



INSTITUTO TECNOLÓGICO
DE
BUENOS AIRES

INGENIERÍA ELECTRÓNICA
22.01 - TEORÍA DE CIRCUITOS

TRABAJO PRÁCTICO N°2

Grupo 4:

Álvarez, Lisandro

Fogg, Matias

Diaz, Ian

Delgado, Milton

Dieguez, Manuel

Oh, Victor

Legajos:

57771

56252

57515

56451

56273

56679

APROBADO EN FECHA:

ENTREGADO EL NOVEMBER 9, 2019

Contents

1	Celda Rauch (Deliyannis-Friend modificada)	2
1.1	Transferencia Numérica	2
1.2	Implementación del Filtro	2
1.2.1	Transferencia de la Celda Rauch	3
1.2.2	Impedancia de Entrada	4
1.2.3	Diseño de la Celda	4
1.2.4	Análisis de Sensibilidades	5
1.3	Celda Construida	6
1.3.1	Selección de componentes	6
1.3.2	Resultados de las Mediciones	6
1.3.3	Análisis de los Resultados	7
1.3.4	Calibración	7
1.3.5	Rango Dinámico	8
1.4	Anexo	9
1.4.1	Transferencia Numérica	9
1.4.2	Transferencia de la Celda Rauch	10
1.4.3	Impedancia de Entrada	11
1.4.4	Análisis de Sensibilidades	11
2	Celda Sedra-Ghorab-Martin (R)	13
2.1	Introducción	13
2.2	Diseño	14
2.2.1	Aproximación elíptica del filtro (Cauer)	14
3	Celda Universal	15
3.1	Introducción	15
3.2	Plantilla	15
3.3	Cálculos teóricos	15
3.4	Implementación	17
3.5	Diseño	19
3.5.1	Selección de configuración de celda	19
3.5.2	Selección de componentes	22
3.5.3	Sensibilidades	23
3.5.4	Análisis de montecarlo	26
3.5.5	Impedancia de entrada	26
3.5.6	Impedancia de salida	27
3.6	Medición	27
3.7	Conclusión	29

Chapter 1

Celda Rauch (Deliyannis-Friend modificada)

Se buscó implementar un filtro pasa banda que cumpla con los parámetros indicados en el Cuadro 1.1.

Pendiente Pasabajos normalizado	$-40\text{dB}/dec$
f_p	56kHz
B	1/10
A_p	3dB
$Z_{in}(f)$	$\geq 50\text{k}\Omega$

Table 1.1: Filtro Chebycheff

1.1 Transferencia Numérica

A partir del dato de la pendiente del pasabajos normalizado, se determina que utilizando la aproximación de Chebycheff el orden del filtro será $n = 2$. Aunque la amplitud máxima del filtro en banda pasante es $A_p = 3\text{dB}$ se utilizó para el cálculo de la transferencia $A_p = 1$ ya que se previó que por las tolerancias de los componentes la curva de la transferencia se desplazará. Usando la aproximación de Chebycheff para el filtro pasabajos normalizado y desnormalizándolo a un filtro pasabajos (véase Anexo), se obtuvo la expresión (1.1) de orden $n = 4$.

$$H_{BP}(s) = \frac{1.2380 \cdot 10^9 s^2}{s^4 + 3.8625 \cdot 10^4 s^3 + 2.4897 \cdot 10^{11} s^2 + 4.7819 \cdot 10^{15} s + 1.5328 \cdot 10^{22}} \quad (1.1)$$

La plantilla resultante para este filtro se puede observar en la Figura 1.1.

Luego, utilizando herramientas matemáticas, se factorizó (1.1) en productos de transferencias de orden 2 para poder implementar el circuito correspondiente:

$$H_{BP}(s) = \frac{3.3645 \cdot 10^4 s}{s^2 + 1.8449 \cdot 10^4 s + 1.1320 \cdot 10^{11}} \cdot \frac{3.6797 \cdot 10^4 s}{s^2 + 2.0176 \cdot 10^4 s + 1.3540 \cdot 10^{11}} \quad (1.2)$$

1.2 Implementación del Filtro

Ambas transferencias de segundo orden de la expresión (1.2) se pueden expresar de la manera estándar:

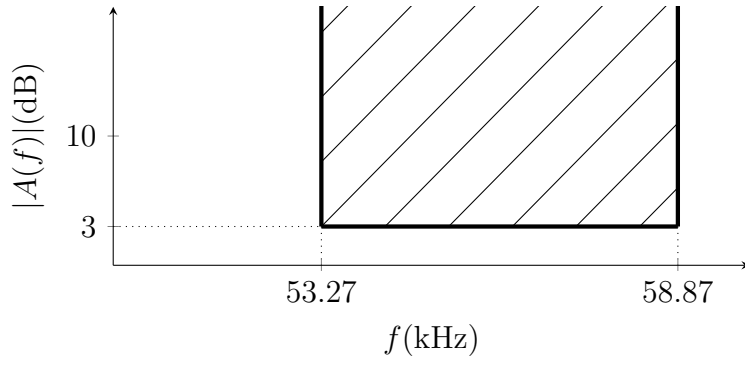


Figure 1.1: Plantilla del Pasabandas

$$H_{BPI}(s) = \frac{G \frac{w_{0i}}{Q_i} s}{s^2 + \frac{w_{0i}}{Q_i} s + w_0^2} \quad (1.3)$$

Se utilizaron dos celdas Rauch pasabanda para la implementación física cada etapa del filtro.

1.2.1 Transferencia de la Celda Rauch

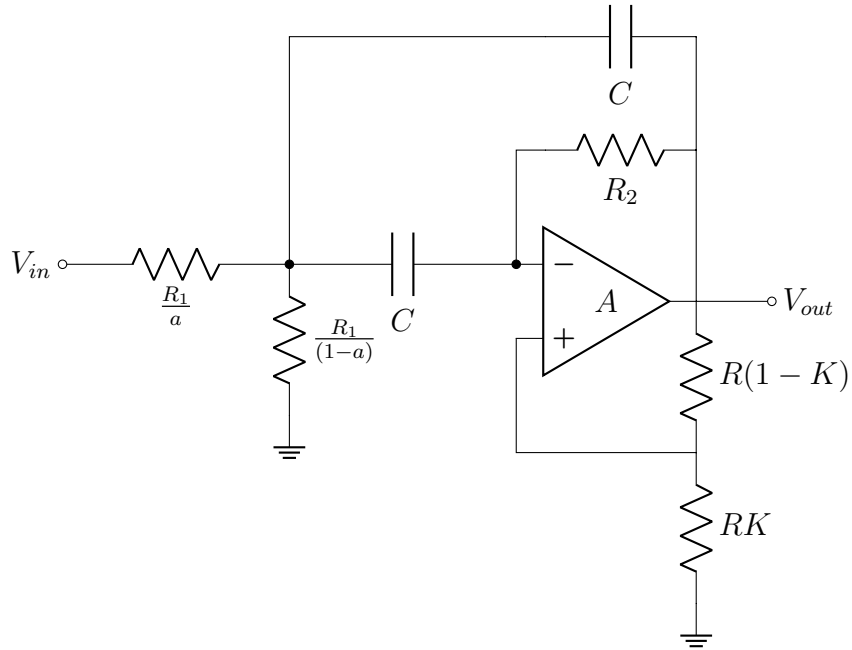


Figure 1.2: Celda Rauch con Q mejorado

Se buscó implementar el filtro con transferencia (1.2) utilizando dos celdas Rauch en configuración Pasabandas con los criterios de diseño de *Rolf Schaumann* en su libro "*Design of Analog Filters*". A partir de la expresión (1.3) se puede observar que en ambos casos, se requiere de un Q alto al implementar esta celda. Sin embargo, si se intentara sintetizar con la configuración básica de este se una relación entre R_1 y R_2 demasiado alta. Para resolver este problema, se implementó la celda Rauch con retroalimentación positiva para mejorar este factor de calidad sin necesidad de una relación alta entre resistencias.

Como se observa en la figura 1.2, esta celda suele construirse con ambos capacitores del mismo valor.

Asumiendo que el amplificador operacional es ideal para la etapa de diseño del filtro, resolviendo el circuito con asistencia de herramientas matemáticas, se obtuvo la transferencia de la celda:

$$H(s) = -\frac{1}{1-K} \cdot \frac{G_0 \frac{w_0}{Q_0} s}{s^2 + \frac{w_0}{Q_0} \cdot (1-2Q_0^2\alpha) s + w_0^2} \quad (1.4)$$

donde

$$w_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C^2} \quad G_0 = \frac{a R_2}{2 R_1} \quad Q_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \quad \alpha = \frac{K}{1-K}$$

Para llevar la transferencia (1.4) a la forma estándar (1.3) se tiene:

$$Q = \frac{Q_0}{(1-2Q_0^2\alpha)} \quad G = G_0 \cdot \frac{Q}{Q_0} \cdot \frac{1}{1-K}$$

1.2.2 Impedancia de Entrada

Para continuar con el diseño, se calculó también la impedancia de entrada de la celda:

$$Z_{in} = \frac{R_1}{a} \cdot \frac{s^2 + \frac{w_0}{Q} s + w_0^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q} (1-GK) s + w_0^2 + \frac{w_0}{Q} \frac{G(1-K)}{C R_2}} \quad (1.5)$$

El proceso del cálculo se encuentra en el anexo. Los valores en la expresión (1.5) corresponden a los utilizados en el diseño de la celda.

1.2.3 Diseño de la Celda

Una vez obtenidas las expresiones de las transferencias de las celdas y sus impedancias de entrada, se pudo calcular los valores de los componentes a utilizarse para construirlas.

De acuerdo al libro de Schaumann, fue estudiado que un valor óptimo para la construcción del circuito es tomar $Q_0 \approx 1.5$ así que este será tomado como valor para el cálculo de los componentes.

Tomando como ejemplo la primera etapa de la transferencia (1.2) se calculó que:

$$\begin{aligned} \frac{3.3645 \cdot 10^4 s}{s^2 + 1.8449 \cdot 10^4 s + 1.1320 \cdot 10^{11}} &= \frac{G \frac{w_0}{Q} s}{s^2 + \frac{w_0}{Q} s + w_0^2} \\ \Rightarrow \frac{w_0}{Q} &= 1.8449 \cdot 10^4 \quad w_0^2 = 1.1320 \cdot 10^{11} \quad G \frac{w_0}{Q} = 3.3645 \cdot 10^4 \end{aligned} \quad (1.6)$$

$$\Rightarrow w_0 = 3.3645 \cdot 10^5 \quad Q = 18.24 \quad G = 1.824 \quad (1.7)$$

A partir de las expresiones anteriores se puede despejar

$$\alpha = \frac{1}{2Q_0^2} \left(1 - \frac{Q_0}{Q} \right) = 0.203$$

Conociendo también la expresión de K se obtiene que

$$K = \frac{\alpha}{1+\alpha} = 0.169$$

$$G_0 = G \frac{Q_0}{Q} (1 - K) = 1.824 \frac{1.5}{18.24} (1 - 0.169) = 0.1246$$

Finalmente, para calcular los valores de las resistencias se utilizaron las fórmulas descritas en el libro y se registraron los resultados en el cuadro 1.2.

$$R_2 = 2Q_0 \frac{1}{w_0 C} \quad R_1 = \frac{R_2}{4Q_0^2} \quad a = \frac{G_0}{2Q_0^2} \quad (1.8)$$

Valor	Celda 1	Celda 2
C	470pF	820pF
R_1	2.11k Ω	1.10k Ω
a	0.0277	0.0277
R_1/a	76.1k Ω	39.9k Ω
$R_1/(1 - a)$	2.17k Ω	1.14k Ω
R_2	19.0k Ω	9.94k Ω
RK	1.69k Ω	1.69k Ω
$R(1 - K)$	8.31k Ω	8.31k Ω
Q	18.27	18.27
f_0	5.35kHz	58.6kHz

Table 1.2: Valores calculador para los componentes

Dado que era necesario que la impedancia de entrada sea $Z_{in} \geq 50\text{k}\Omega$ se escogió un capacitor tal que se cumpla esta condición para la primera celda. El valor de la capacitancia se escogió iterativamente para que se cumpla esta condición en la simulación del circuito. En la segunda celda se escogió el capacitor para que todas las resistencias utilizadas se encuentren en el orden de los k Ω .

