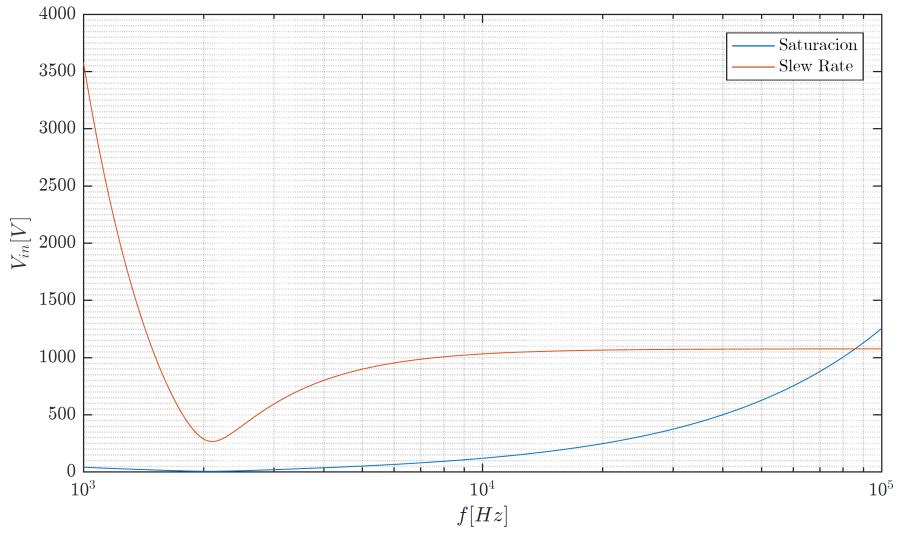


Figura 11: Maxima tensión de entrada por saturación y slew rate para LM833

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  $6 \times 10^{-5}$  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.

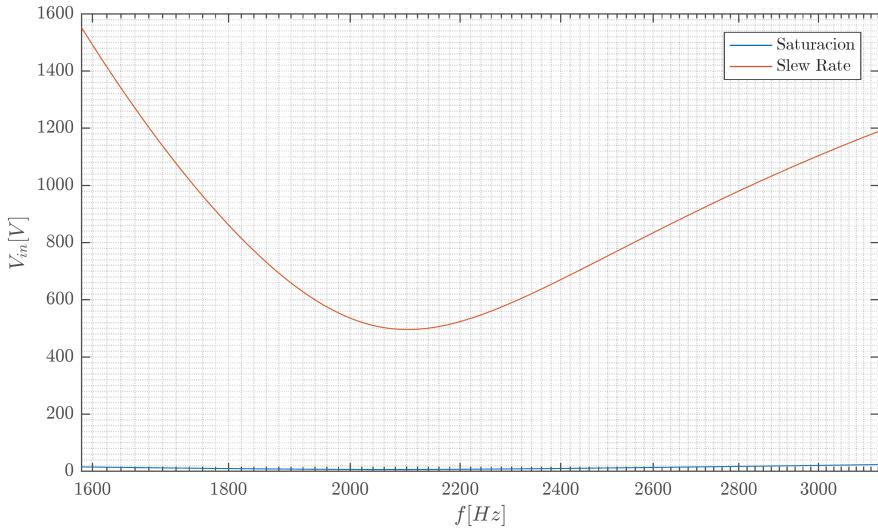


Figura 12: Maxima tensión de entrada por saturación y slew rate para TL082

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.