1.2.4 Análisis de Sensibilidades

Para construir físicamente los componentes con sus valores necesarios, se analizó la sensibilidad en los parámetros Q , G , y ω_0 en relación a sus componentes. Se calculó la sensibilidad de un parámetro X respecto a un componente Y con la expresión (1.9)

$$S_Y^X = \frac{\partial X}{\partial Y} \frac{Y}{X} = \frac{Y}{X} \cdot \frac{\partial X}{\partial Y} \quad (1.9)$$

A partir de los resultados en el Cuadro 1.7 (Anexo) se obtuvieron los valores de las sensibilidades de cada celda.

Dado los altos niveles de sensibilidad respecto que se observan en ambas celdas respecto a las resistencias utilizadas, será necesario utilizar resistencias con tolerancias del 1% para que el circuito funcione dentro de los márgenes deseados. Por otro lado, para los valores de K también se observa un alto nivel de sensibilidad; por lo tanto, se utilizarán un preset más 2 resistencias para fijar el valor de K . Se utilizaron resistencias fijas de 8.2k Ω y 1.5k Ω más un preset de 200 Ω , llegando a un total de $R = 9.9\text{k}\Omega$. Recalculando las resistencias se obtiene que:

$$KR = 1.677\text{k}\Omega \quad (1 - K)R = 8.223\text{k}\Omega$$

A partir de los valores de las sensibilidades,

$f(...)$	ω_0	Q	G
S_{R1}^f	-0.5	-11.7	-12.2
S_{R2}^f	-0.5	11.7	12.2
S_C^f	-1	0	0
S_K^f	0	13.4	13.4
S_A^f	0	0	0
S_a^f	0	0	1

Table 1.3: Sensibilidades de los parámetros en la Celda 1

$f(...)$	ω_0	Q	G
S_{R1}^f	-0.5	-11.7	-12.2
S_{R2}^f	-0.5	11.7	12.2
S_C^f	-1	0	0
S_K^f	0	13.4	13.6
S_A^f	0	0	0
S_a^f	0	0	1

Table 1.4: Sensibilidades de los parámetros en la Celda 2

1.3 Celda Construida

1.3.1 Selección de componentes

Se utilizaron los componentes indicados en los Cuadros 1.5 y 1.6 para construir las celdas.

Componente	Construcción	Valor	Unidad
R_1/a	$68k + 8.2k$	$76.2k$	Ω
$R_1/(1 - a)$	$150k//2.2k$	$2.17k$	Ω
R_2	$18k + 1k$	$19.0k$	Ω
C	$468p$	$468p$	F

Table 1.5: Componentes de la primera celda

Todas las resistencias utilizadas fueron de tecnología SMD ya que el circuito presentaba sensibilidades muy altas en todos los parámetros, no sólo de la relación de las resistencias en la retroalimentación positiva. Los capacitores utilizados fueron de tecnología multicapa para la primera celda por su disponibilidad y su respuesta en frecuencia más óptima para este rango de frecuencias. Por otro lado se utilizaron resistencias de tipo *Plate* para la segunda celda ya que para esa capacitancia era la tecnología disponible.

1.3.2 Resultados de las Mediciones

Los resultados de las mediciones se agregarán más tarde.

La respuesta en frecuencia fue medida, utilizando un *Analog Discovery*, excitando el circuito con una señal de entrada de amplitud $1V_{PP}$. La impedancia de entrada, por su lado, fue medida conectando un resistor de $100k\Omega$ previo a la entrada del filtro y utilizando el *Analog Discovery* configurado para medir esta impedancia de entrada.

Componente	Construcción	Valor	Unidad
R_1/a	$39k + 820k$	$76.2k$	Ω
$R_1/(1 - a)$	$1.5k//4.7k$	$2.17k$	Ω
R_2	$1.8M//10k$	$19.0k$	Ω
C	$809p$	$809p$	F

Table 1.6: Componentes de la segunda celda

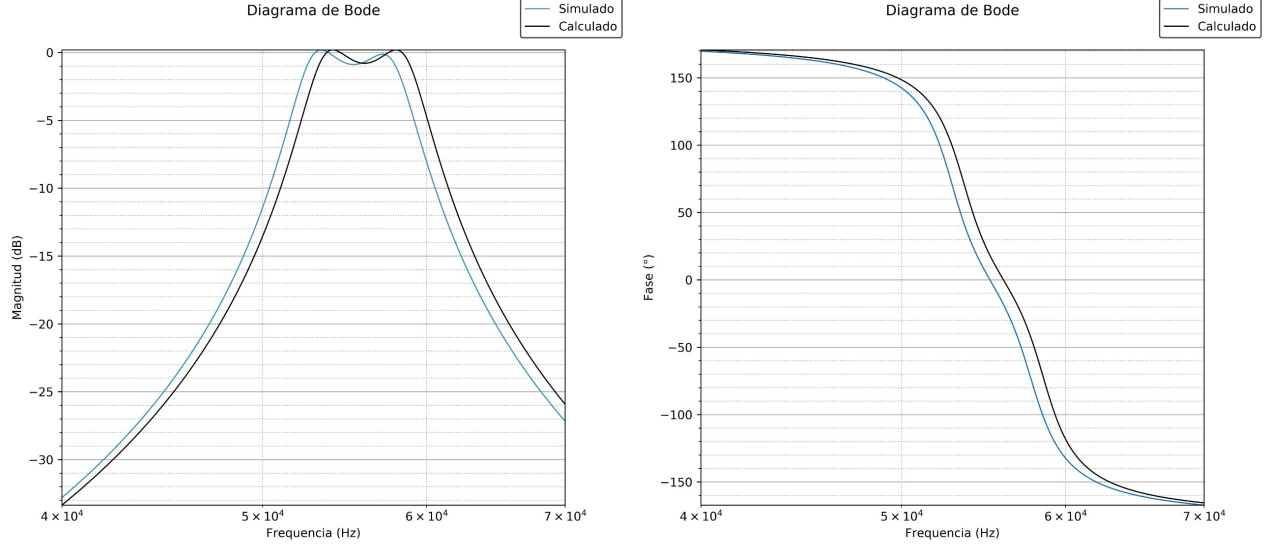


Figure 1.3: Transferencia de las Celdas en Cascada

1.3.3 Análisis de los Resultados

En la figura 1.3 se puede observar que no pudo obtenerse una transferencia que corresponda a la plantilla, a pesar que sí se pudo obtener un filtro pasabandas de cuarto orden. Esto puede deberse a que por las altas sensibilidades a los componentes que tienen los parámetros de las celdas, cualquier pequeña desviación en los valores necesarios pueden causar una significativa modificación de estos.

En el caso de este filtro, dado que las capacitancias de los componentes son menores a las deseadas, toda la banda pasante se vio desplazada hacia la derecha en el gráfico de la respuesta en frecuencia. La causa de esto es más evidente en los gráficos 1.4 y 1.5 donde se puede observar cómo estas capacitancias distintas a las usadas para diseñar la celda causan que las frecuencias centrales de cada pasa banda de primer orden sean desplazadas hacia frecuencias mayores, relación que puede observarse también en el cálculo de la frecuencia central de cada celda.

Por otro lado, la atenuación observada en la transferencia sólo podría ser atribuida a las resistencias utilizadas o a la configuración del preset. Sin embargo, aunque todas estas fueron calibradas de previo a la medición, esta reducción en la amplitud de salida podría ser atribuida a defectos en el amplificador operacional.

Observando la figura 1.6 se puede observar cómo, a pesar que las capacitancias no son iguales a las deseadas, la impedancia de entrada del filtro se siguió manteniendo sobre los 50

1.3.4 Calibración

Idealmente si el filtro se encontrase en correcto funcionamiento, con una alimentación de $\pm 15V$ se debe calibrar el filtro de la siguiente manera:

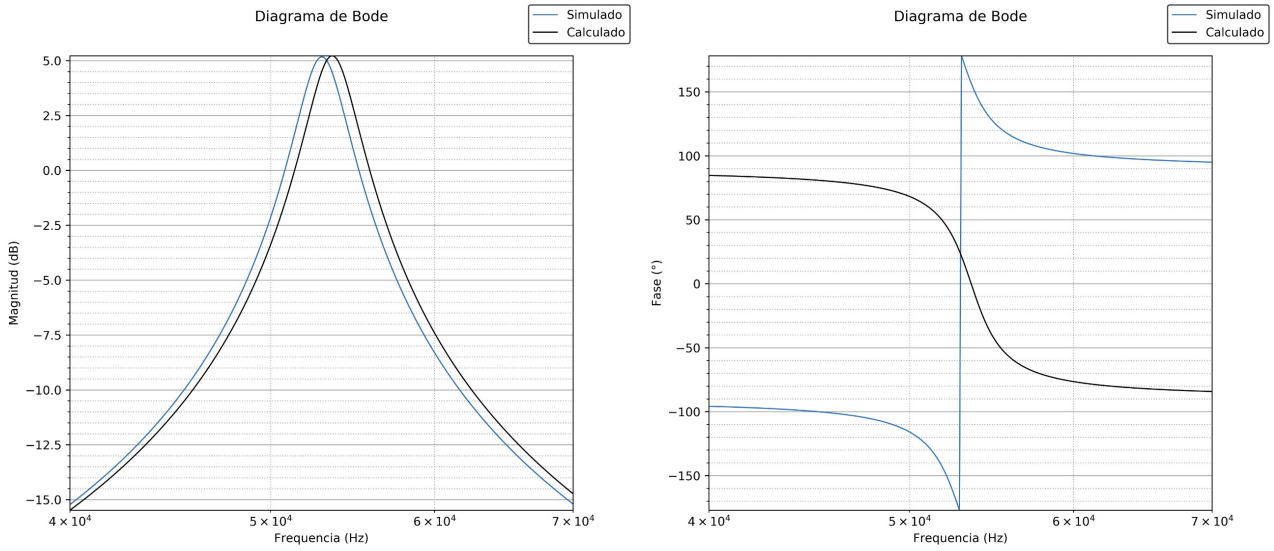


Figure 1.4: Transferencia de la primera Celda

- Medir la ganancia en la salida de la primera celda y buscar la frecuencia donde se encuentre el máximo de ganancia. Modificar el preset de esta celda hasta que la ganancia sea de 5dB.
- Medir la ganancia en la salida de la segunda celda, conectada en cascada y buscar la otra frecuencia donde se encuentre el otro máximo de la ganancia. Una vez encontrado ajustar el preset de la segunda celda hasta que la ganancia de este punto sea de 0dB
- Buscar las frecuencias donde la ganancia sea de -3dB y verificar que estas frecuencias se encuentren dentro de la banda pasante de la plantilla del diseño.

1.3.5 Rango Dinámico

Teniendo en cuenta que la máxima ganancia en cualquiera de estas celdas debería ser de $5.1\text{dB} \approx 1.8V/V$, la señal de entrada debe ser tal que no sature la salida de ningún amplificador operacional, principalmente el que pertenece a la primera celda. Dado que se alimenta el integrado con una tensión de $\pm 15V$ se considera que este saturará con una tensión de $14V$, por lo tanto:

$$V_{iMax} = \frac{V_{oMax}}{1.8} = 7.78V \quad (1.10)$$

Considerando una tensión mínima de salida $V_{oMin} = 10V$ y que la ganancia mínima de este circuito según la plantilla debe ser de $-3\text{dB} \approx 0.708V/V$:

$$V_{iMin} = \frac{V_{oMin}}{0.708} = 14.1V \quad (1.11)$$

En conclusión, el rango dinámico de este filtro debería ser:

$$RD = 20\log\left(\frac{V_{iMax}}{V_{iMin}}\right) = 54.84\text{dB} \quad (1.12)$$