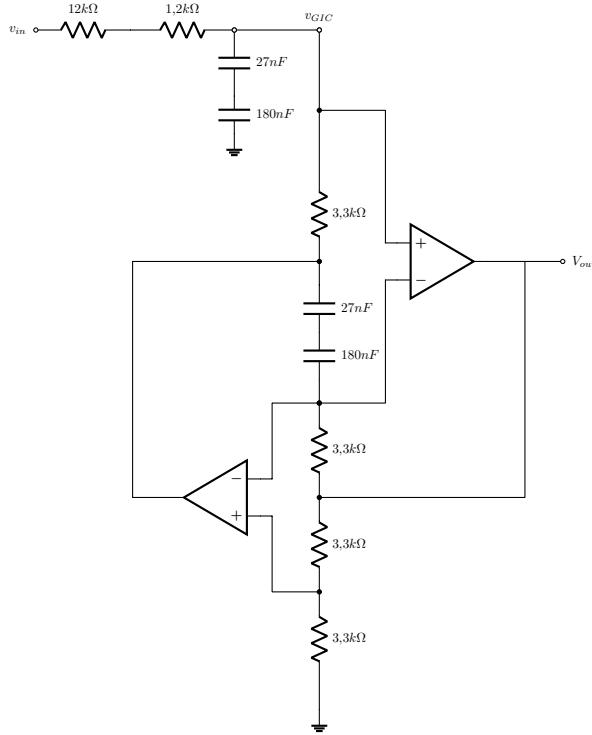


Figura 13: Circuito implementado

## 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

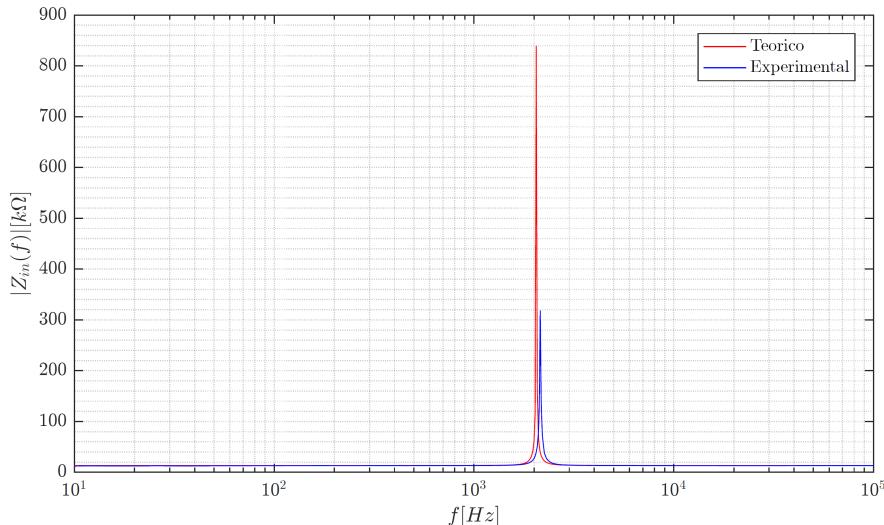


Figura 16: Magnitud de impedancia de entrada medida vs. calculada

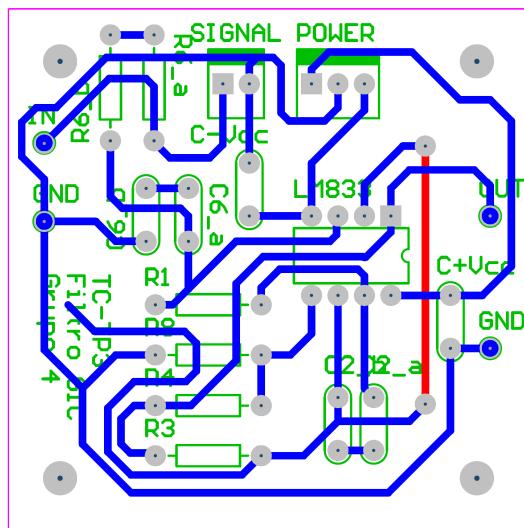


Figura 14: Diseño final del circuito impreso

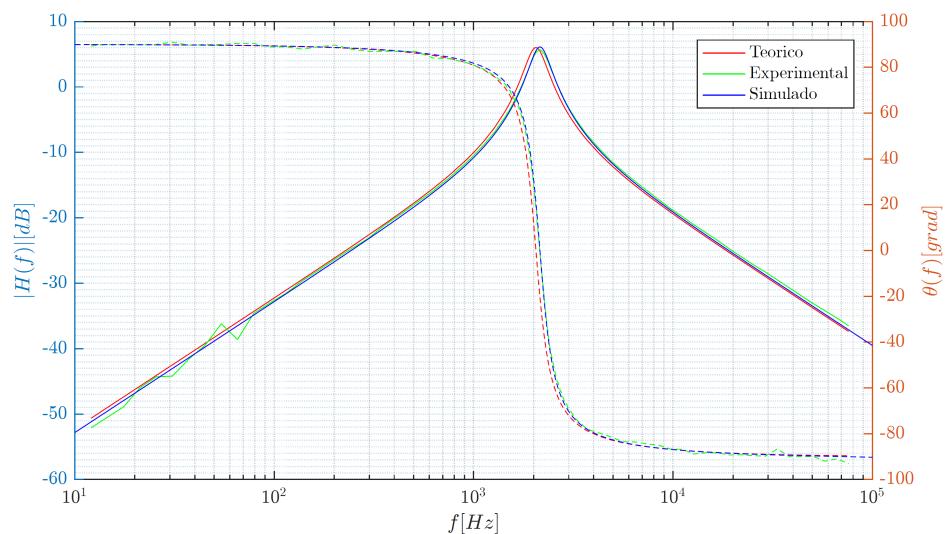


Figura 15: Diseño final del circuito impreso

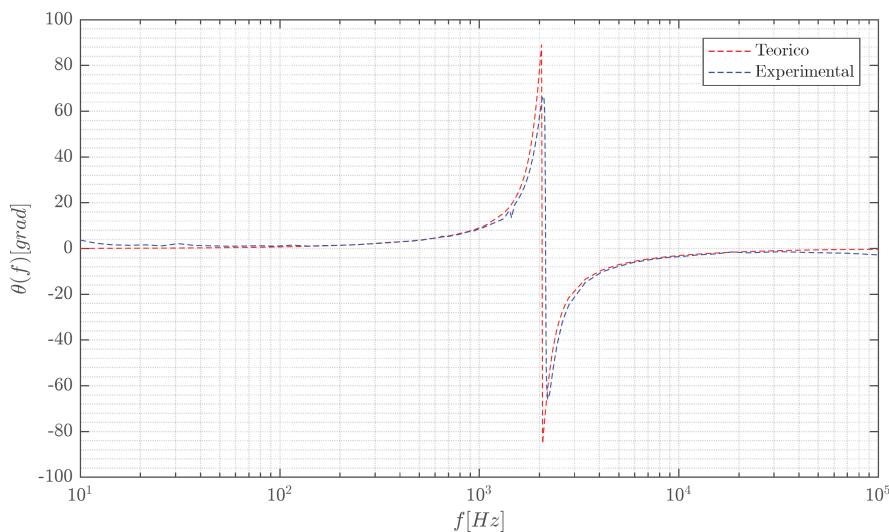


Figura 17: Fase de impedancia de entrada medida vs. calculada

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

#### 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.

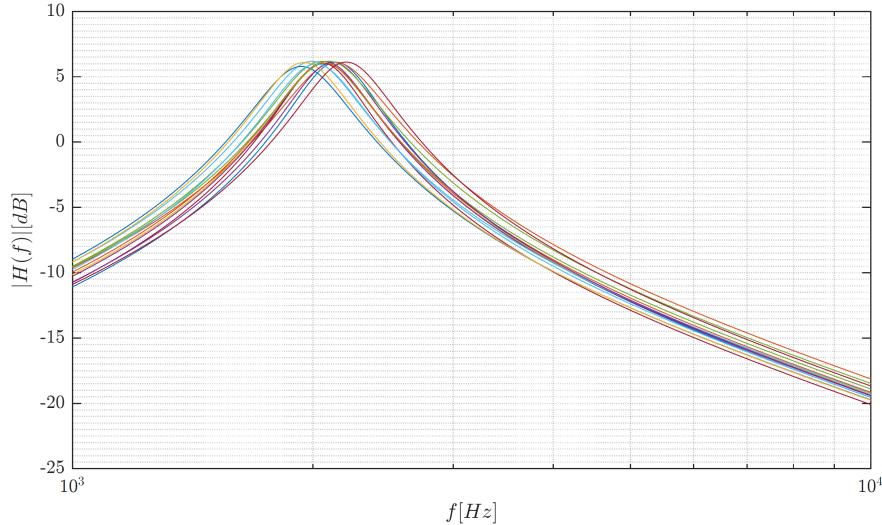


Figura 18: Análisis de Montecarlo. Transferencia en magnitud del circuito

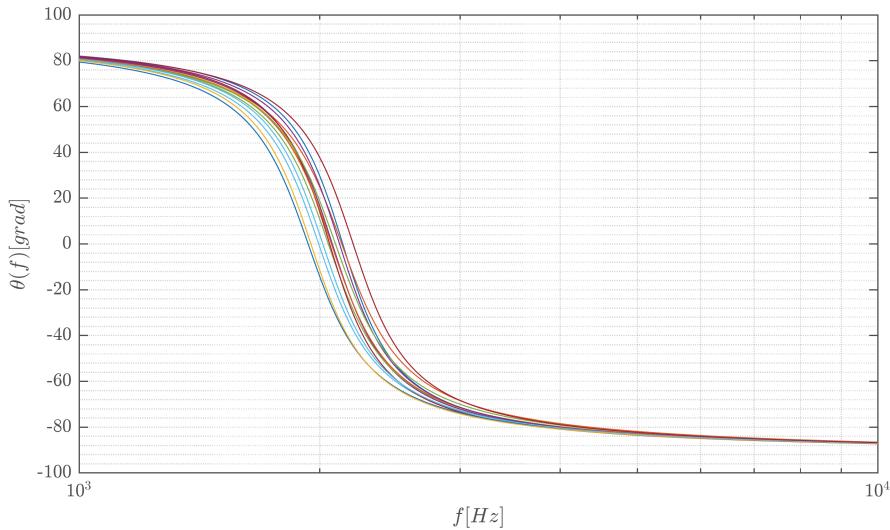


Figura 19: Análisis de Montecarlo. Transferencia de fase del circuito

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.

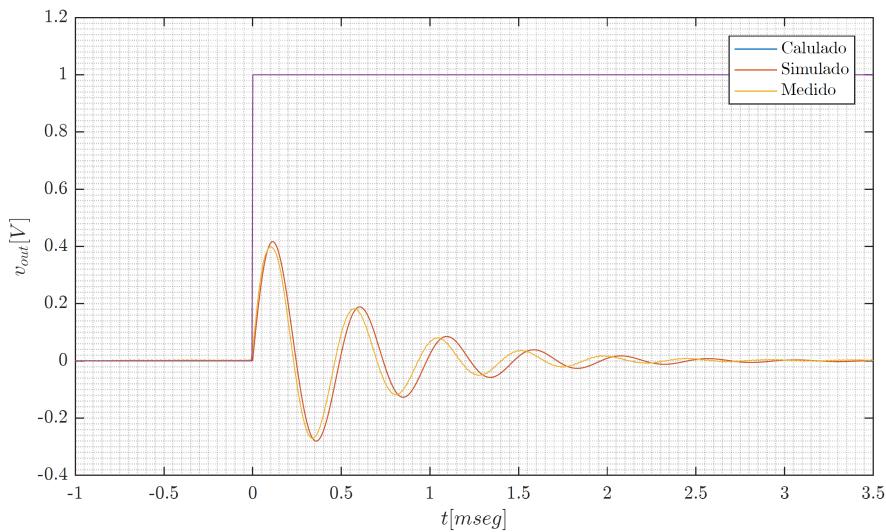


Figura 20: Respuesta al escalón calculada, simulada y medida

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.

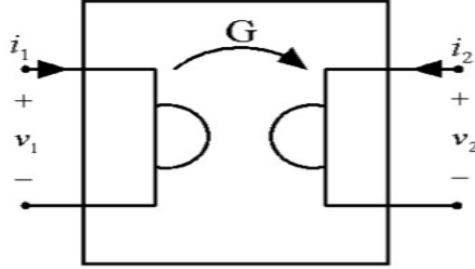


Figura 21: Símbolo del *Gyrator*

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:

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

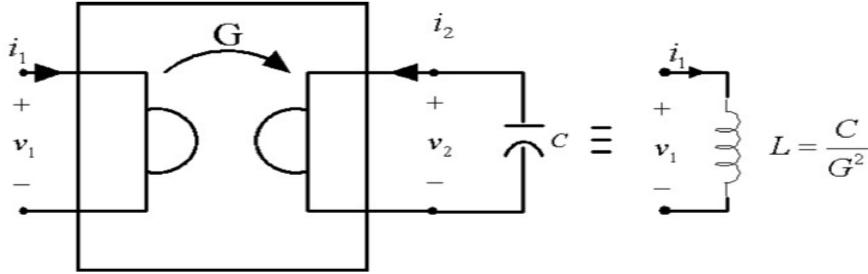


Figura 22: Propiedad de inversión de impedancia

#### 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.

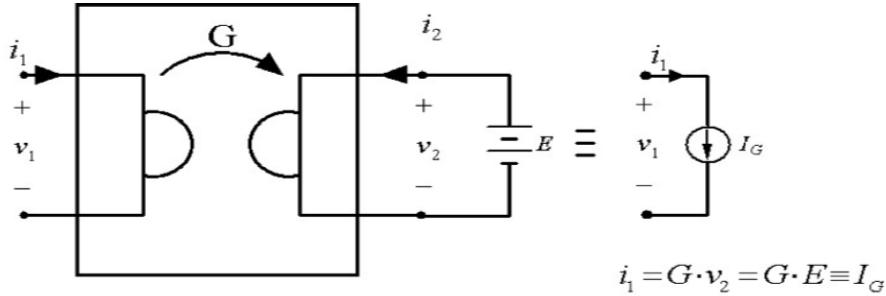


Figura 23: Propiedad de inversión corriente - voltaje

## 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*

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

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

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

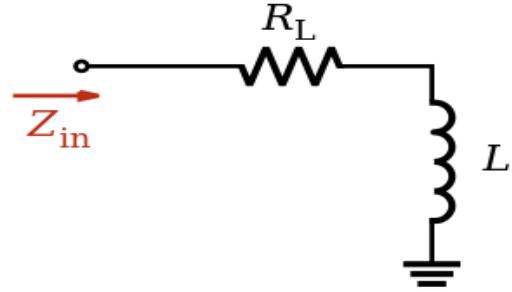


Figura 24: Modelo del inductor

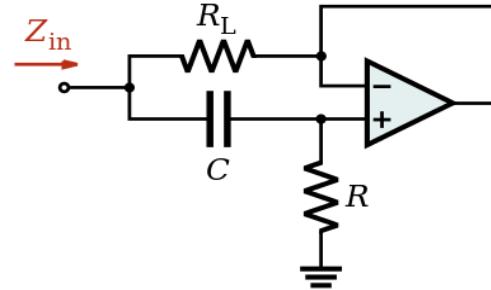


Figura 25: Gyrator equivalente a un inductor

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

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

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

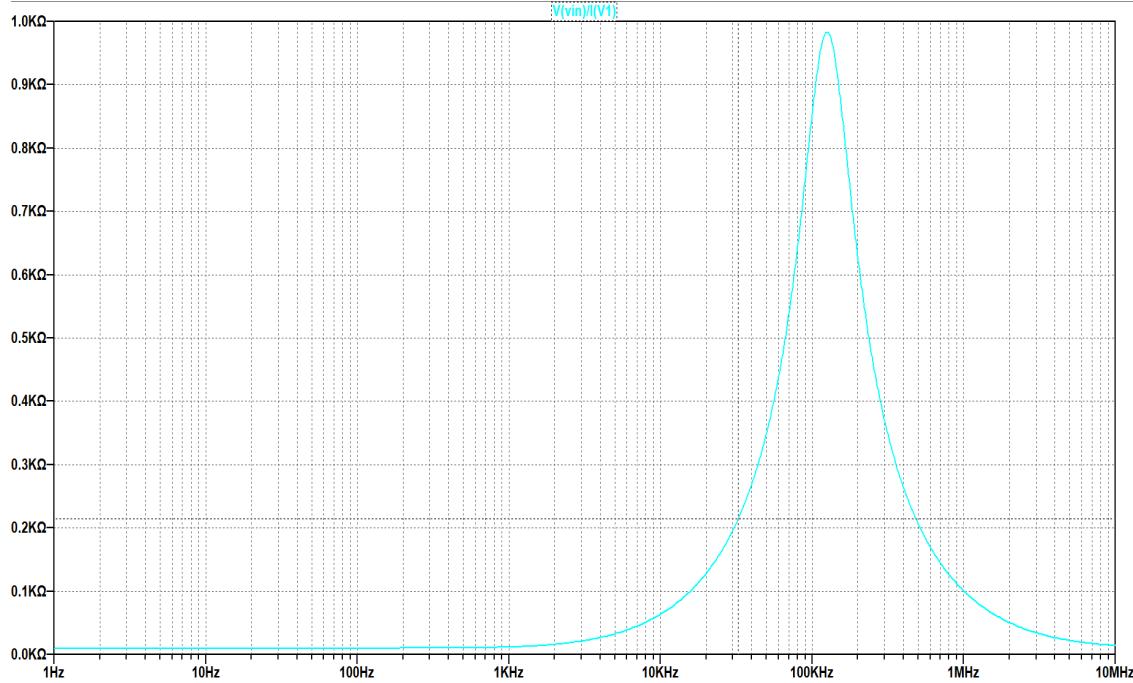


Figura 26: Simulación de *Gyrator*

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  $\Omega$ ) 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.

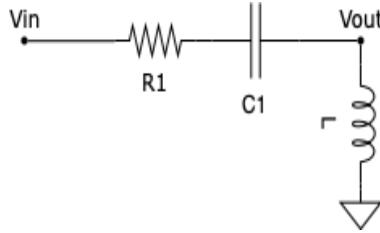


Figura 27: Pasa altos de segundo orden

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  $\omega_0$  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:

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

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

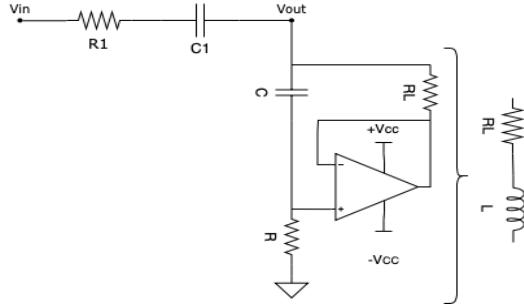


Figura 28: Circuito propuesto

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

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	$1,5k\Omega$
$R_L$	$10\Omega$
$R_1$	$150\Omega$

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.

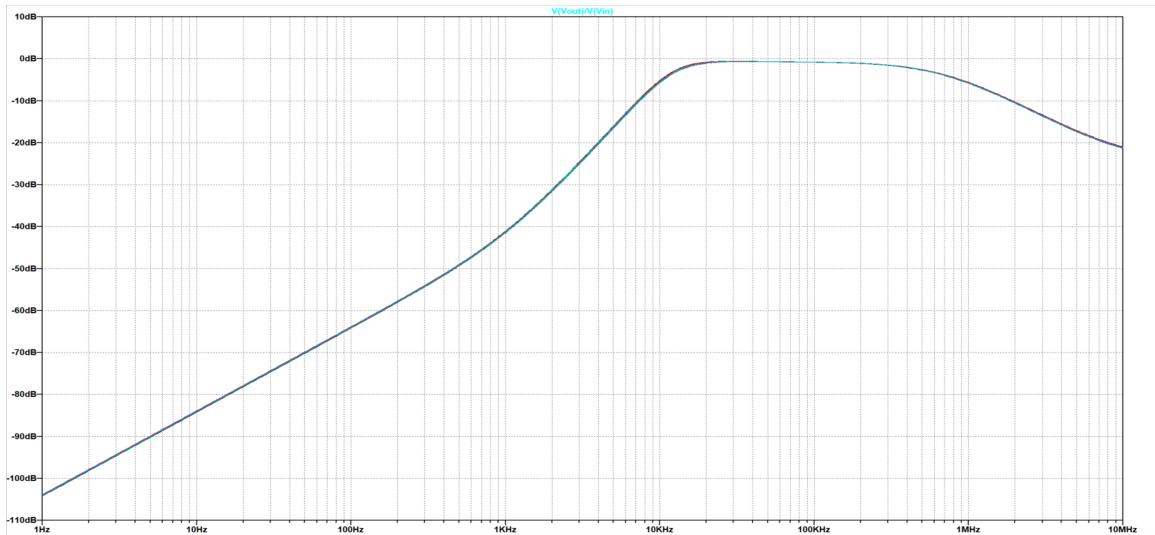


Figura 29: Simulación de montecarlo

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  $f = 195kHz$ .

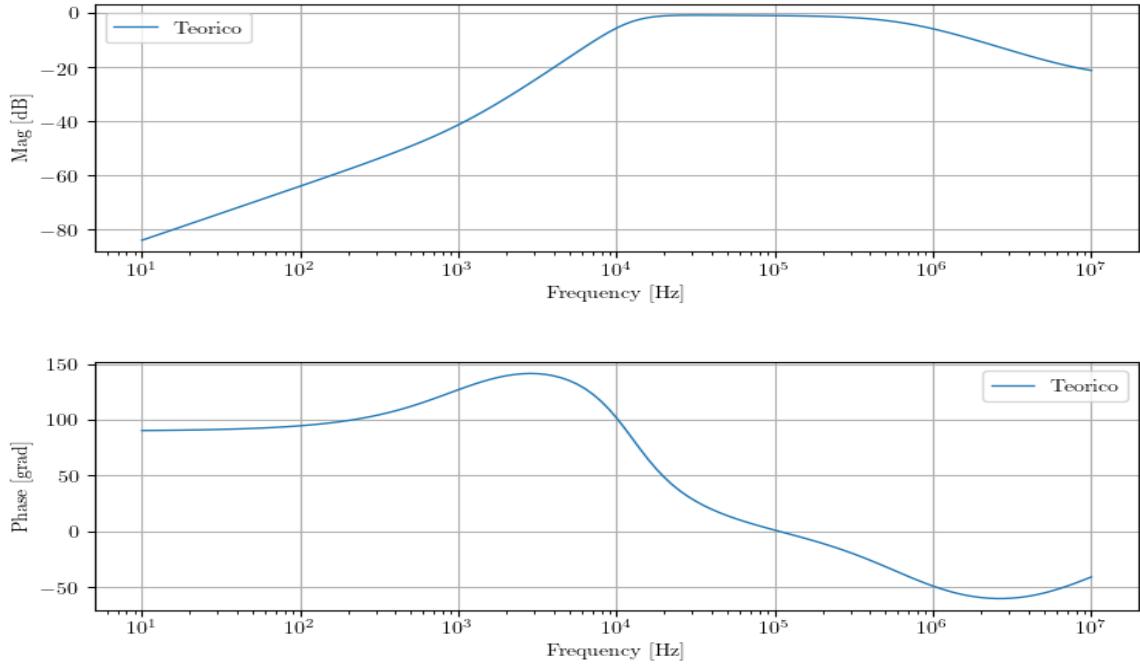


Figura 30: Simulación del circuito propuesto

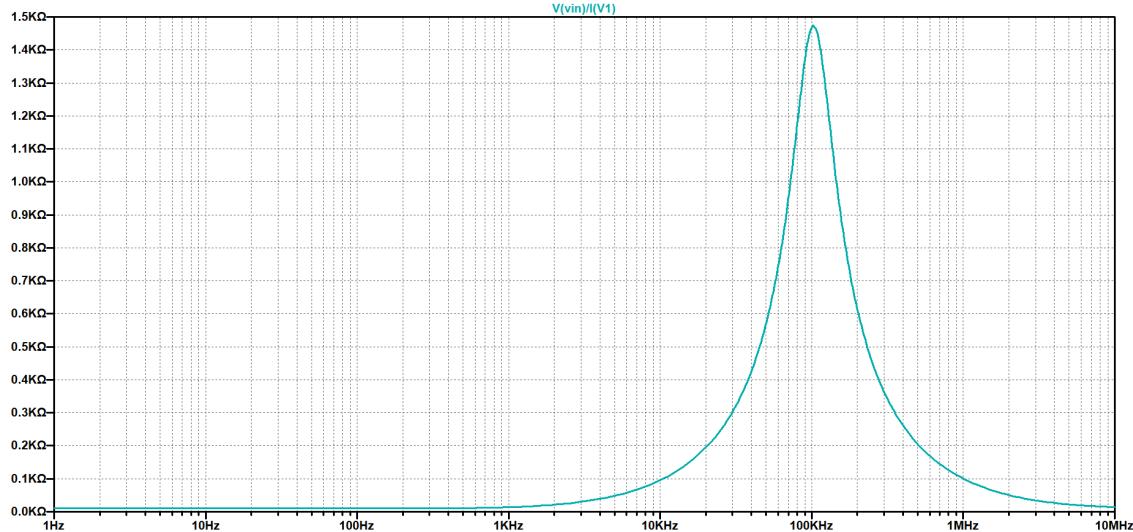


Figura 31: Simulación del *Gyrator*

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.

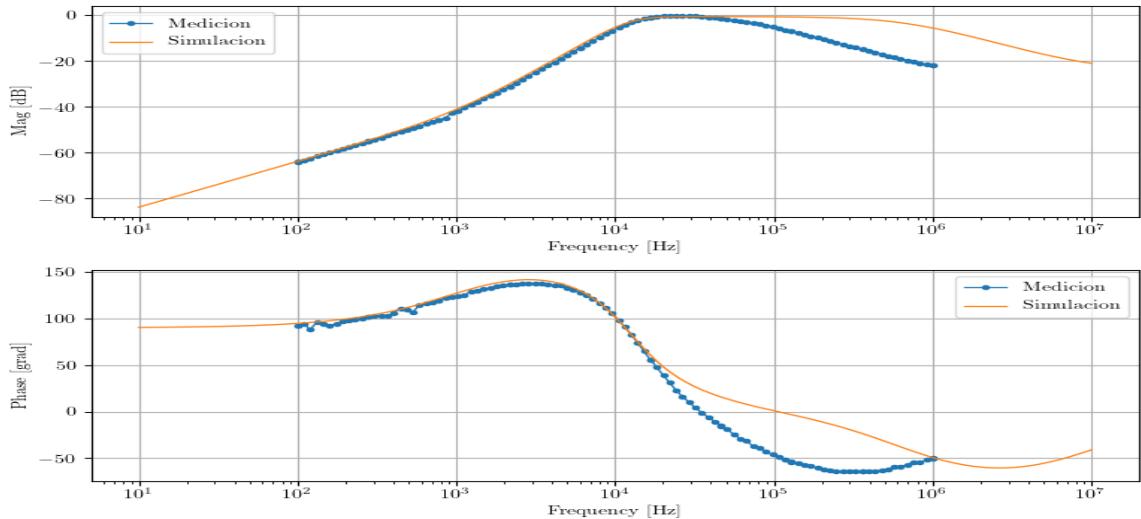


Figura 32: Medición y simulación del circuito propuesto

#### 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.

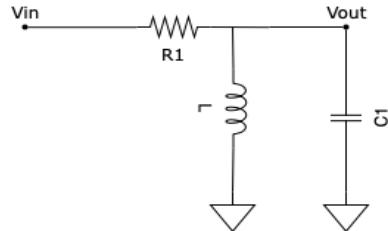


Figura 33: Pasa banda

La función transferencia de este circuito es:

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

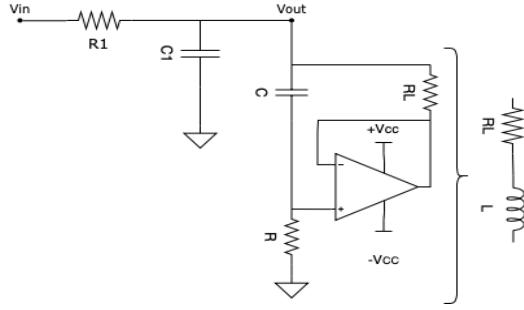


Figura 34: Circuito propuesto

Donde  $Q$  es el factor de calidad y  $\omega_0$  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
$R_A$	$3.9k\Omega$
$R_B$	$240\Omega$
$R_L$	$10\Omega$
$R_1$	$200\Omega$

Cuadro 4: Componentes del circuito propuesto

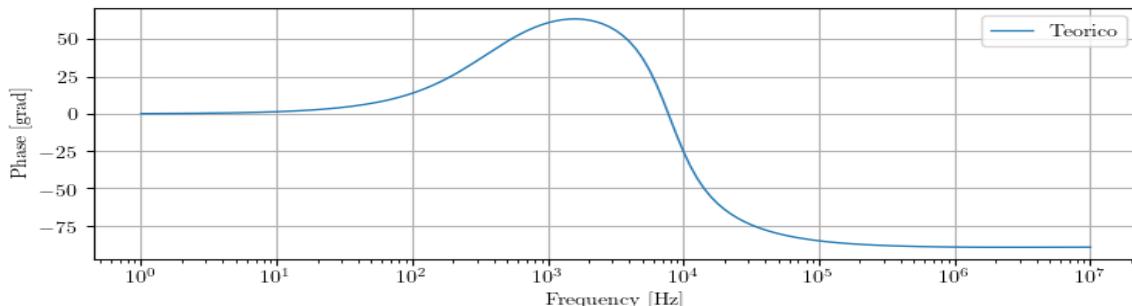
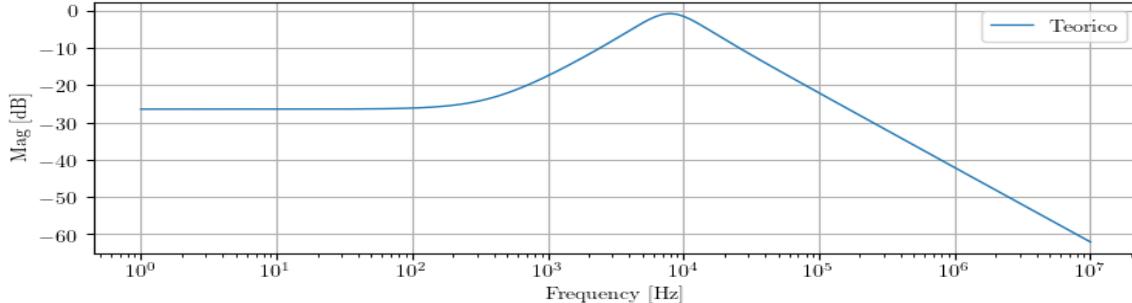