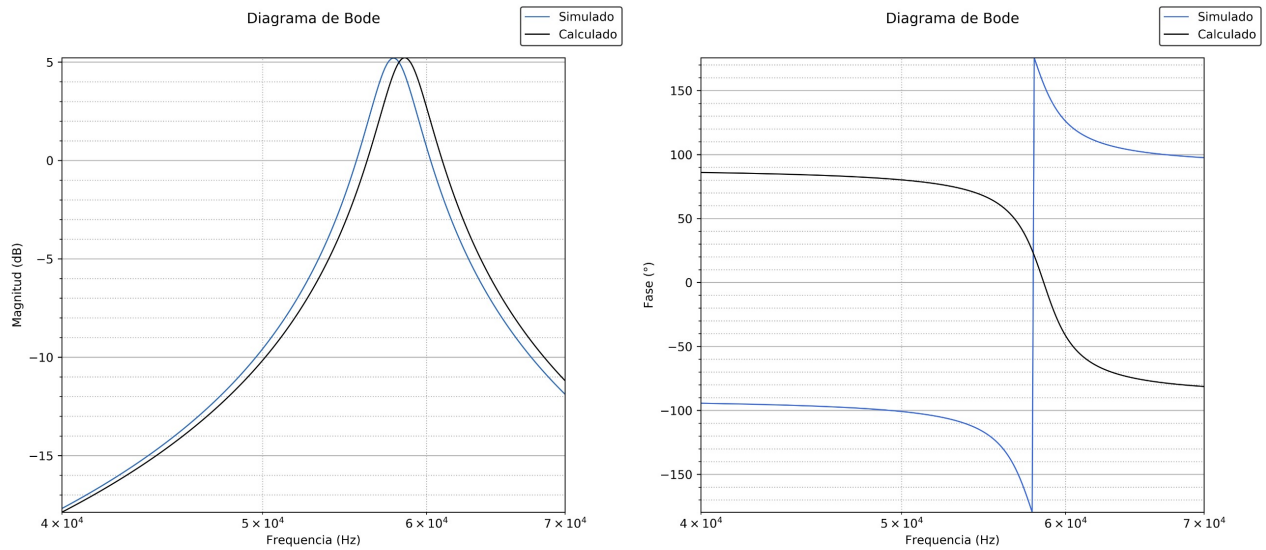


Figure 1.5: Transferencia de la segunda Celda

1.4 Anexo

1.4.1 Transferencia Numérica

Dado que se utilizó $A_p = 1\text{dB}$ se obtuvo ϵ tal que:

$$\epsilon = \sqrt{10^{A_p/10} - 1} = \sqrt{10^{0.1} - 1} = 0.5088 \quad (1.13)$$

Luego se calcularon las singularidades correspondientes al pasabajos normalizado de orden $n = 2$:

$$s_P = -\sigma_k + j\omega_k \quad (1.14)$$

$$\sigma_k = -\sinh(\beta)\sin(\alpha_k) \quad (1.15)$$

$$\omega_k = \cosh(\beta)\cos(\alpha_k) \quad (1.16)$$

$$\alpha_k = \frac{2k-1}{2n}\pi \quad (0 \leq k \leq 2n-1) \quad (1.17)$$

$$\beta = \sinh^{-1}(\epsilon^{-1}) \quad (1.18)$$

A partir de las ecuaciones (1.15) a (1.18) se obtienen 4 polos (2 pares complejos conjugados). Para el diseño del filtro, se tomaron aquellos en el semiplano izquierdo y se obtuvo la transferencia del pasabajos normalizado:

$$H_{LPN}(s) = \frac{1}{(s - s_{p1})(s - \bar{s}_{p1})} \quad (1.19)$$

A la expresión (1.19) se le aplicó la desnormalización del pasabajos al pasabanda:

$$s \rightarrow \frac{1}{B} \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right) \quad (1.20)$$

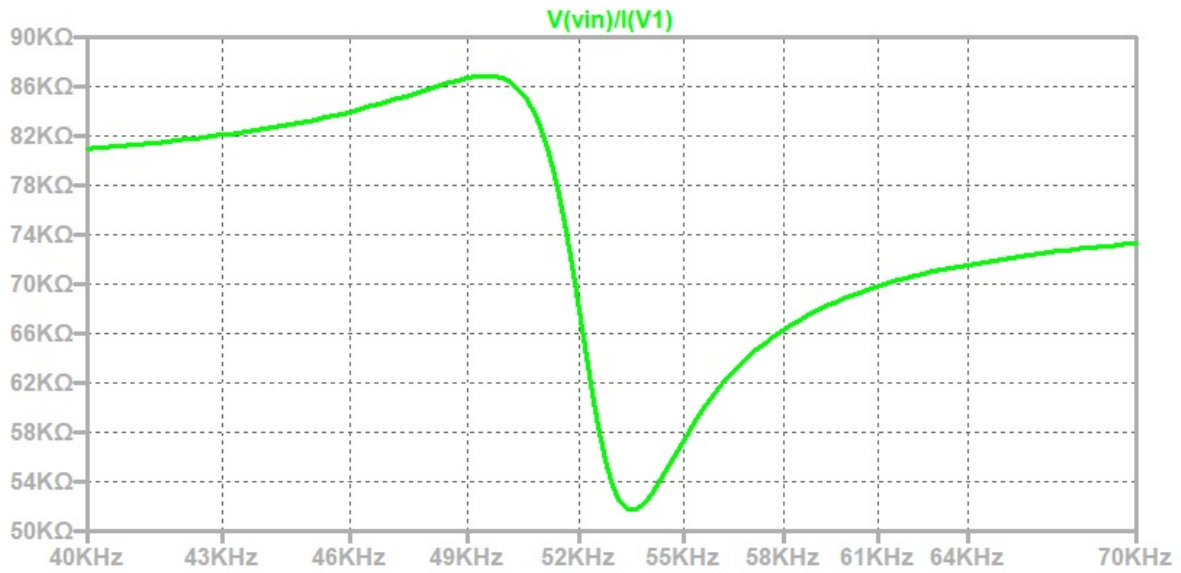


Figure 1.6: Impedancia de Entrada de las Celdas en Cascada

Aplicando la desnormalización (1.20) se obtuvo la transferencia de 4^o orden:

$$H_{BP}(s) = \frac{B^2 \omega_0^2 s}{s^4 + (2\sigma B \omega_0) s^3 + [2 + B^2 (\sigma^2 + \omega^2)] \omega_0^2 + (2\sigma B \omega_0^3) s + \omega_0^4} \quad (1.21)$$

$$H_{BP}(s) = \frac{1.2380 \cdot 10^9 s^2}{s^4 + 3.8625 \cdot 10^4 s^3 + 2.4897 \cdot 10^{11} s^2 + 4.7819 \cdot 10^{15} + 1.5328 \cdot 10^{22}}$$

1.4.2 Transferencia de la Celda Rauch

Se calculó la transferencia de la Celda Rauch aplicando la ley de Nodos de Kirchoff y con asistencia de MATLAB.

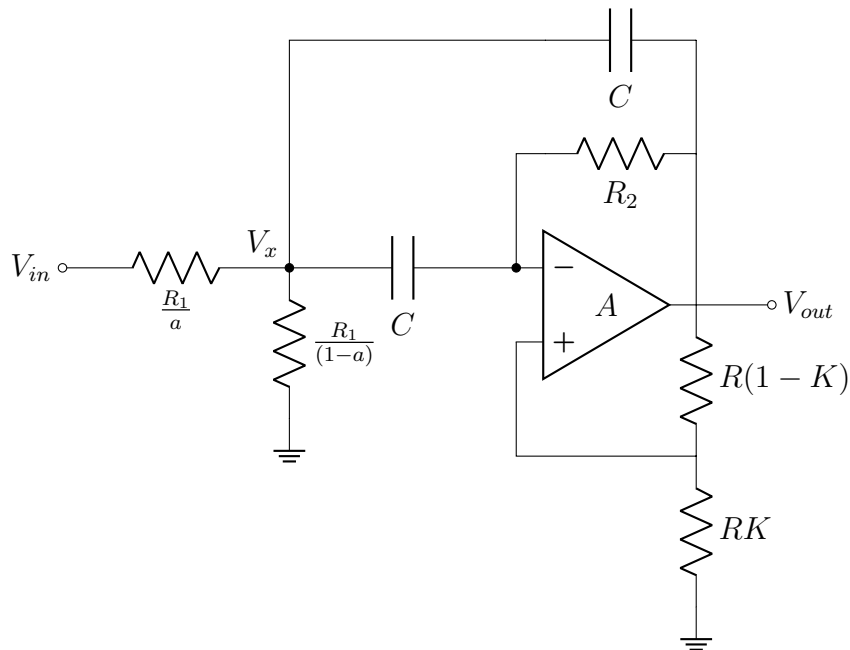


Figure 1.7: Celda Rauch con Q mejorado

Se aplicó la ley de nodos de Kirchoff en V_x y V^- :

$$\frac{V_{in} - V_x}{R_1/a} = \frac{V_x - V_{out}}{1/sC} + \frac{V_x}{R_1/(1-a)} + \frac{V_x - V^-}{1/sC} \quad (1.22)$$

$$\frac{V_x - V^-}{1/sC} = \frac{V^- - V_{out}}{R_2} \quad (1.23)$$

$$V^- = V^+ - \frac{V_{out}}{A} = V_{out}(K - 1/A) \quad (1.24)$$

Además, tomando divisor de tensiones:

$$V^+ = V_{out} \cdot \frac{KR}{KR + (1-K)R} = V_{out}K \quad (1.25)$$

Resolviendo algebraicamente las ecuaciones (1.22), (1.23), (1.24) y (1.25) se obtuvo la transferencia de la celda:

$$H(s) = -\frac{1}{1-K+1/A} \cdot \frac{\frac{a}{R_1C}s}{s^2 + \frac{2}{R_2C} \cdot \left(1 - \frac{R_2}{2R_1} \cdot \frac{K-1/A}{1-K+1/A}\right)s + \frac{1}{R_1R_2C^2}} \quad (1.26)$$

Aproximando con $A \rightarrow \infty$ para un amplificador operacional ideal, se obtiene la transferencia en (1.4)

1.4.3 Impedancia de Entrada

$$i_{in} = (V_{in} - V_x) / \frac{R_1}{a} = \left(V_{in} - V_{out} \frac{1}{sC} [K(1/R_2 + sC) - 1/R_2] \right) / \frac{R_1}{a} \quad (1.27)$$

$$i_{in} = V_{in} \left[1 - H(s) \frac{1}{sC} [K(1/R_2 + sC) - 1/R_2] \right] = V_{in} \left[1 + H(s) \left(\frac{1-K}{sCR_2} - K \right) \right] / \frac{R_1}{a}$$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{R_1/a}{1 + H(s) \left(\frac{1-K}{sCR_2} - K \right)} \quad (1.28)$$

Operando algebraicamente se obtiene la expresión

$$Z_{in} = \frac{R_1}{a} \cdot \frac{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}(1-GK)s + \omega_0^2 + \frac{\omega_0}{Q} \frac{G(1-K)}{CR_2}}$$

1.4.4 Análisis de Sensibilidades

Operando sobre las siguientes expresiones:

$$w_0^2 = \frac{1}{R_1R_2C^2} \quad G_0 = \frac{aR_2}{2R_1} \quad Q_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \quad \alpha = \frac{K}{1-K}$$

$$Q = \frac{Q_0}{(1-2Q_0^2\alpha)} \quad G = G_0 \cdot \frac{Q}{Q_0} \cdot \frac{1}{1-K}$$

se obtuvieron expresiones en función de los componentes con los cuales se calcula la sensibilidad:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C}} \quad (1.29)$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{R_1(1-K)}{2R_1 - K(2R_1 + R_2)} \quad (1.30)$$

$$G = a \frac{R_2}{2R_1 - K(2R_1 + R_2)} \quad (1.31)$$

Para poder calcular las sensibilidades de los parámetros ω_0 , Q , y G respecto a A_{VOL} se obtuvieron sus funciones a partir de la expresión (1.26)

$$Q(R_1, R_2, K, A) = \frac{0.5\sqrt{R_2/R_1}}{1 - \frac{R_2}{2R_1} \cdot \frac{K-1/A}{1-K+1/A}} \quad (1.32)$$

$$G(R_1, R_2, K, A, a) = \frac{aR_2}{2R_1 - (K - 1/A)(2R_1 + R_2)} \quad (1.33)$$

Se calcularon las derivadas sensibilidades de cada parámetro respecto a sus componentes utilizando expresiones simbólicas en MATLAB y operando algebraicamente:

$f(...)$	ω_0	Q	G
S_{R1}^f	-0.5	$-\frac{KR_2}{2R_1(1-K)-KR_2} - \frac{1}{2}$	$-\frac{2R_1(1-K)}{2R_1(1-K)-KR_2}$
S_{R2}^f	-0.5	$\frac{KR_2}{2R_1(1-K)-KR_2} + \frac{1}{2}$	$\frac{2R_1(1-K)}{2R_1(1-K)-KR_2}$
S_C^f	-1	0	0
S_K^f	0	$\frac{KR_2(1-K)}{2R_1(1-K)-KR_2}$	$\frac{2R_1}{2R_1-K(2R_1+R_2)} - 1$
S_A^f	0	$\frac{1}{A} \cdot \frac{R_2}{(1-K+1/A)[2R_1+(R_2+2R_1)(1/A-K)]}$	$\frac{1}{A} \cdot \frac{R_2+2R_1}{(R_2+2R_1)(1/A-K)+2R_1}$
S_a^f	0	0	1

Table 1.7: Sensibilidades de los parámetros en una celda

Chapter 2

Celda Sedra-Ghorab-Martin (R)

2.1 Introducción

A lo largo de esta sección se centrará en el paper Optimum Congurations for SingleAmplifier Biquadratic Filters, de A. Sedra, M Ghorab y K Martin. Se parte de la celda propuesta por Deliyannis que se muestra en la Figura 2.1 y se procede a realizar ciertas transformaciones (Como la transformación complementaria y la transformación RC) para llegar a utilizar el circuito propuesto por los autores de este paper.

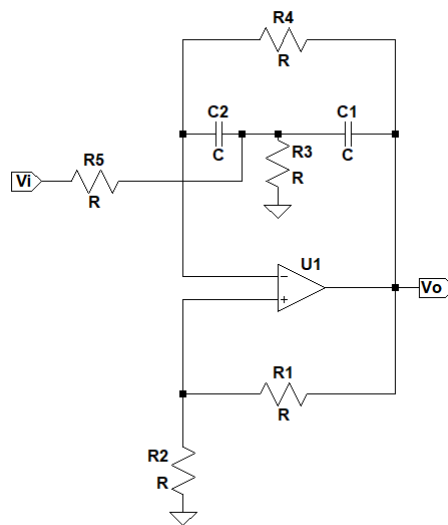


Figure 2.1: Circuito Pasabanda Deliyannis

Como para este Trabajo Práctico se requirió utilizar un filtro pasaaltos, el circuito propuesto por Sedra-Ghorab-Martin, se muestra en la Figura 2.2.

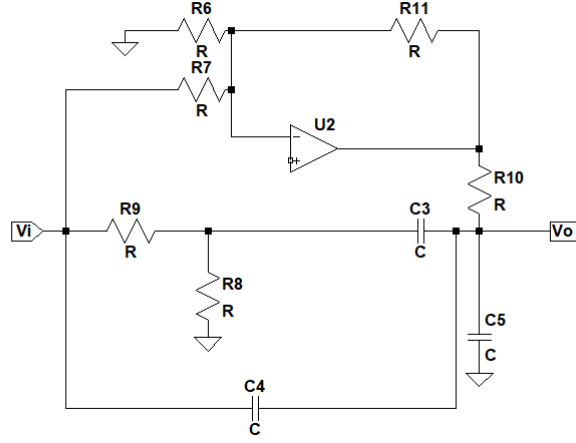


Figure 2.2: PasaAltos Sedra-Ghorab-Martin

2.2 Diseño

Primero que nada, para proceder a diseñar se debe tener la plantilla adecuada a lo que queramos hacer, en nuestro caso, la plantilla propuesta por la cátedra es la que se muestra en el Cuadro 2.1. Siguiendo el esquema de este PasaAltos, posteriormente se debe utilizar la aproximación deseada para poder realizar con celdas reales la plantilla.

	Frecuencia
f_a	12.2 (kHz)
f_p	24.4 (kHz)
A_a	40 dB
A_p	2 dB
$ Z_{in}(f) $	$\geq 50 (k\Omega)$

Table 2.1: Plantilla del filtro propuesto por la cátedra

2.2.1 Aproximación elíptica del filtro (Cauer)

$$H(s) = \frac{794 \cdot 10^{-3} s^4 + 102.3 \cdot 10^{-12} s^2 + 19.3 \cdot 10^{18}}{s^4 + 308.6 \cdot 10^3 s^3 + 110.1 \cdot 10^9 s^2 + 8.9 \cdot 10^{15} s + 1.9 \cdot 10^{21}}$$

Por lo tanto, reescribiendola de forma que queden 2 transferencias de orden 2

$$H_1(s) = \frac{794.3 \cdot 10^{-3} s^2 + 1.8 \cdot 10^9}{s^2 + 284.2 \cdot 10^3 s + 78.6 \cdot 10^9}$$

$$H_2(s) = \frac{s^2 + 10.6 \cdot 10^9}{s^2 + 24.4 \cdot 10^3 s + 24.6 \cdot 10^9}$$

Chapter 3

Celda Universal

3.1 Introducción

En esta sección se busca realizar un filtro *Notch* que cumpla una determinada plantilla y que sea implementada con una celda universal.

3.2 Plantilla

En la Tabla 3.1 se puede observar la plantilla del filtro *Notch*. Como parámetros a destacar esta la frecuencia del *notch* (f_0) a $30kHz$ con una profundidad mayor a $50dB$.

f_0	30kHz
Notch Depth	$> 50dB$
Δf_a	600Hz
Δf_p	13Hz
A_a	40dB
A_p	6dB
G	$[-3:3]dB$
$ Z_{in}(f) $	$> 50k\Omega$

Table 3.1: Plantilla

3.3 Cálculos teóricos

En esta sección se utiliza la aproximación de Chebychev II para diseñar el filtro. En primer lugar, se deben calcular f_a^- , f_a^+ , f_p^- y f_p^+ . Las mismas son calculadas utilizando las siguientes ecuaciones:

$$f_0^2 = f_a^- f_a^+ = f_p^- f_p^+$$

$$\Delta f_a = f_a^- - f_a^+$$

$$\Delta f_p = f_p^- - f_p^+$$

Gracias a estas ecuaciones y a la plantilla, se obtiene:

$$f_a^- = 29701Hz$$

$$f_a^+ = 30301Hz$$

$$f_p^- = 24196Hz$$

$$f_p^+ = 37196Hz$$

Se cargan estos últimos resultados y la plantilla en un programa de aproximación. Los resultados muestran que para implementar el filtro se deben tener dos etapas donde ambas son filtros notch. En la Figura 3.1 se pueden ver el diagrama de polos y ceros que deben tener las etapas del filtro. Nótese que, ambos pares de ceros se encuentran sobre el eje $j\omega$. Las frecuencias de los polos y ceros son las siguientes:

$$f_{p1} = 24479Hz$$

$$f_{p2} = 367643.91Hz$$

$$f_{z1} = 29848Hz$$

$$f_{z2} = 30151Hz$$

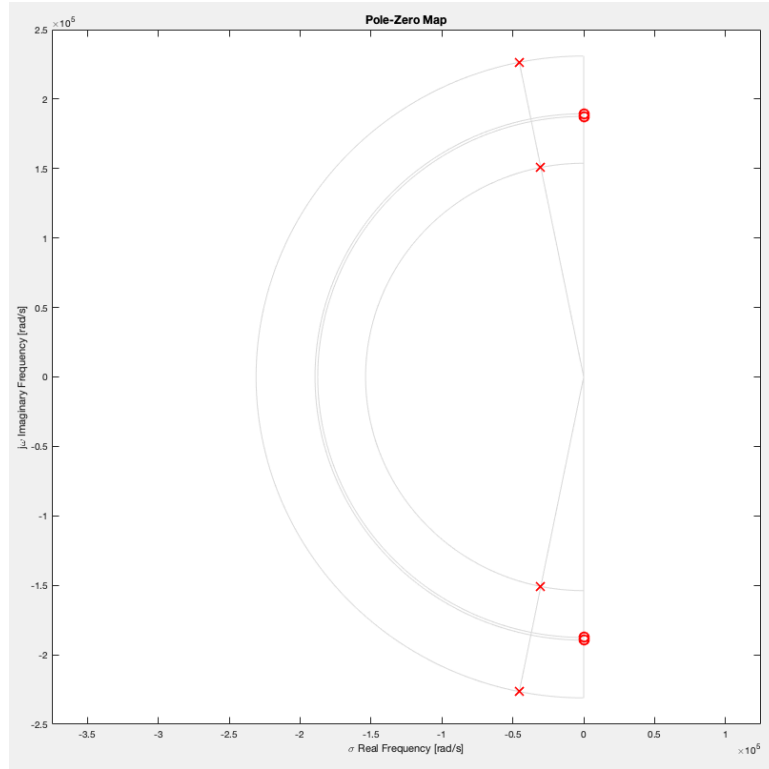


Figure 3.1: Diagrama de polos y ceros

Donde los sufijos p y z representan polos y ceros respectivamente. Además, ambas etapas tienen $Q = 2.54$. Con toda esta información es posible armar las funciones transferencias de las dos etapas. La función transferencia de la primera etapa será $H_1(s)$ y la segunda será $H_2(s)$. Para poder armarlas se debe primero agrupar los pares de polos y ceros. Es decir, se debe decidir que polo se asigna con cual cero. Una regla simple que optimiza el rango dinámico del filtro es agrupar los polos con los ceros que estén más próximos. Es fácil demostrar (observando la Figura 3.1) que $p1$ está más cerca de $z1$ y $p2$ está más cerca de $z2$. Entonces, las funciones transferencias son:

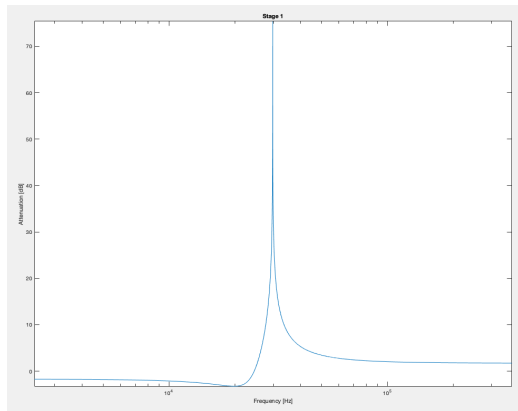
$$H_1(s) = k \frac{s^2 + w_{z1}^2}{s^2 + s \frac{w_{p1}}{Q} + w_{p1}^2} \quad (3.1)$$

$$H_2(s) = k \frac{s^2 + w_{z2}^2}{s^2 + s \frac{w_{p2}}{Q} + w_{p2}^2} \quad (3.2)$$

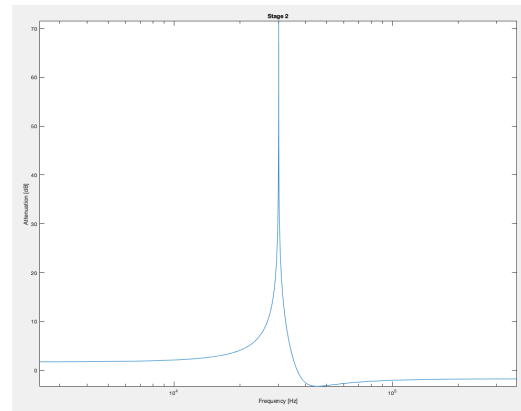
Donde k representa la ganancia asignada a cada etapa. Esta ganancia es util para asegurar que las señales se mantengan por debajo de los limites de saturación del amplificador operacional utilizado para hacer la etapa. Sin embargo, como se ve en la sección *Diseño*, se define $k = 1$. Por ultimo, se debe definir el orden de las etapas. Es decir, como las etapas se implementan en cascada, se debe definir en que orden se implementan $H_1(s)$ y $H_2(s)$. La regla de decisión es implementar las etapas de manera que las de menor Q estén primero. Pero como en este caso ambas etapas tienen el mismo Q , se define arbitrariamente que la primera etapa sea $H_1(s)$. Como (3.1) y (3.2) son de la misma forma, es de utilidad tener una función transferencia genérica para usar en la sección de *Diseño*. La misma se muestra a continuación:

$$H(s) = k \frac{s^2 + w_z^2}{s^2 + s \frac{w_p}{Q} + w_p^2} \quad (3.3)$$

Para finalizar la sección se muestran las atenuaciones de ambas etapas por separado y el bode de ambas etapas en cascada. La Figura 3.2a muestra la atenuación en función de la frecuencia de la etapa 1 con los valores calculados teóricamente mientras que la Figura 3.2 lo muestra para la etapa 2. La Figura 3.3 muestra el bode del filtro con ambas etapas. Nótese en este ultimo que el notch se ubica en $30kHz$.