Figura 35: Simulación del circuito propuesto

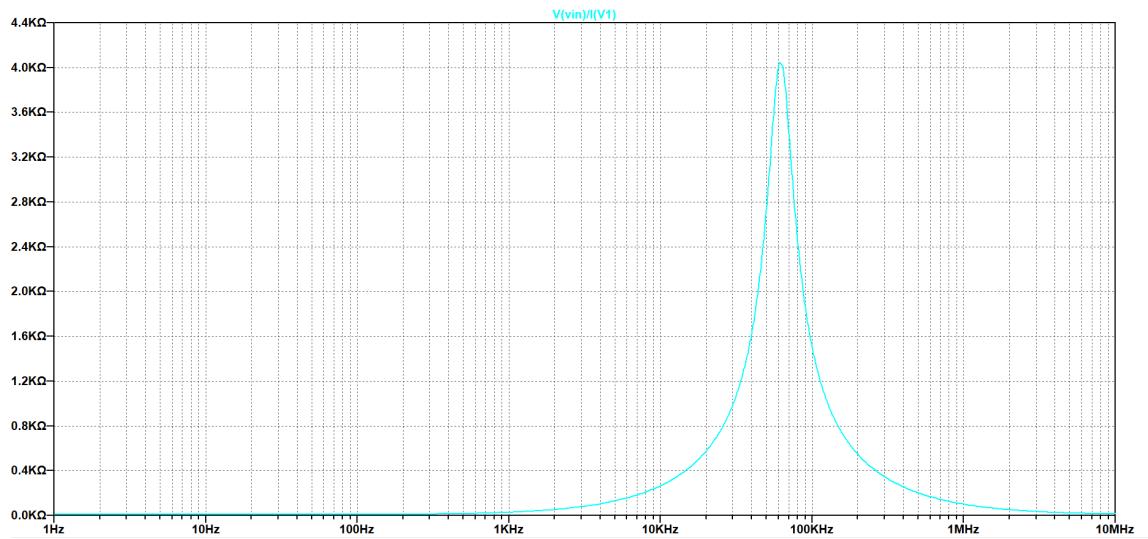


Figura 36: Simulación del *Gyrator*

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.

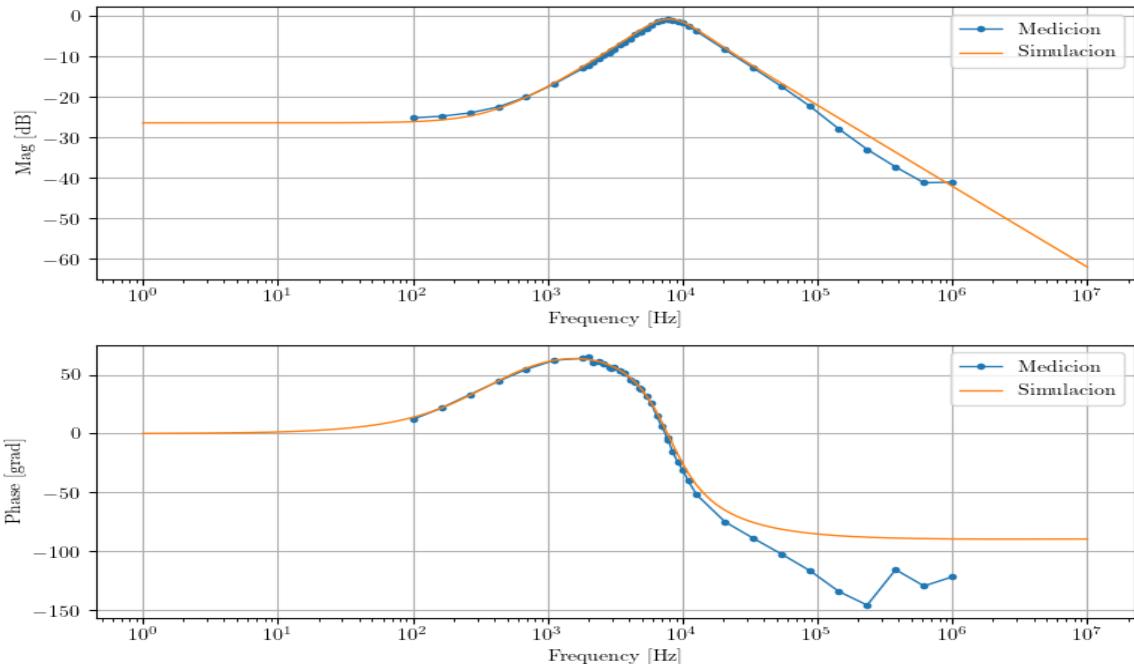


Figura 37: Bode de medición y simulación

### 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:

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

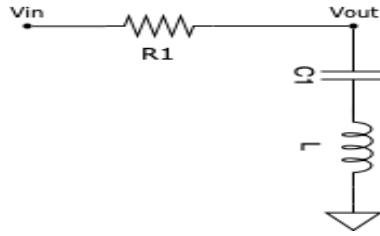


Figura 38: Rechaza banda

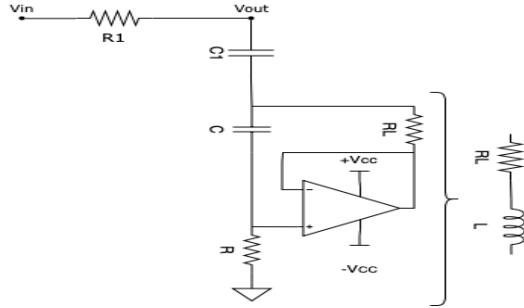


Figura 39: Circuito propuesto

Donde  $Q$  es el factor de calidad y  $\omega_0$  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
$R_A$	15kΩ
$R_B$	820Ω
$R_L$	10Ω
$R_1$	560Ω

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.

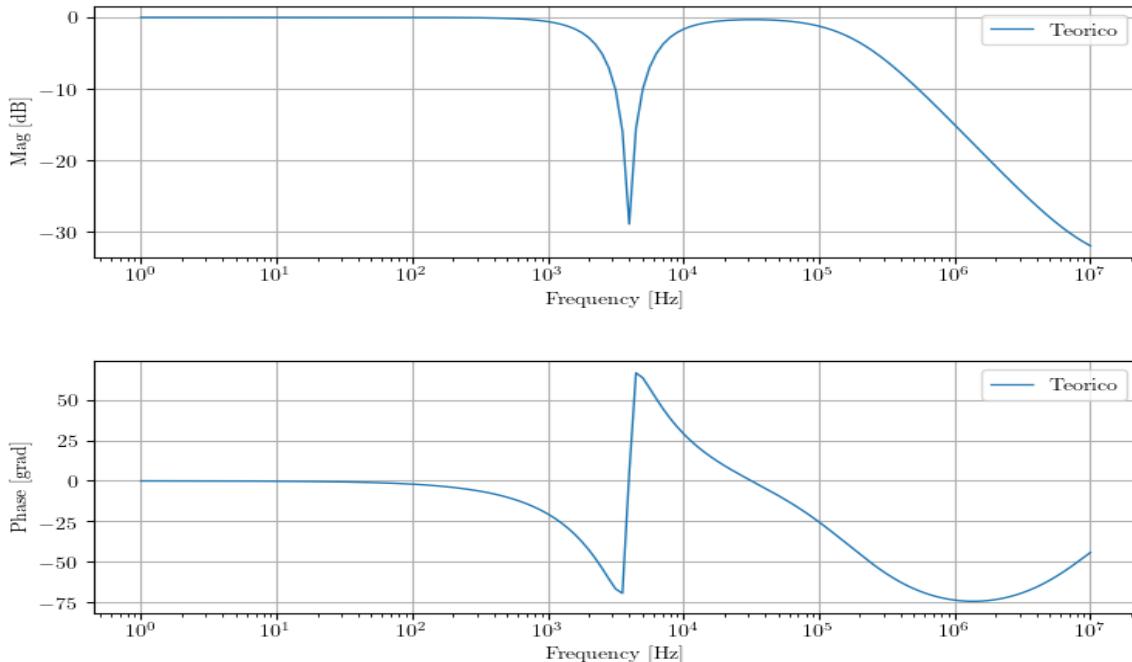


Figura 40: Simulación del circuito propuesto

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.