(a) Etapa 1

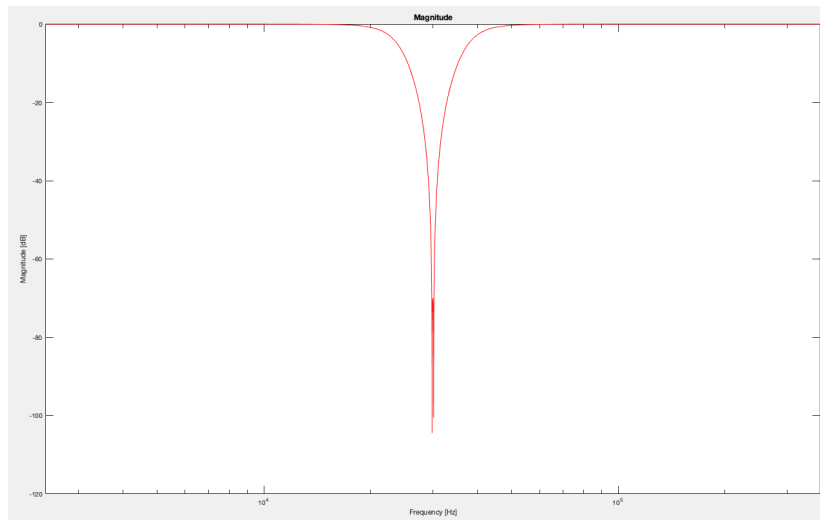


(b) Etapa 2

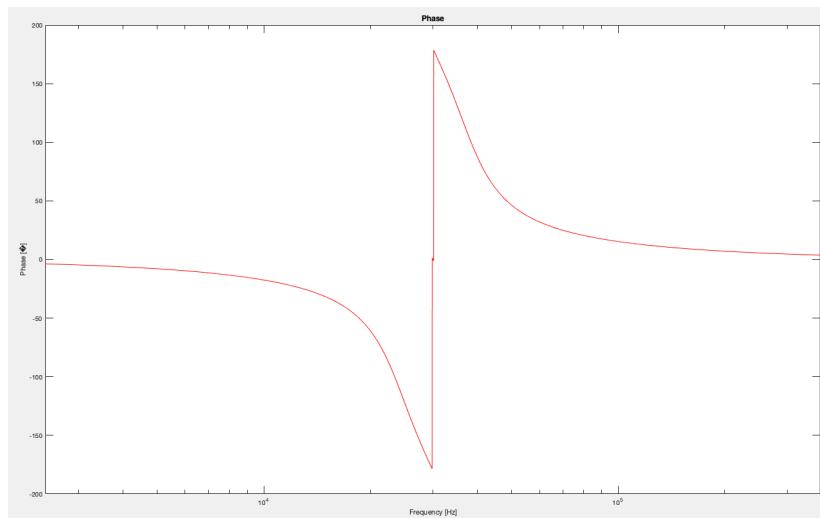
Figure 3.2: Atenuación de las etapas 1 y 2

3.4 Implementación

En esta sección se analizan distintas configuraciones para luego poder diseñar la etapas del filtro. Recordar que, como se deben realizar dos etapas *notch*, la celda debe estar configurada de modo que se pueda realizar la función transferencia 3.3. En primer lugar se investiga sobre la celda universal *Kerwin-Huelsman-Newcomb* creada por Kerwin, L. P. Huelsman y R. W. Newcomb en 1967 que utiliza dos integradores y un amplificador sumador. La celda se puede ver en la Figura 3.4. La configuración provee una respuesta de segundo orden de pasa bajos, pasa banda y pasa altos. Es posible combinar estas respuestas para sintetizar una respuesta de *notch* con la ayuda de un cuarto amplificador operacional. En esta configuración se puede demostrar que el factor de calidad Q depende del ratio $\frac{R_2}{R_1}$. Luego, se tiene un Q mucho mas sensible a las tolerancias de las resistencias, lo que es una desventaja. Una ventaja de esta celda es que cuenta con varias salidas para obtener las respuestas de pasa bajos, pasa banda y



(a) Magnitud



(b) Fase

Figure 3.3: Bode del filtro calculado mediante el programa de aproximación

pasa altos (como se ve en la figura). Si se quiere obtener una respuesta *notch*, como es le caso, se debe agregar un amplificador operacional mas que sume las salidas pasa alto y pasa bajo.

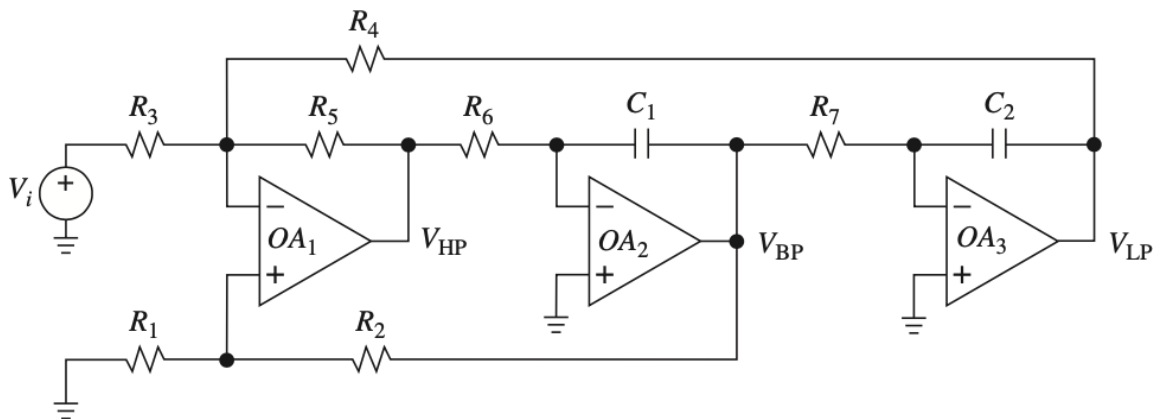


Figure 3.4: Configuración Kerwin-Huelsman-Newcomb

En segundo lugar, se investiga sobre la configuración *Tow-Thomas*. La misma se puede ver en

la Figura 3.5. La celda consiste en dos integradores, donde uno esta en configuración *lossy* y un tercer amplificador operacional que tiene ganancia unitaria cuyo propósito es proveer inversión de polaridad. Se puede configurar uno de los integradores como no inversor, luego se puede eliminar el amplificador inversor dejando solo dos amplificadores operacionales. De todos modos esta configuración no provee la posibilidad de obtener ceros de transmisión.

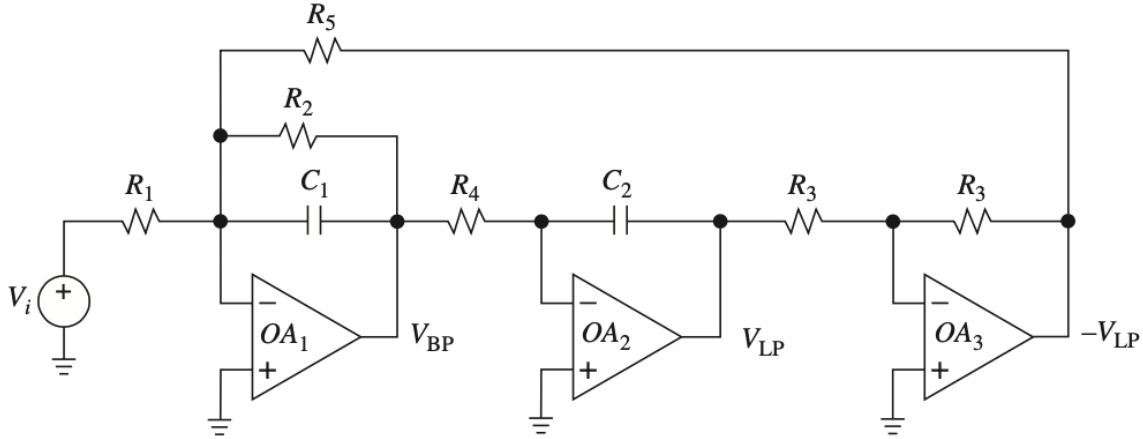


Figure 3.5: Configuración Tow-Thomas

En tercer lugar, se analiza la configuración *Ackerberg-Mossberg* que esta basada en la configuración *Tow-Thomas*. Lo que cambia entre ambas configuraciones es la implementación del integrador no inversor. Sin embargo, solamente sirve para realizar filtros pasabanda y pasa bajos. Este circuito se ve muy limitado en muchas aplicaciones practicas que requieren ceros de transmisión en el plano $j\omega$. Es posible agregar ceros de transmisión mediante un sumador pero a costa de agregar un amplificador operacional lo que hace que el circuito tenga en total cuatro amplificadores operacionales. En la Figura 3.6 se puede ver el circuito en configuración *Ackerberg-Mossberg* que permitiría realizar la función transferencia 3.3.

Por ultimo, se analiza la celda *Fleischer-Tow* que es otra modificación de la *Tow-Thomas*. Esta celda cuenta con la ventaja que con tres amplificadores operacionales se puede obtener cualquier tipo de respuesta. En la Figura 3.7 se muestra la celda *Fleischer-Tow*.

3.5 Diseño

3.5.1 Selección de configuracion de celda

En la seccion anterior se mostraron las distintas configuraciones de celdas universales que se pueden utilizar. Como se vio, la celda *Tow-Thomas* no permite obtener ceros de transmision por lo que se descarta para utilizarla. En cuanto a la *Ackerberg-Mossberg* y la *Kerwin-Huelsman-Newcomb*, si bien permiten obtener respuestas del tipo *notch* requieren un amplificador mas. En consecuencia, como la celda *Fleischer-Tow* solo requiere tres amplificadores operacionales para dar una respuesta *notch* se opta por utilizar esta celda. Como se mostró anteriormente, el circuito que describe dicha celda se puede ver en la Figura 3.7. De dicho circuito es posible extraer la función transferencia. La misma se muestra a continuación:

$$H(s) = -\frac{s^2 \frac{R_8}{R_6} + s \frac{R_8(R_4 R_7 - R_1 R_6)}{R_4 R_7 R_1 C_1} + \frac{R_8}{R_3 R_5 R_7 C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{R_8}{R_2 R_3 R_7 C_1 C_2}} \quad (3.4)$$

Se toman las siguientes igualdades para simplificar la función transferencia y para que se asemeje lo mas posible a la función transferencia de un filtro *Notch* (3.3) . Las mismas son:

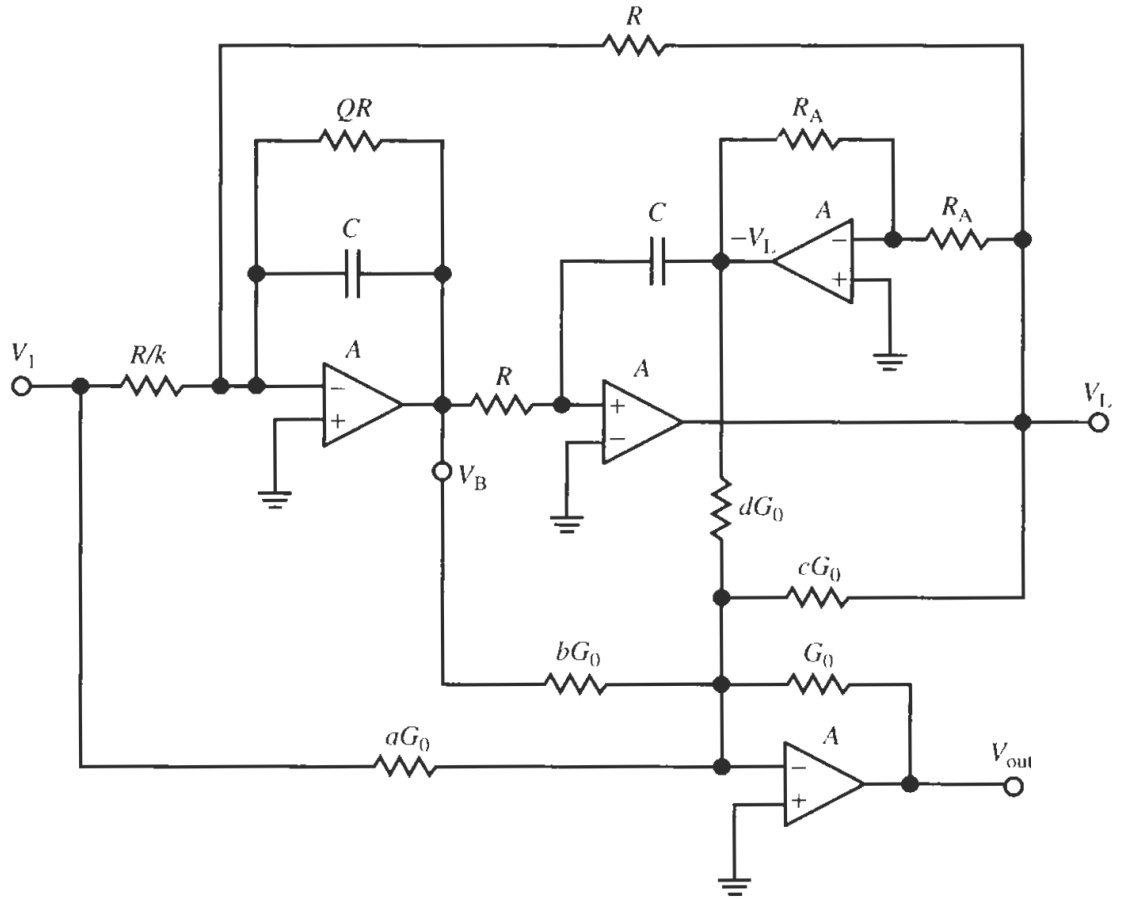


Figure 3.6: Configuración Ackerberg-Mossberg

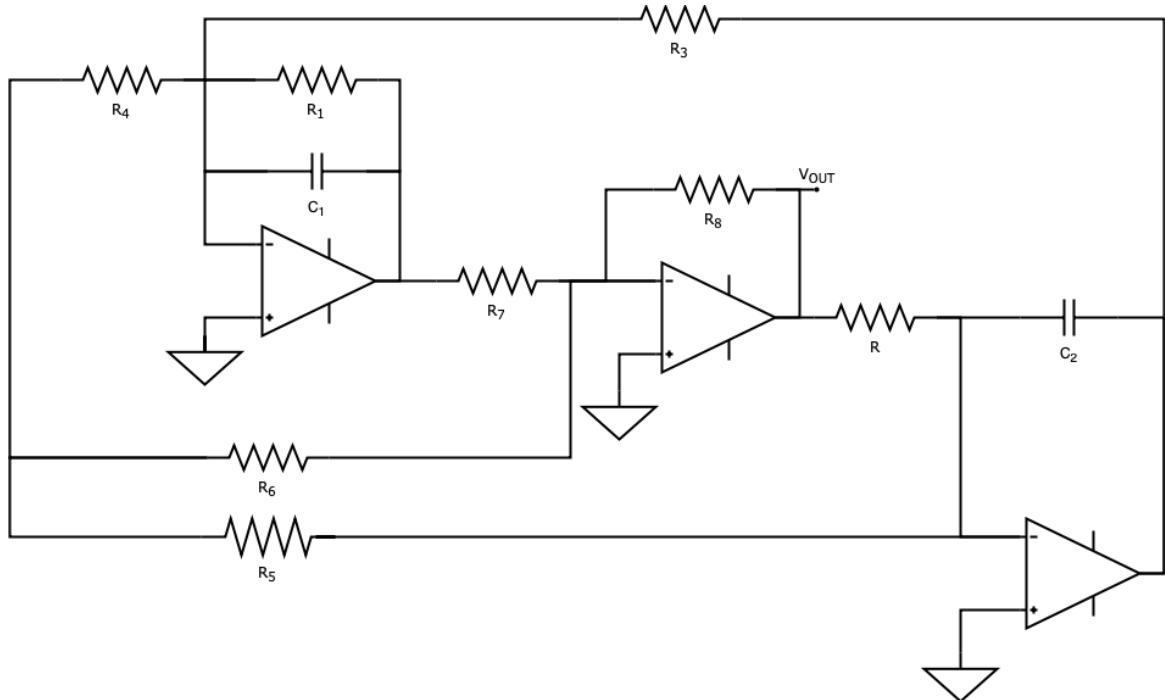


Figure 3.7: Configuración Fleischer-Tow

$$R_4 = \frac{R_1 R_6}{R_7}$$

$$C = C_1 = C_2$$

$$R_8 = R_7$$

$$R = R_2 = R_3$$

$$R_5 = R_6$$

La nueva función transferencia resulta ser:

$$H(s) = -\frac{s^2 \frac{R_8}{R_5} + \frac{1}{R_5 R C^2}}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 R_3 C^2}} \quad (3.5)$$

Como se puede observar, (3.5) tiene la forma de un filtro *Notch*. Solo resta obtener las relaciones de los parámetros del filtro (ω_p , ω_z y Q) con los componentes de la celda. Nuevamente se utiliza la función transferencia (3.3) para extraer dichas relaciones:

$$R = \frac{1}{\omega_p C}$$

$$R_1 = \frac{Q}{\omega_p C}$$

$$R_5 = \frac{1}{k \omega_z^2 R C^2}$$

$$R_8 = k R_5$$

Para simplificar las cuentas y como no hay posibilidad de saturar a los amplificadores operacionales involucrados, se define $k = 1$. Nótese, que solamente hay tres valores de resistencia diferentes. Esto se puede ver como una ventaja ya que disminuye la complejidad del circuito. Ya es posible armar una celda con configuración *Fleischer-Tow* que describe un filtro *Notch*. La misma se puede ver en la Figura 3.8. Como ya es sabido la configuración *Fleischer-Tow* cuenta con tres amplificadores por lo que se decide utilizar el integrado TL084 ya que contiene cuatro amplificadores operacionales.

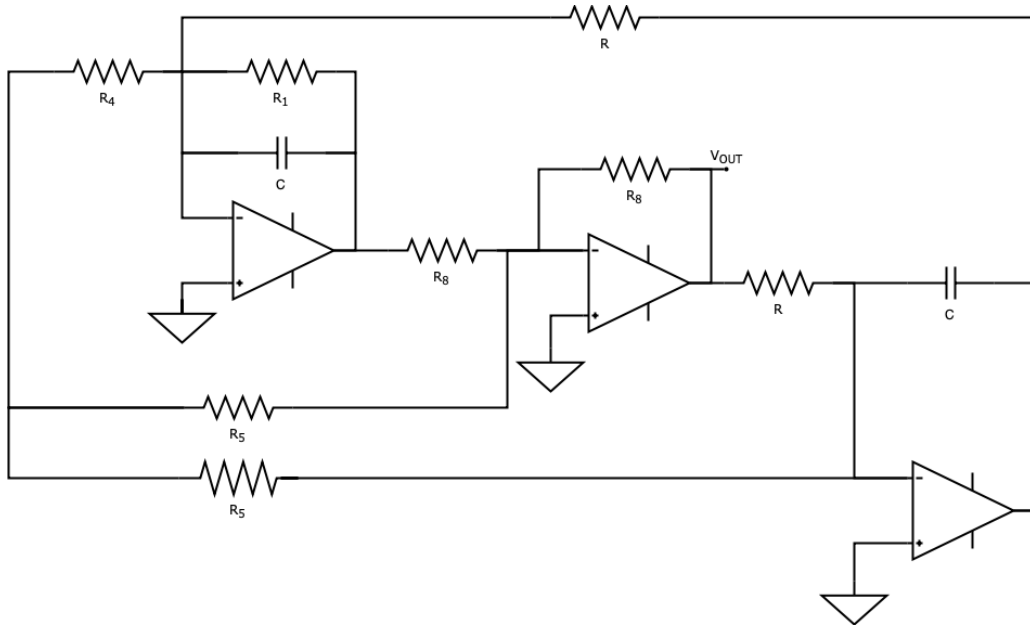


Figure 3.8: Filtro *Notch* implementado con *Fleischer-Tow*

3.5.2 Selección de componentes

Al tener el circuito que describe un filtro *Notch* es posible continuar con el diseño del filtro deseado. Como se vio anteriormente, para cumplir la plantilla se requieren dos etapas. La primera etapa tiene $Q = 2.54$ y contiene el siguiente polo y cero:

$$f_{p1} = 24479Hz$$

$$f_{z1} = 29848Hz$$

Gracias a estos valores y a las relaciones anteriormente calculadas, se pueden calcular los valores de los componentes. Los resultados se muestran en la Tabla 3.2.

R_1	16514Ω
R	6501Ω
R_5	4373Ω
R_4	16514Ω
R_8	4373Ω

Table 3.2: Componentes calculados etapa 1

Como los valores de la Tabla 3.2 no son comerciales, se utilizan los que se muestran en la Tabla 3.3.

R_1	$33k\Omega//33k\Omega$
R	$6.2k$
R_5	$4.3k\Omega$
R_4	$33k\Omega//33k\Omega$
R_8	$4.3k\Omega$

Table 3.3: Componentes comerciales etapa 1

Por otro lado, la segunda etapa tiene un $Q = 2.54$ y contiene el siguiente polo y cero en:

$$f_{p2} = 36764Hz$$

$$f_{z2} = 30151Hz$$

Los valores de los componentes se muestran en la Tabla 3.4 y en la Tabla 3.5 se muestran los valores comerciales.

R_1	10995Ω
R	4329Ω
R_5	6436Ω
R_4	10995Ω
R_8	6436Ω

Table 3.4: Componentes calculados etapa 2

Cabe aclarar que para ambas etapas se utiliza $C = 1nF$ ya que con dicho valor las resistencias adquieren valores del orden de los $k\Omega$.

Si ambas etapas se ponen en cascada y se simula, se obtiene el bode de la Figura 3.9. En primer lugar, se puede destacar que se cumple la profundidad del notch, lo que es satisfactorio. Sin embargo, la frecuencia en la que se produce el notch no es exactamente $30kHz$ si se utilizan

R_1	$11k\Omega$
R	$4.3k$
R_5	$6.2k\Omega$
R_4	$11k\Omega$
R_8	$6.2k\Omega$

Table 3.5: Componentes comerciales etapa 2

los valores de los componentes de los componentes propuestos. Esto se debe principalmente a que los valores necesarios para que se de en esta frecuencia no existen comercialmente. Al aproximar los valores de las resistencias se produce este error. Para solucionar este problema se decide utilizar un preset en ambas etapas en el lugar de R_7 . Como se vera mas adelante, la sensibilidad de R_7 implica una modificación en la ubicación de los ceros en ambas etapas. Luego, se explota esta situación para calibrar el circuito de manera que ambas etapas tengan los ceros donde corresponde y que al tener las etapas en cascada la frecuencia se ubique en $30kHz$. Luego, al tener esta nueva opción, se encontró que si R_7 es 4100Ω para la primera etapa y 6300Ω para la segunda etapa la simulación cumple con la plantilla del filtro. La Figura 3.9 muestra el bode del filtro con estas modificaciones. Habiendo aclarado esto, se cambia R_7 de la primera etapa por un preset de $5k\Omega$ y por uno de $10k\Omega$ para la segunda etapa.

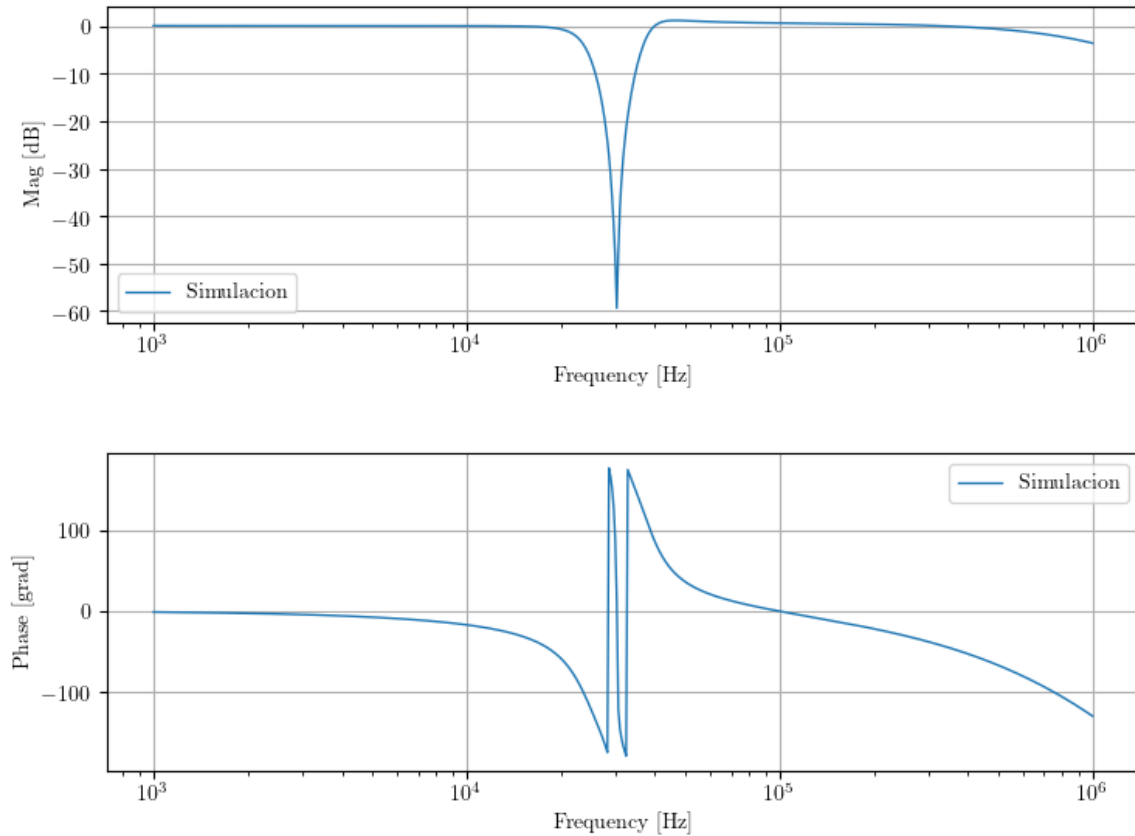


Figure 3.9: Simulación del filtro con componentes comerciales

3.5.3 Sensibilidades

En esta sección se busca analizar la sensibilidad de los componentes del circuito propuesto. Para calcular las sensibilidades se utiliza la siguiente ecuación:

$$S_{x_k}^{g(x)} = \frac{\delta g(x)}{\delta x_k} \frac{x_k}{g(x)}$$

En primer lugar, se calcula la sensibilidad de Q_z . Recordando la función transferencia completa de la celda *Fleischer-Tow* (3.4) se extrae la expresión del factor de calidad de cero Q_z :

$$Q_z = \frac{R_4 R_7 C_1 \omega_z}{R_8 (R_4 R_7 - R_1 R_6)} = \frac{R_1 R_4}{R_4 R_7 - R_1 R_6} \sqrt{\frac{C_1 R_8 R_7}{R_3 R_5 C_2}}$$