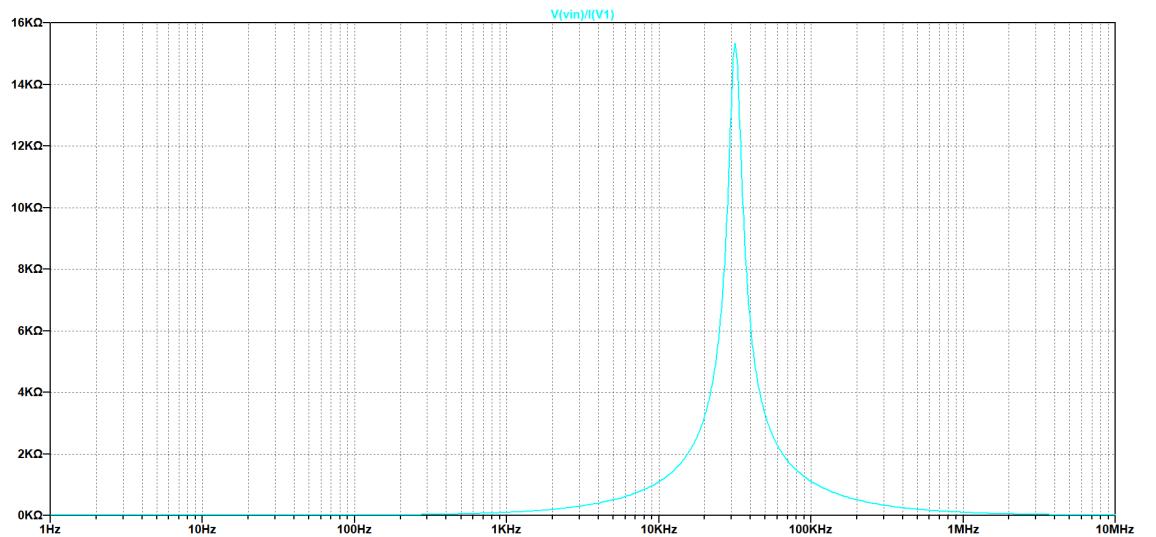


Figura 41: Simulación del *Gyrator*

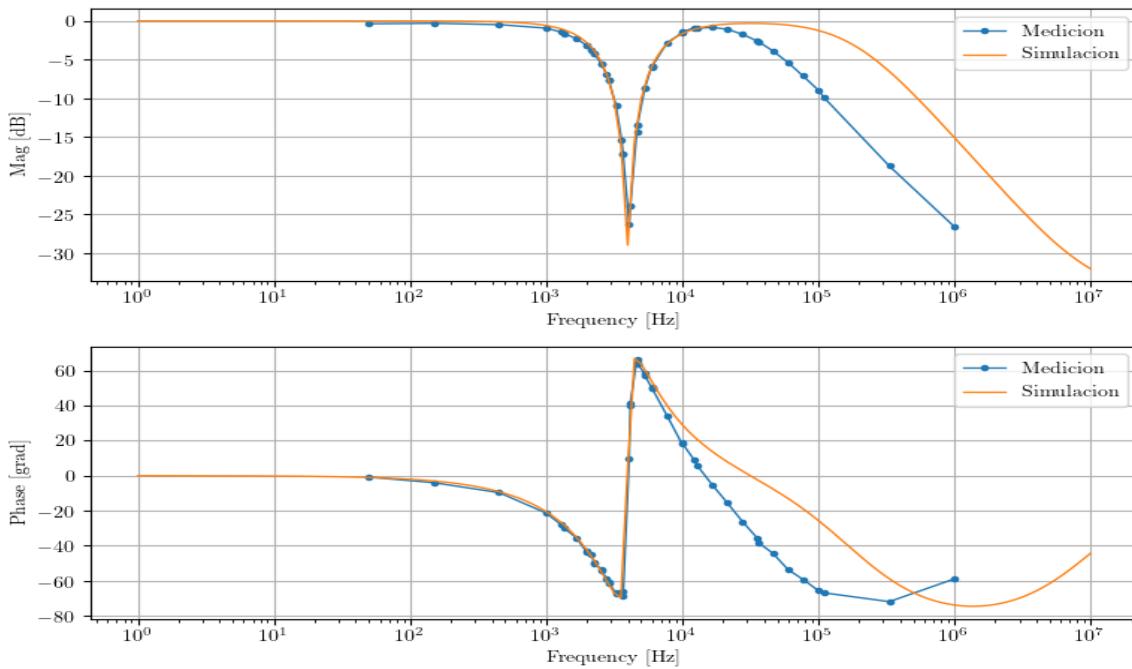


Figura 42: Bode de medición y simulación

### 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 (10Hz) hasta 20kHz. 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.

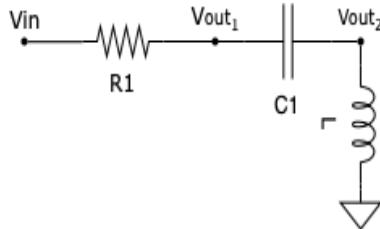


Figura 43: Rechaza banda

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  $\omega_0$  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:

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

Donde:

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

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

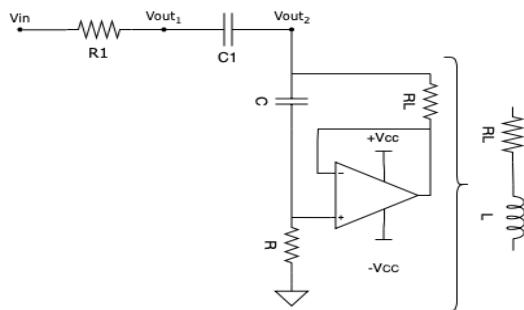


Figura 44: Circuito propuesto

#### 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 $\Omega$
$R_L$	10 $\Omega$
$R_1$	510 $\Omega$

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.

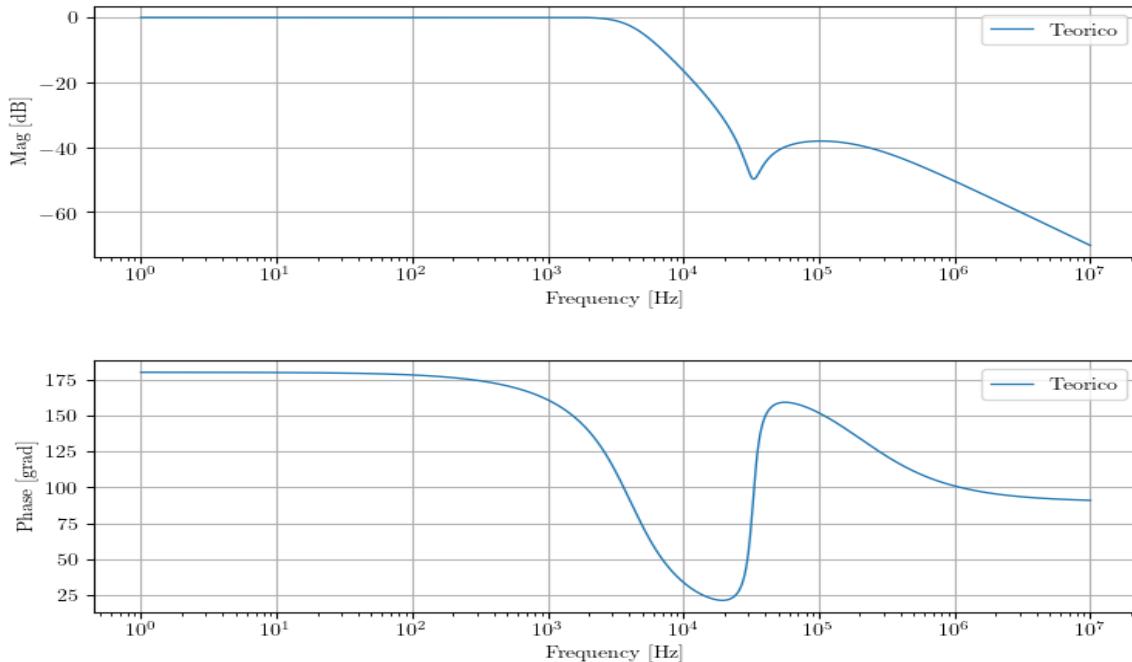


Figura 45: Simulación del circuito propuesto

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

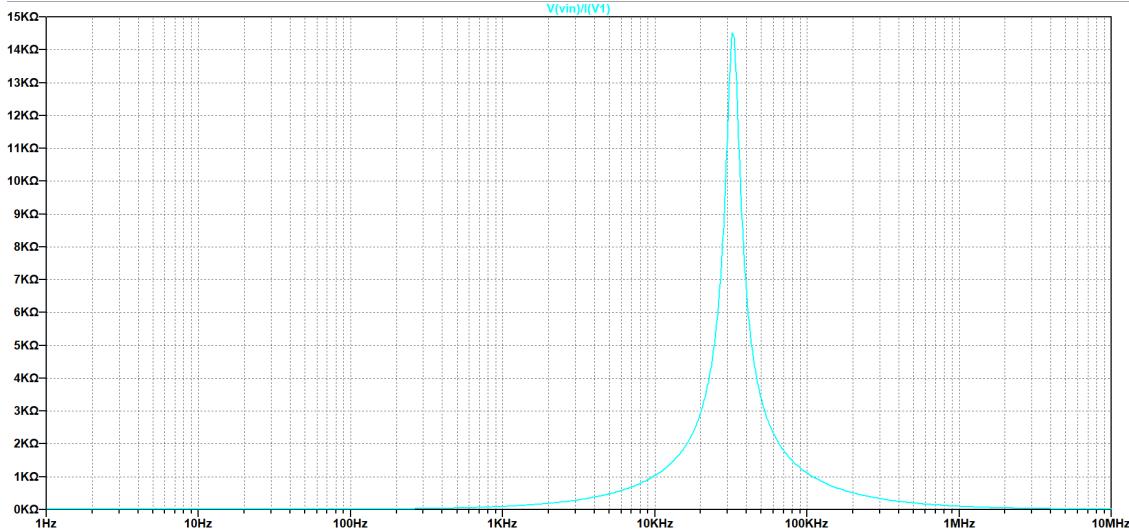


Figura 46: Simulación del *Gyrator*

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.

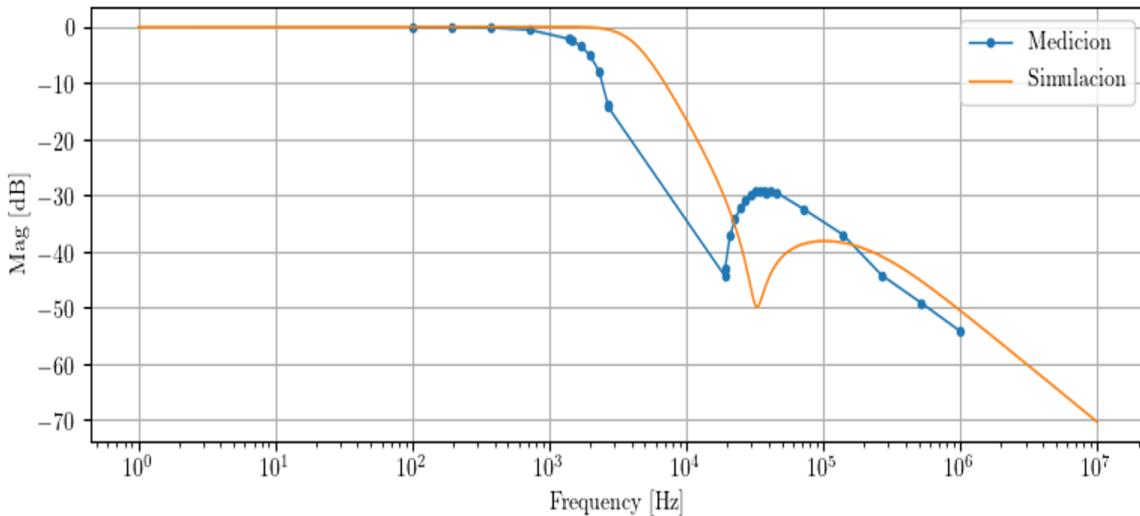


Figura 47: Medición y simulación del circuito propuesto

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.

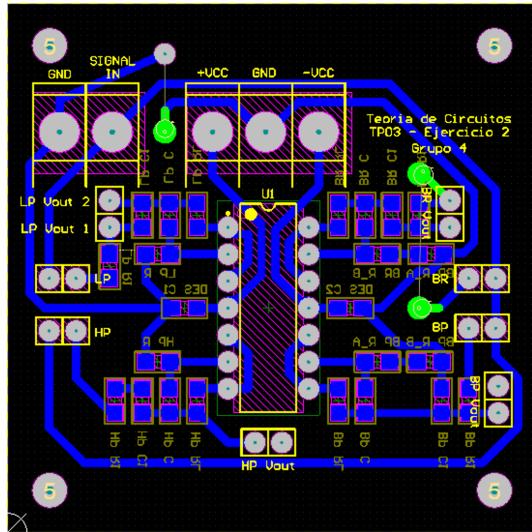


Figura 48: Diseño del PCB

# 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

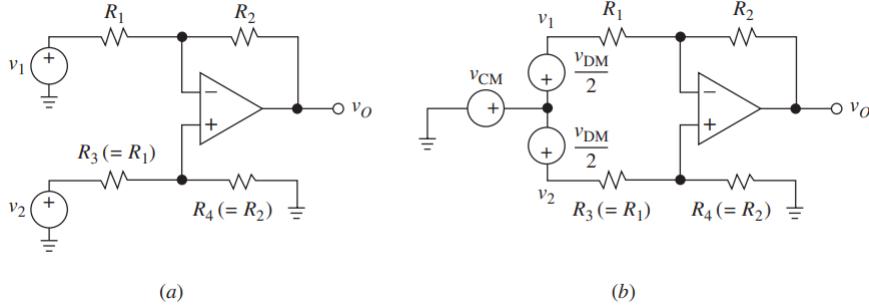


Figura 49: (a) Amplificador de diferencias. (b) Mismo circuito utilizando  $V_{CM}$  y  $V_{DM}$ .

En la Figura 49<sub>(a)</sub> 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<sub>(b)</sub>. 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

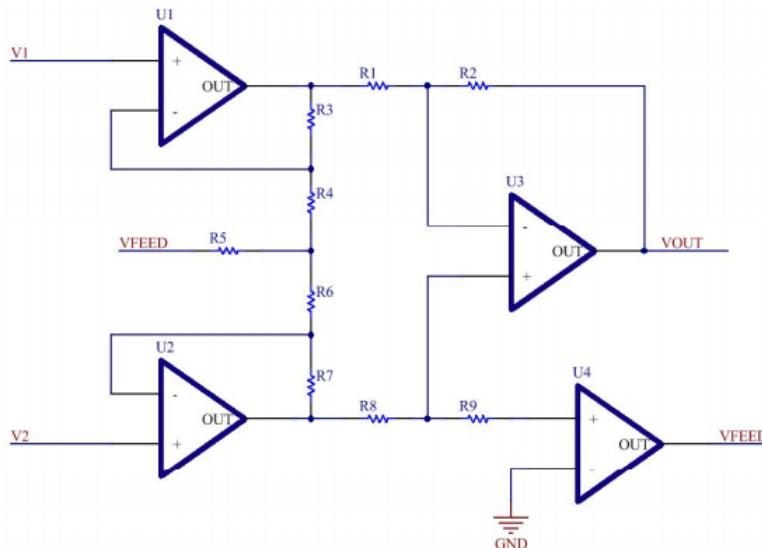


Figura 50: Circuito propuesto por la cátedra.

### 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.

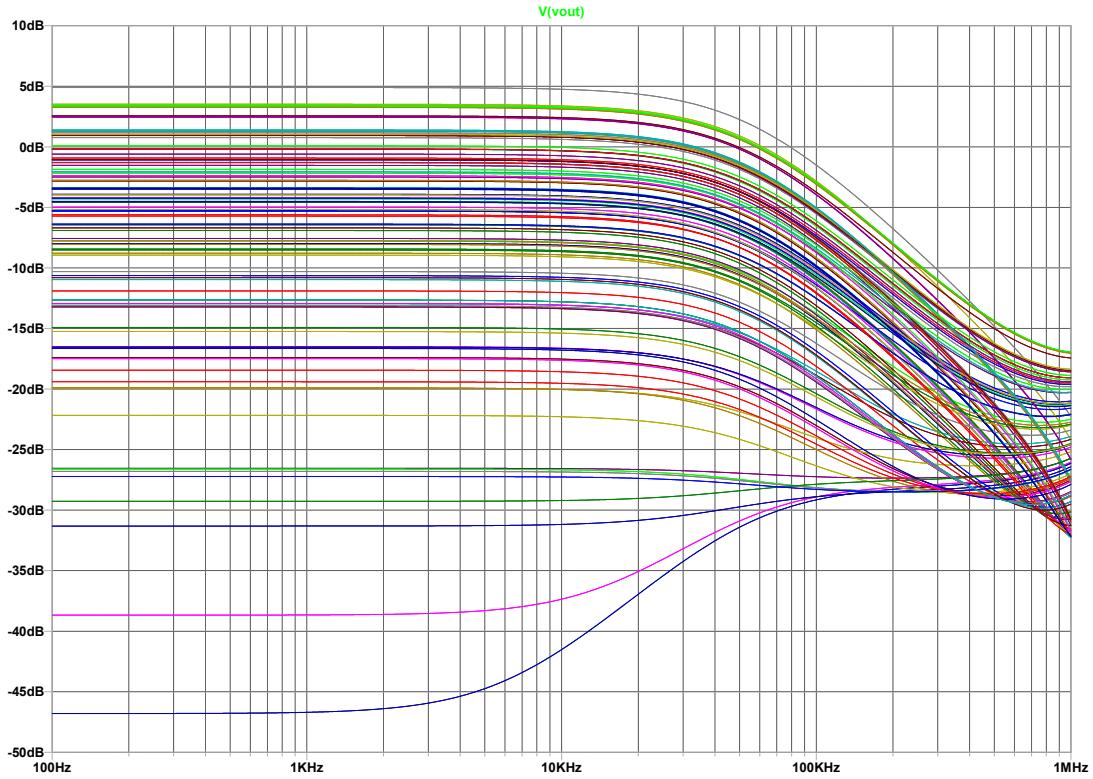


Figura 51: Simulación de montecarlo del modo común en magnitud

Se puede observar que algunos valores están por encima de  $0\text{ dB}$ , 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.