Gracias a un algoritmo, se obtienen los siguientes resultados:

$$\begin{aligned} S_{R_1}^{Q_z} &= \frac{R_4 R_7}{R_1 R_6 - R_4 R_7} \\ S_{R_3}^{Q_z} &= \frac{-1}{2} \\ S_{R_4}^{Q_z} &= \frac{R_1 R_6}{R_1 R_6 - R_4 R_7} \\ S_{R_5}^{Q_z} &= \frac{-1}{2} \\ S_{R_6}^{Q_z} &= -\frac{R_1 R_6 + R_4 R_7}{2(R_1 R_6 - R_4 R_7)} \\ S_{R_7}^{Q_z} &= \frac{R_1 R_6 + R_4 R_7}{2(R_1 R_6 - R_4 R_7)} \\ S_{C_1}^{Q_z} &= \frac{1}{2} \\ S_{C_2}^{Q_z} &= \frac{-1}{2} \end{aligned}$$

En segundo lugar, se calcula la sensibilidad de Q . La expresión de Q es:

$$Q = \sqrt{\frac{R_8 C_1}{R_2 R_3 R_7 C_2}} R_1$$

Gracias a un algoritmo, se obtienen los siguientes resultados:

$$\begin{aligned} S_{R_1}^Q &= 1 \\ S_{R_2}^Q &= -\frac{1}{2} \\ S_{R_3}^Q &= -\frac{1}{2} \\ S_{R_7}^Q &= -\frac{1}{2} \\ S_{R_8}^Q &= \frac{1}{2} \\ S_{C_1}^Q &= \frac{1}{2} \\ S_{C_2}^Q &= -\frac{1}{2} \end{aligned}$$

En tercer lugar, se calcula la sensibilidad de ω_0 . Se recuerda su expresión:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_8}{R_2 R_3 R_7 C_1 C_2}}$$

Gracias a un algoritmo, se obtienen los siguientes resultados:

$$S_{R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_3}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_7}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_8}^{\omega_0} = \frac{1}{2}$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

En cuarto lugar, se calcula la sensibilidad de ω_z . Se recuerda su expresión:

$$\omega_z = \sqrt{\frac{R_8}{R_3 R_5 R_7 C_1 C_2}}$$

Gracias a un algoritmo, se obtienen los siguientes resultados:

$$S_{R_3}^{\omega_z} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_5}^{\omega_z} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_7}^{\omega_z} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_8}^{\omega_z} = \frac{1}{2}$$

$$S_{C_1}^{\omega_z} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{C_2}^{\omega_z} = -\frac{1}{2}$$

Por ultimo se calcula la sensibilidad de G . La expresión de G es:

$$G = \frac{R_8}{R_6}$$

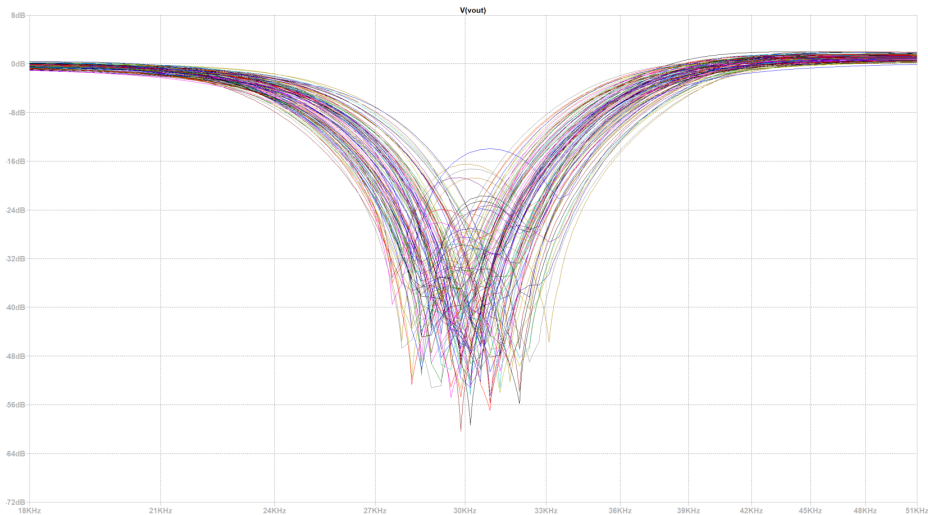
Se puede ver fácilmente que:

$$S_{R_8}^G = 1$$

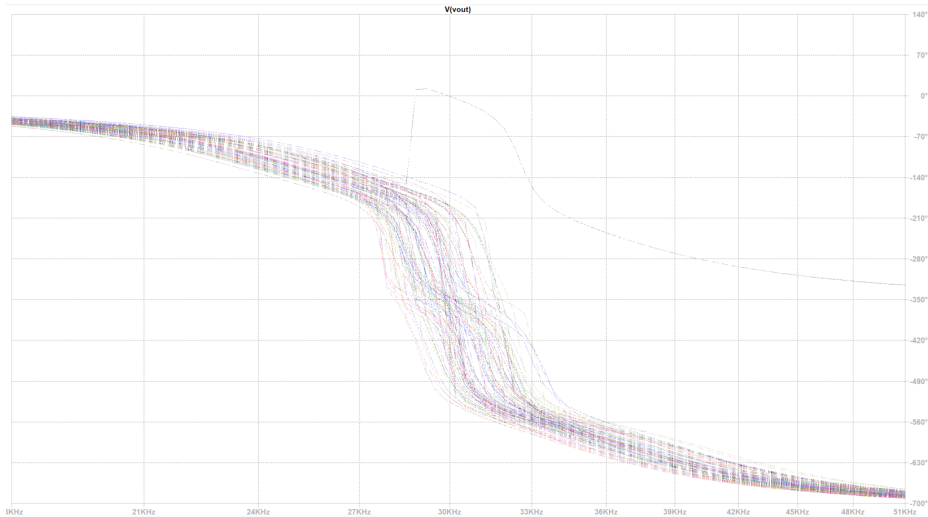
$$S_{R_6}^G = -1$$

3.5.4 Análisis de montecarlo

Es de importancia aclarar que, para implementar el circuito, se utilizan todas resistencias SMD ya que tienen tolerancia de aproximadamente 1%. La Figura 3.10 muestra el análisis de montecarlo sobre el circuito. Como se puede observar, tanto la profundidad del notch como la frecuencia a la que este se ubica varían considerablemente. Esto provoca que la plantilla no se cumpla en varios casos. Como se vio en la sección de sensibilidad, la mayoría de los componentes afectan considerablemente el comportamiento del circuito, a pesar de utilizar resistencias baja tolerancia. Para solucionar este problema, se vuelve a recurrir a la opción del preset en la resistencia R_7 . El preset en ambas etapas calibra el circuito para que los ceros se ubiquen donde corresponden compensando las variaciones de los componentes.



(a) Magnitud



(b) Fase

Figure 3.10: Análisis montecarlo

3.5.5 Impedancia de entrada

Como la plantilla impone que la impedancia de entrada sea mayor a $50k\Omega$ se decide incorporar buffers a la entrada de ambas etapas. Como cada etapa del circuito es implementada con dos integrados TL084 que contiene cuatro operacionales, es posible utilizar uno de ellos como buffer. Con esta configuración, la simulación de la impedancia de entrada se puede ver en la Figura

3.11. Como se puede observar, con esta configuración se cumple ampliamente la condición de la impedancia de entrada.

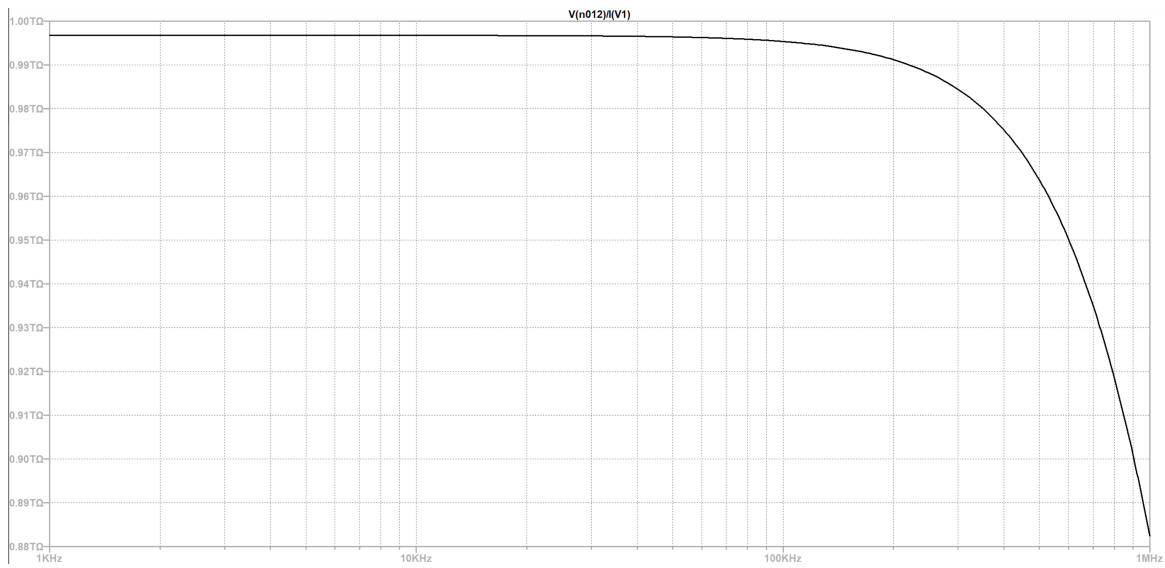


Figure 3.11: Simulación de impedancia de entrada

3.5.6 Impedancia de salida

En la Figura 3.12 se puede ver la simulación de la impedancia de salida. Como se puede ver, aumenta abruptamente a a partir de $100kHz$.

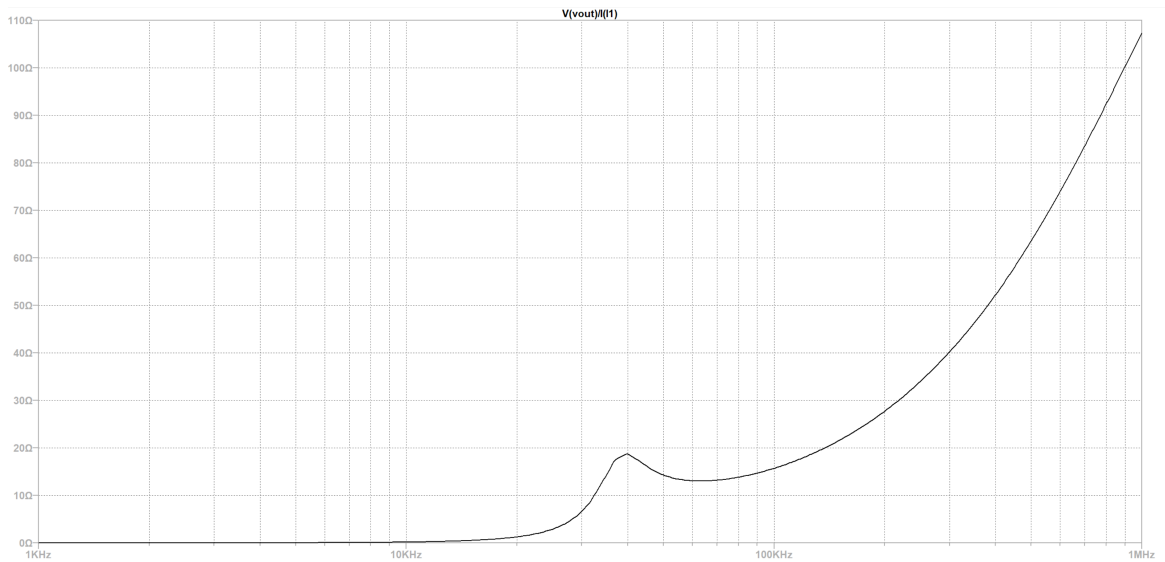


Figure 3.12: Simulación de impedancia de salida

3.6 Medición

En esta sección se muestran los resultados de las mediciones. Primero se exponen los bodes de las etapas por separado para poder determinar si cada etapa funciona de la manera esperada. En los bodes de las etapas se muestran tres curvas. La primera es la simulación con los componentes calculados (los de las tablas 3.2 y 3.2), la segunda es con los componentes con

los valores comerciales (los de las tablas 3.3 y 3.5) y la tercera curva es la medición. Como ultimo se muestra el bode del filtro completo. En este se muestra la simulación de todo el filtro completo con los buffers a la entrada de cada etapa y su respectiva medición.