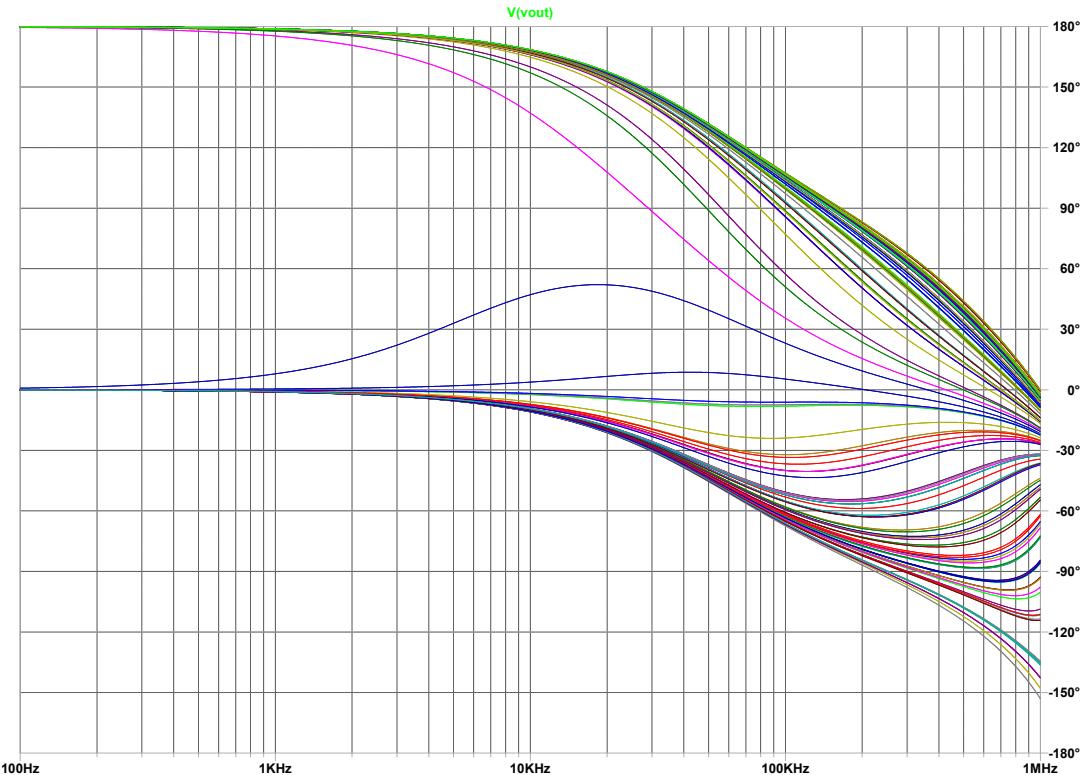


Figura 52: Simulación de montecarlo del modo común en fase

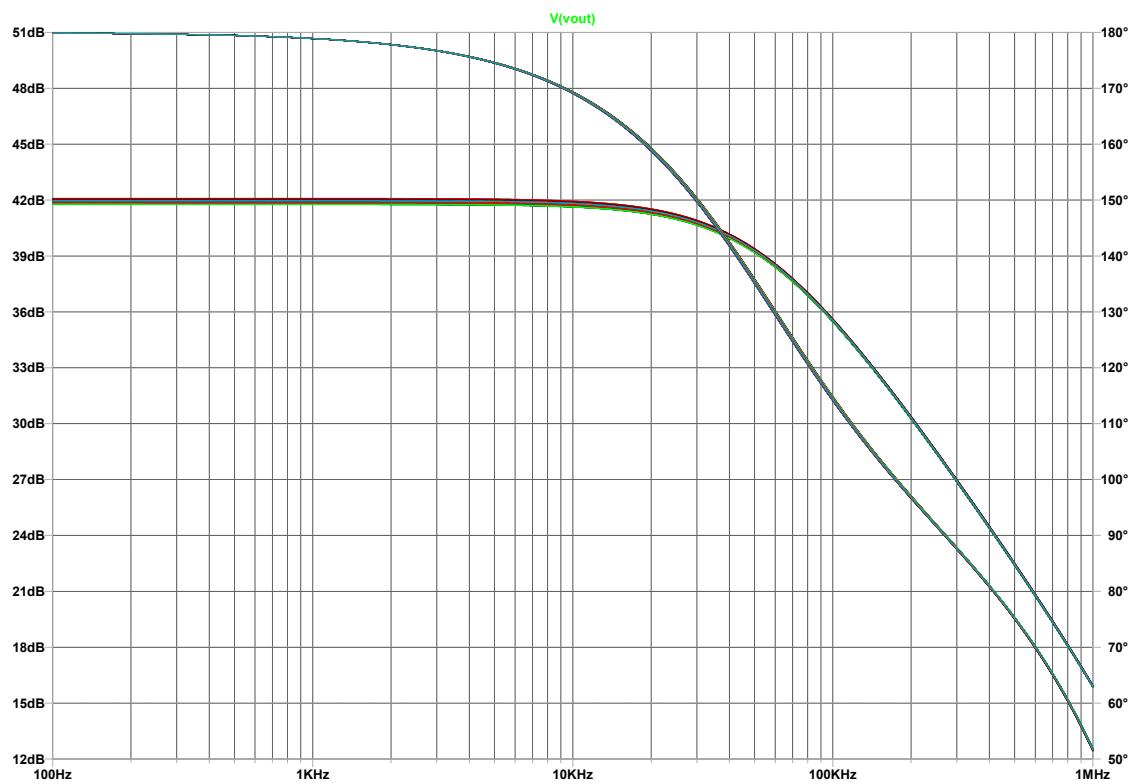


Figura 53: Simulación de montecarlo del modo diferencial

## 15. Medición

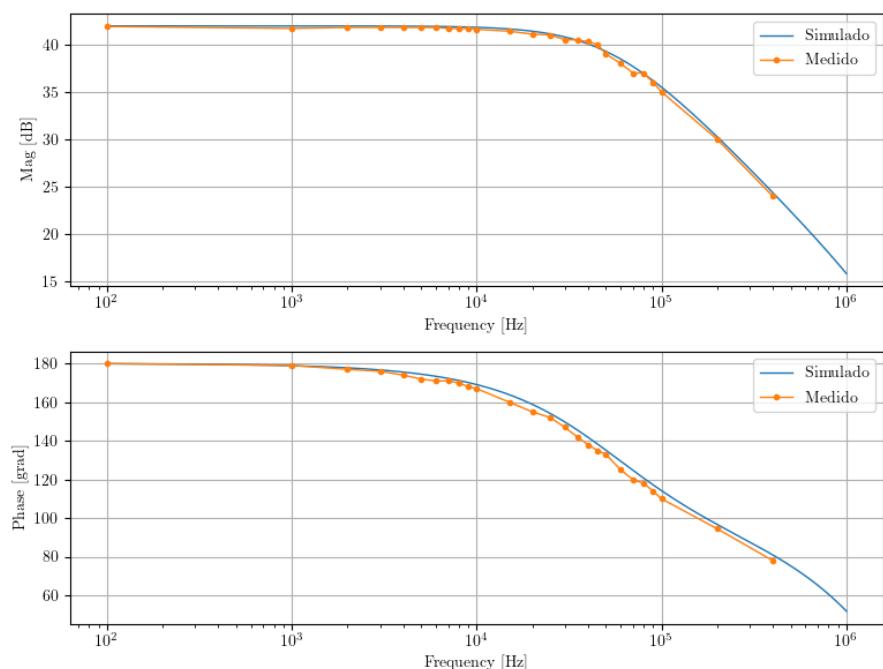


Figura 54: Superposición bode medido y bode simulado para el modo diferencial

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.

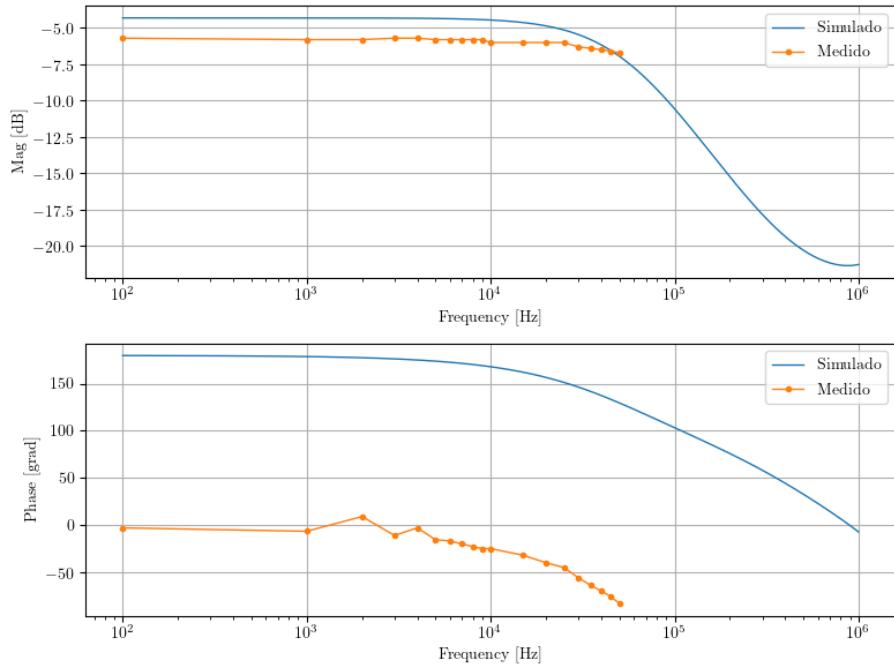


Figura 55: Superposición bode medido y bode simulado para el modo común

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

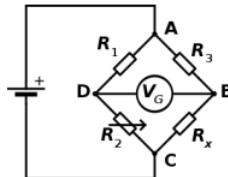


Figura 56: Puente de Wheatstone

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<sub>x</sub> la resistencia que se quiere determinar y R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, y R<sub>3</sub> resistencias con valores conocidos, siendo R<sub>2</sub> una resistencia variable. Se dice que el puente está en equilibrio cuando se cumple que la diferencia entre V<sub>D</sub> y V<sub>B</sub> es cero, se obtiene así:

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

Donde podemos despejar R<sub>x</sub> =  $\frac{R_2 R_3}{R_1}$ .

### 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<sub>D</sub> y V<sub>B</sub>, 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  $10\text{kohm}$  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.

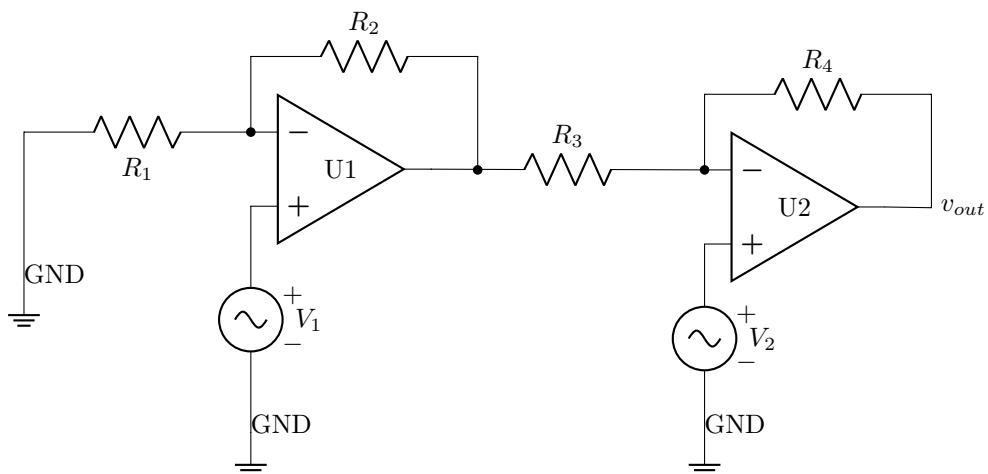


Figura 57: Amplificador de Instrumentación

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

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 .

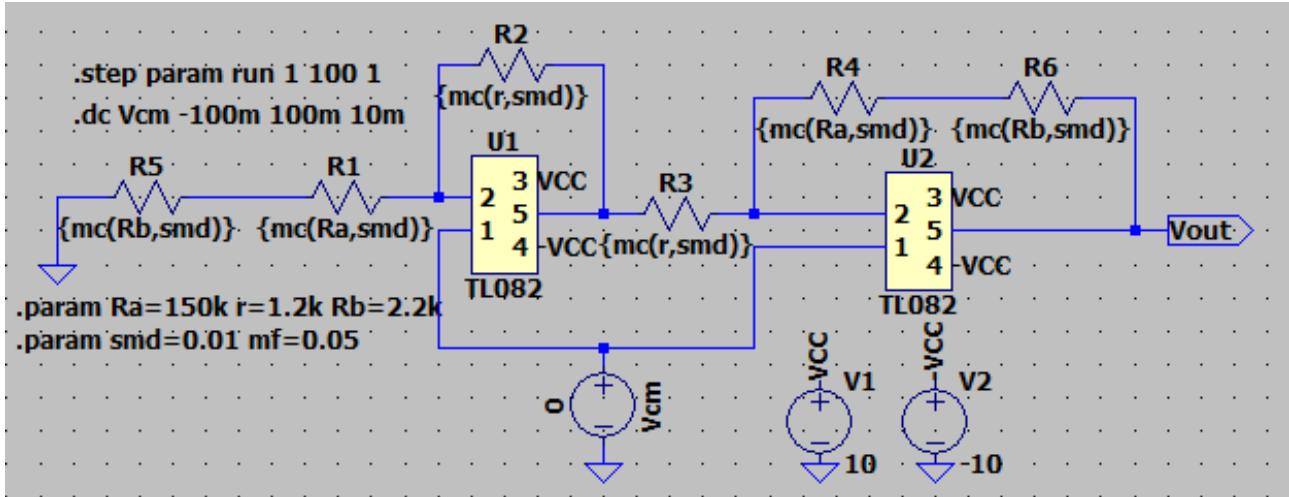


Figura 58: Esquemático de la simulación en Modo Común en CC

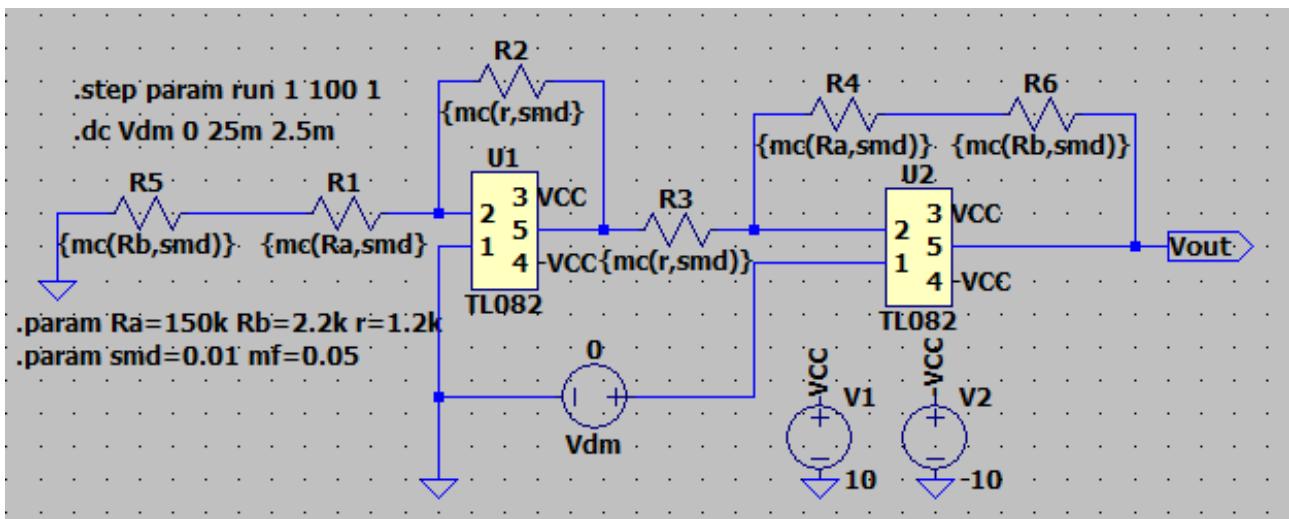


Figura 59: Esquemático de la simulación en Modo Diferencial en CC

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

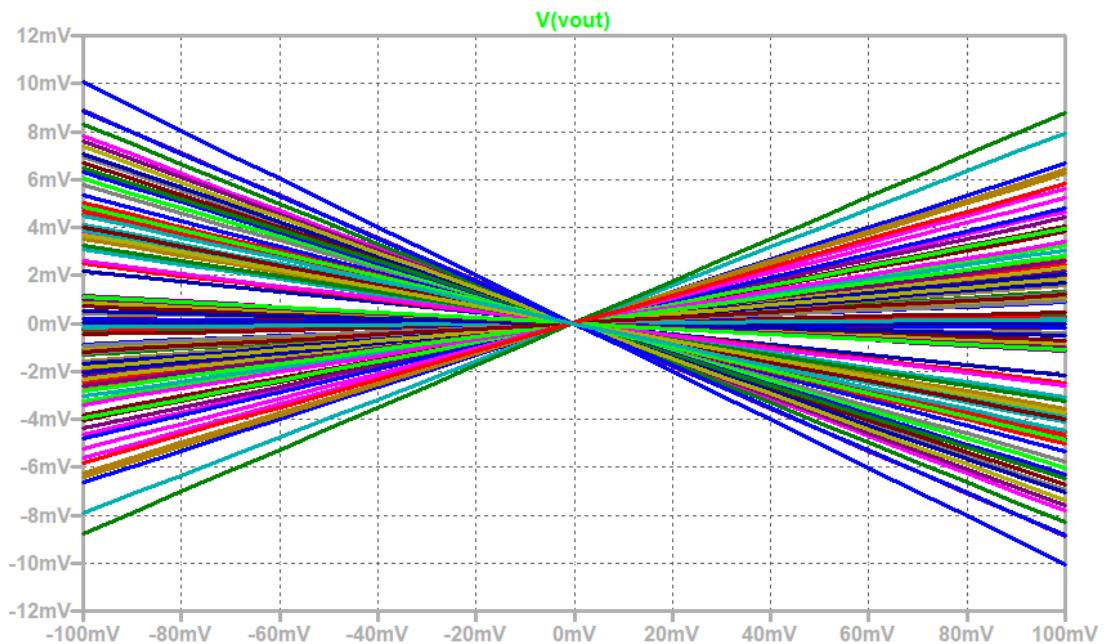


Figura 61: Resultado del Análisis de Montecarlo en Modo Común en CC

## 21. Construcción del PCB

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

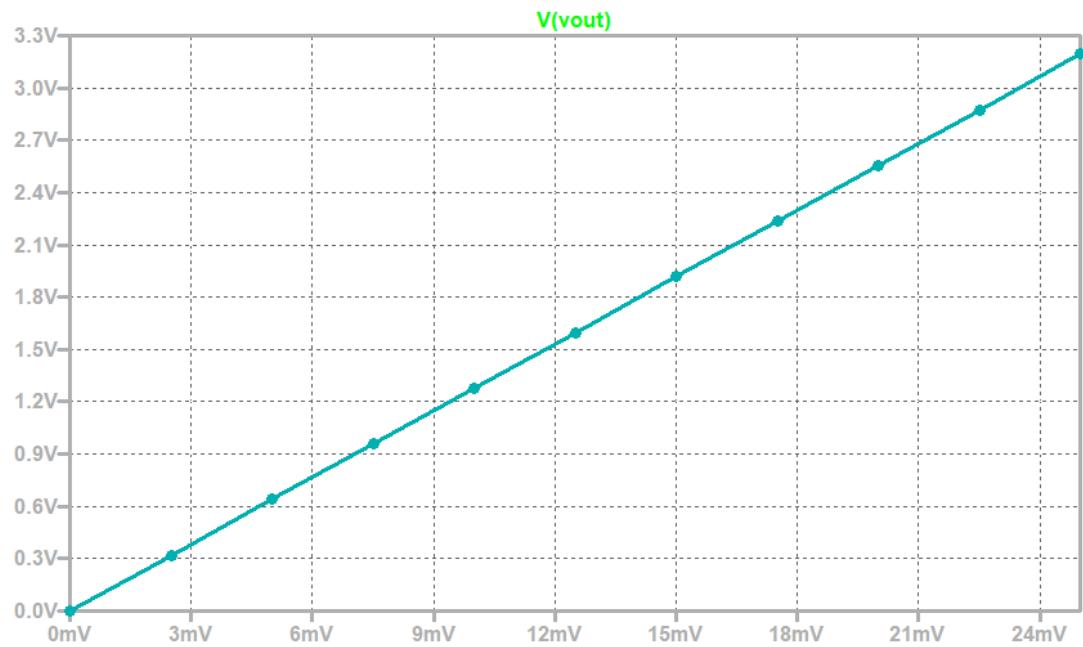


Figura 62: Resultado de la simulación en Modo Diferencial en CC

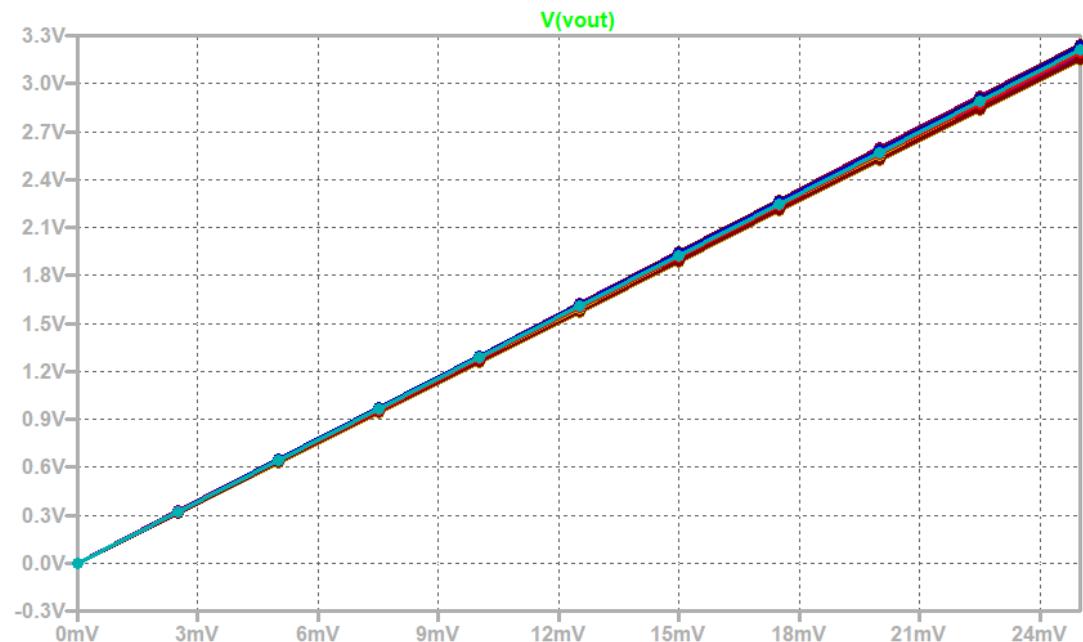


Figura 63: Resultado del Análisis de Montecarlo en Modo Diferencial en CC

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

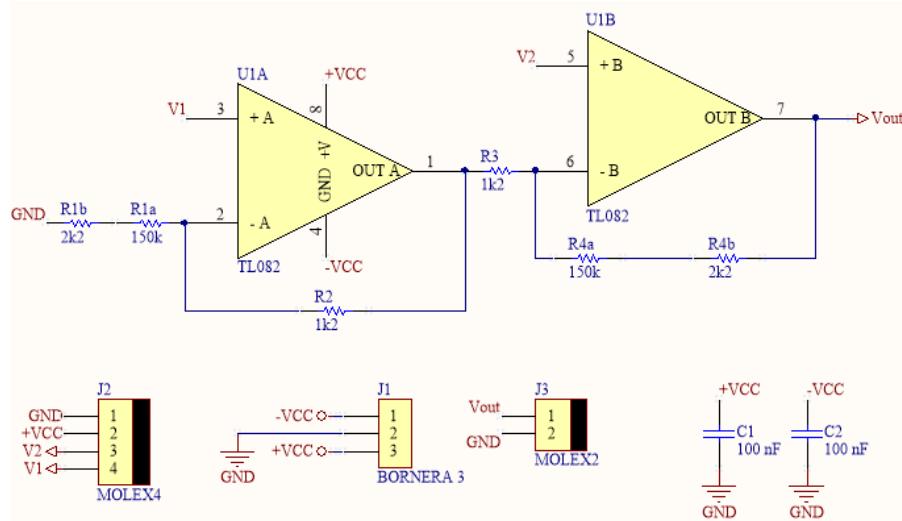


Figura 64: Esquemático del Amplificador de Instrumentación

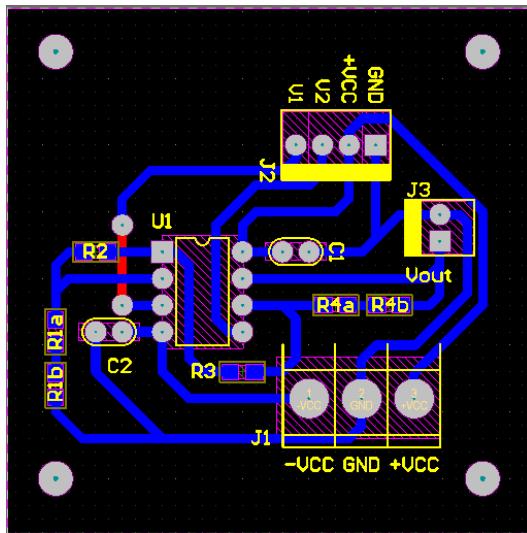


Figura 65: Routeado del PCB del Amplificador de Instrumentación

## 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.

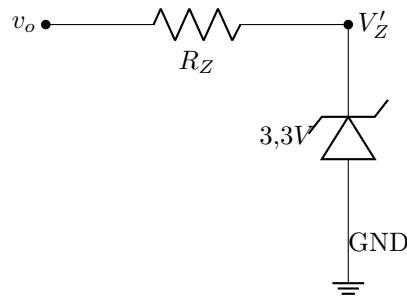


Figura 66: Circuito Limitador de Tensión

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.

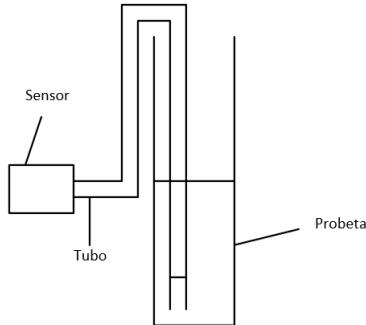


Figura 67: Sistema de medición de la presión

### 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.

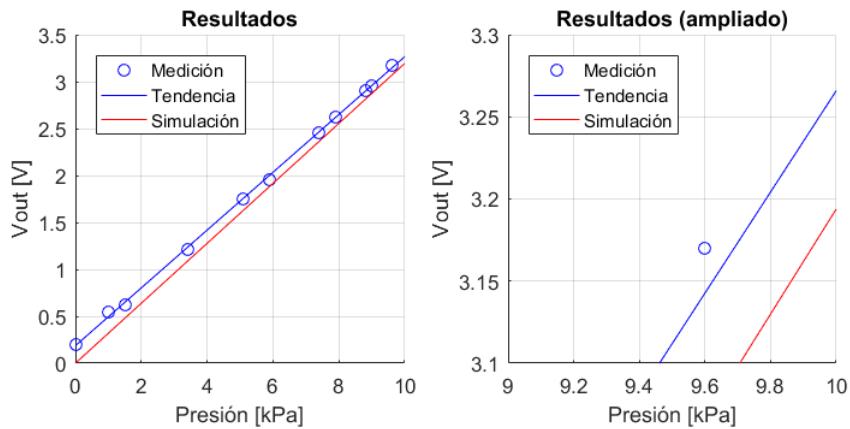


Figura 68: Resultados de la Medición de la presión en la probeta con agua

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.