El bode de la primera etapa se ve en la Figura 3.13. Se puede observar que los resultados son sumamente satisfactorios ya que la simulación con los valores de los componentes calculados, la simulación con los valores de los componentes utilizados y la medición eso prácticamente idénticos. Esto sucede en la magnitud que es el parámetro de interés. También, nótese que en la medición y en la simulación la atenuación aumenta en frecuencias altas. Esto es de esperarse ya que a estas frecuencias comienza a actuar el polo dominante del amplificador operacional. En cuanto a la fase, se puede apreciar una cierta dispersión pero a partir de $100kHz$. La frecuencia donde se ubica el *notch* es aproximadamente $29800Hz$ lo que es excelente ya que es prácticamente igual a f_{z1} . Además, cabe aclarar que el preset en R_7 resulta de enorme ayuda ya que permitió ubicar el polo de la etapa en la frecuencia deseada dando muy buenos resultados.

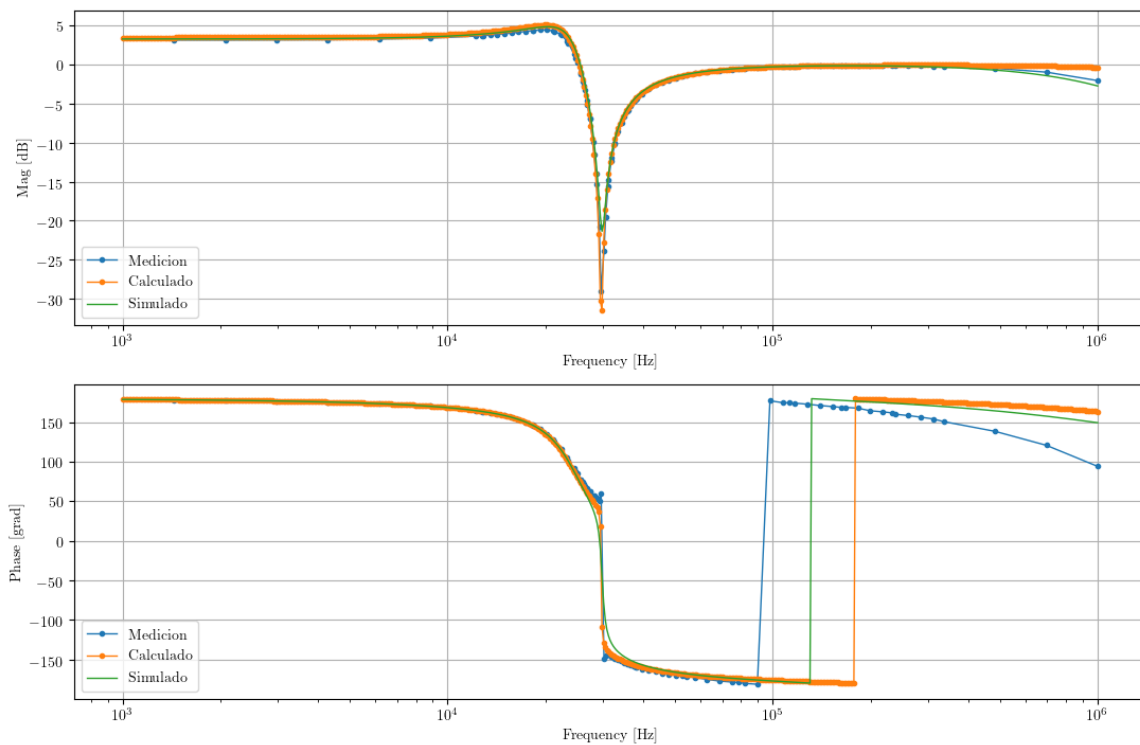


Figure 3.13: Bode primera etapa

Algo muy similar se dio en la segunda etapa. El bode de la misma se puede ver en la Figura 3.14. Al igual que la primera etapa, los resultados son muy buenos. El *notch* se ubica prácticamente en f_{z2} y las tres curvas están prácticamente superpuestas.

Finalmente, en la Figura 3.15 se muestra el bode del filtro con ambas etapas y sus respectivos buffers. Como era de esperarse la simulación y la medición son prácticamente iguales ya que las etapas por separado dieron muy buenos resultados. En primer lugar, se contempla que la frecuencia donde se ubica el *notch* es muy aproximado a $30kHz$ por lo que el filtro cumple dicho condición de la plantilla. Además, se logra una profundidad de *notch* mayor a $50dB$ cumpliendo la condición de la plantilla. También, se puede ver que se logra cumplir con el resto de las condiciones de la plantilla.

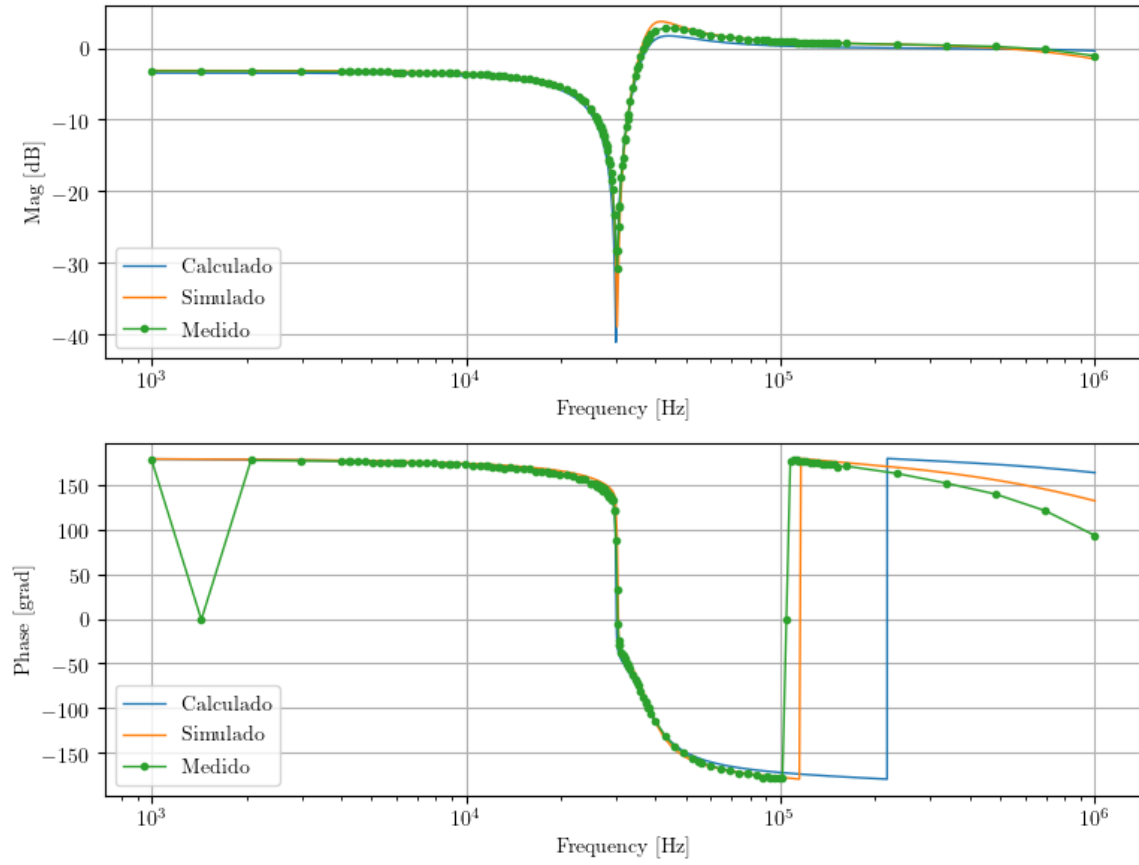


Figure 3.14: Bode segunda etapa

3.7 Conclusión

Se logro implementar el filtro deseado con dos etapas con la configuración *Fleischer-Tow*. La plantilla del filtro se cumple en el filtro implementado. La decisión de utilizar un preset en R_7 fue de inmensa utilidad ya que permitió calibrar las etapas por separado y obtener los resultados deseados.

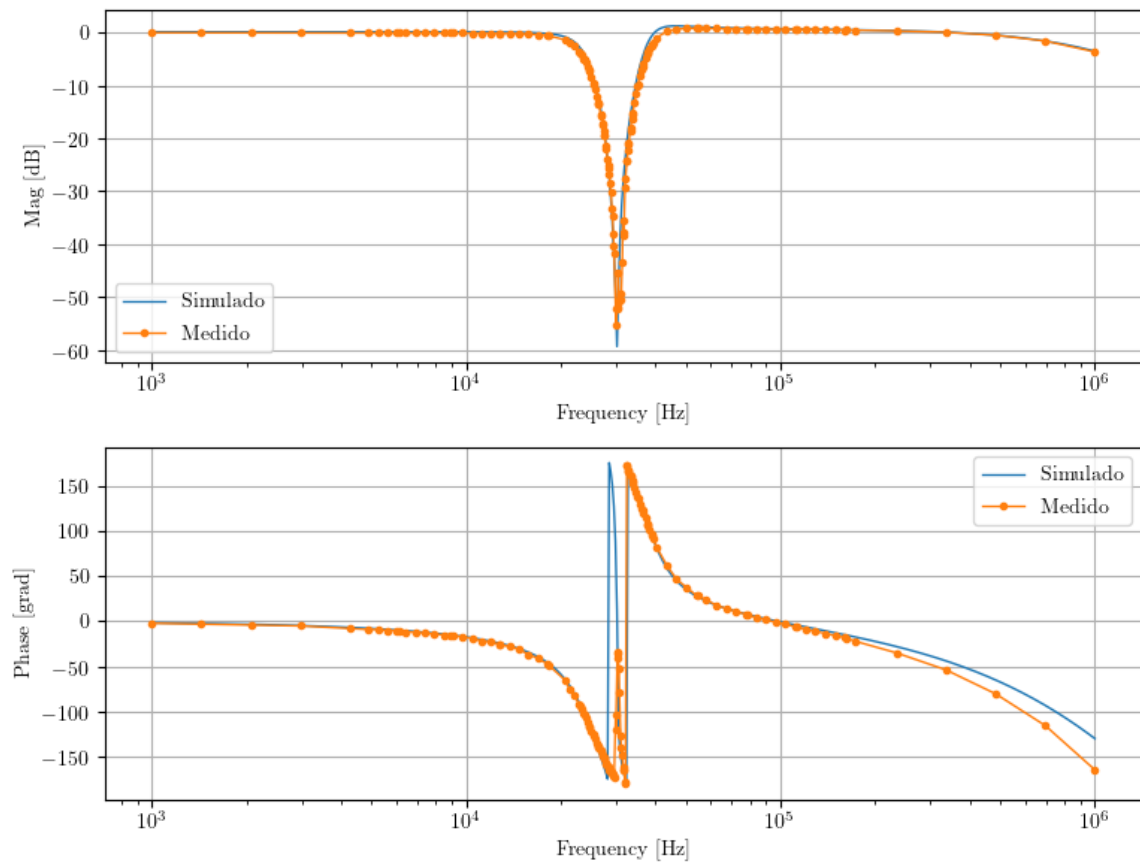


Figure 3.15: Bode del filtro