

Ejercicio 1

Sedra-Ghorab-Martin

1.1 Introducción

1.1.1 Usos

La celda Sedra-Ghorab-Martin implementa una función transferencia de orden 2 utilizando un solo op-amp, por lo que se dice que es una celda *SAB (single-amplifier-biquad)*. Se destaca por tener una baja sensibilidad del Q de los polos respecto a la ganancia de lazo abierto comparada con otras topologías (por ejemplo, la Sallen-Key analizada en el ejercicio 1). A cambio de esta ventaja, aumenta la sensibilidad respecto a los componentes pasivos.

En esta sección se utiliza la metodología descrita en la publicación *Optimum Configurations for Single-Amplifier Biquadratic Filters* de Adel S. Sedra, Mohamed A. Ghorab y Ken Martin para obtener un filtro pasabajos con la siguiente plantilla:

| | |
|---------------|--------------|
| f_a | 12.2KHz |
| f_p | 24.4KHz |
| A_p | 2dB |
| A_a | 40dB |
| $ Z_{in}(f) $ | $>50K\Omega$ |

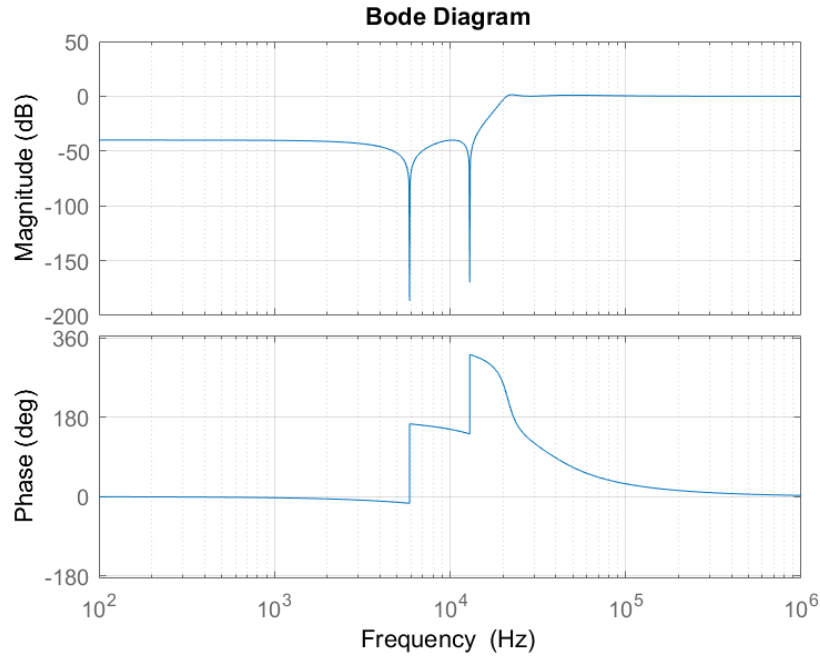
Se analiza el solamente el circuito HPB ya que el LPB no fue utilizado.

1.2 Obtención función transferencia con Cauer

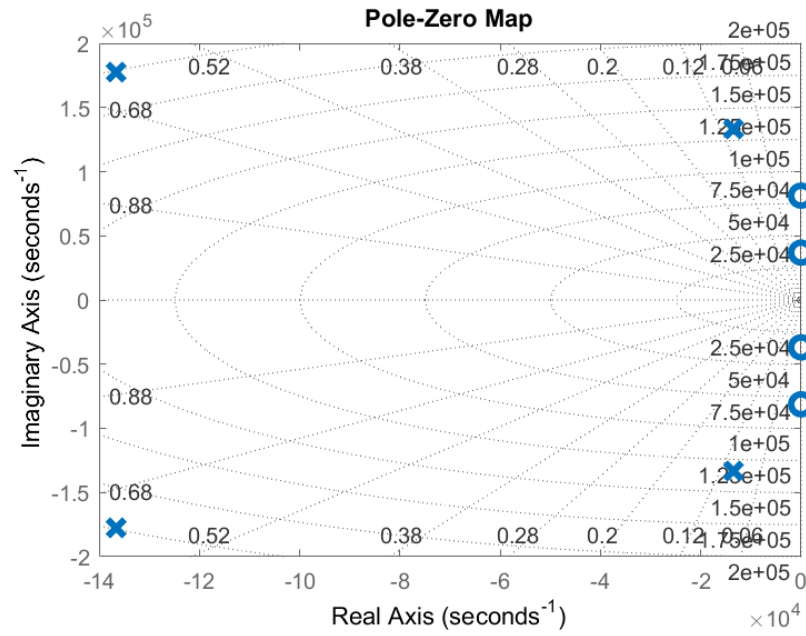
Se utilizó la aproximación de Cauer. Vale la pena mencionar que ésta tiene ceros sobre el eje imaginario, por lo que pequeñas variaciones en los parámetros del circuito puedan llevar los ceros de un lado al otro del eje. Este fenómeno no afecta significativamente el módulo de la transferencia, pero sí cambia el sentido del salto de 180° en la fase en f_z . Para obtener la función transferencia, se usó una plantilla más restrictiva: $A_a = 41\text{dB}$ y $A_p = 1\text{dB}$, y se usó una desnormalización del 50% entre f_a y f_p . Con estas consideraciones se obtuvo la función transferencia del filtro y se dividió en etapas:

Filtro total:

$$H(s) = \frac{3.43 \cdot s^4 + 2.73 \cdot 10^{10} \cdot s^2 + 3.01 \cdot 10^{19}}{4.075 \cdot s^4 + 1.223 \cdot 10^{06} \cdot s^3 + 3.077 \cdot 10^{11} \cdot s^2 + 2.549 \cdot 10^{16} \cdot s + 3.67 \cdot 21} \quad (1.1)$$



(a) Función transferencia del filtro



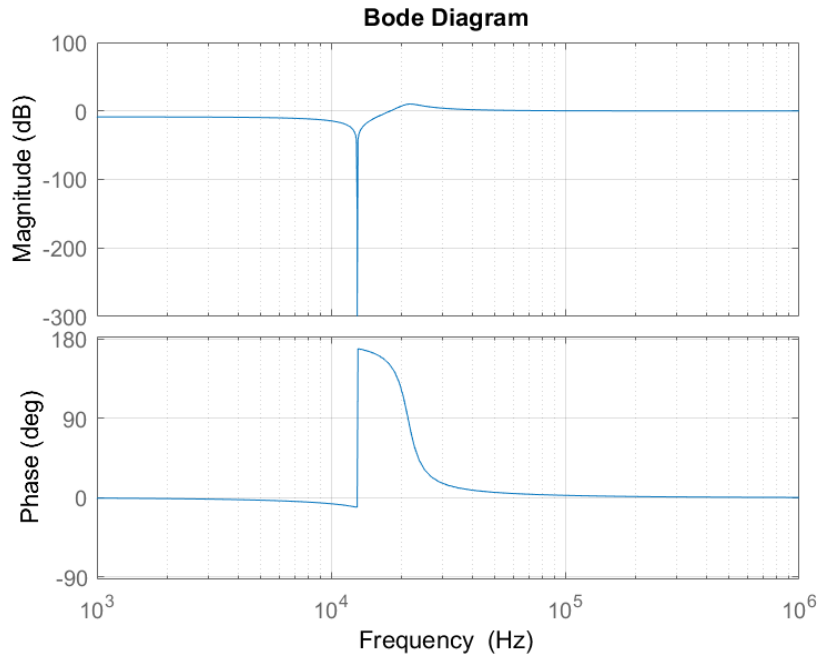
(b) Diagrama polos y ceros del filtro

Se dividieron los polos y ceros en dos etapas:

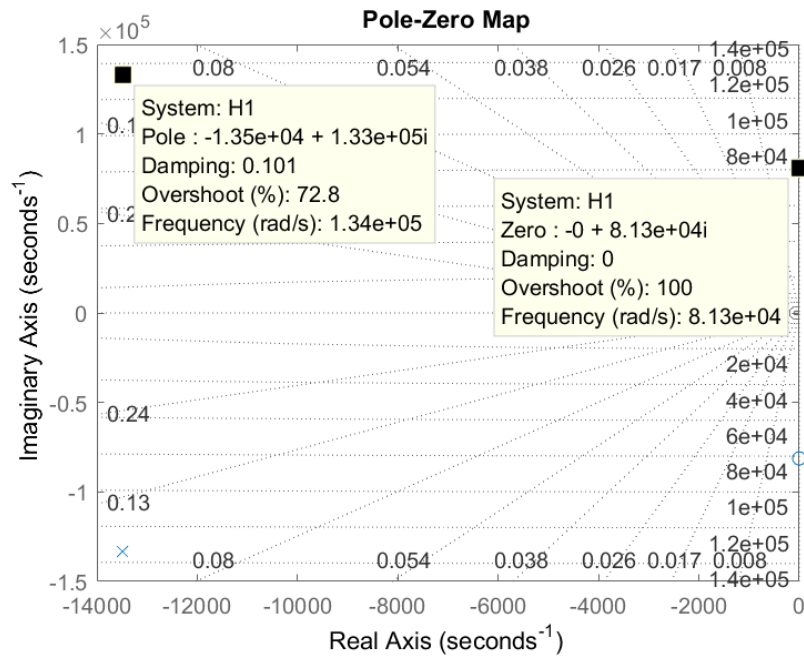
Primera etapa:

- $f_z = 12.9$ KHz
- $f_0 = 21.3$ KHz
- $Q = 4.67$
- Gain = -0.5dB

$$H_1(s) = \frac{4.69 \cdot s^2 + 3.1 \cdot 10^{10}}{4.97 \cdot s^2 + 1.34 \cdot 10^5 \cdot s + 8.92 \cdot 10^{10}} \quad (1.2)$$



(a) Función transferencia de la etapa 1



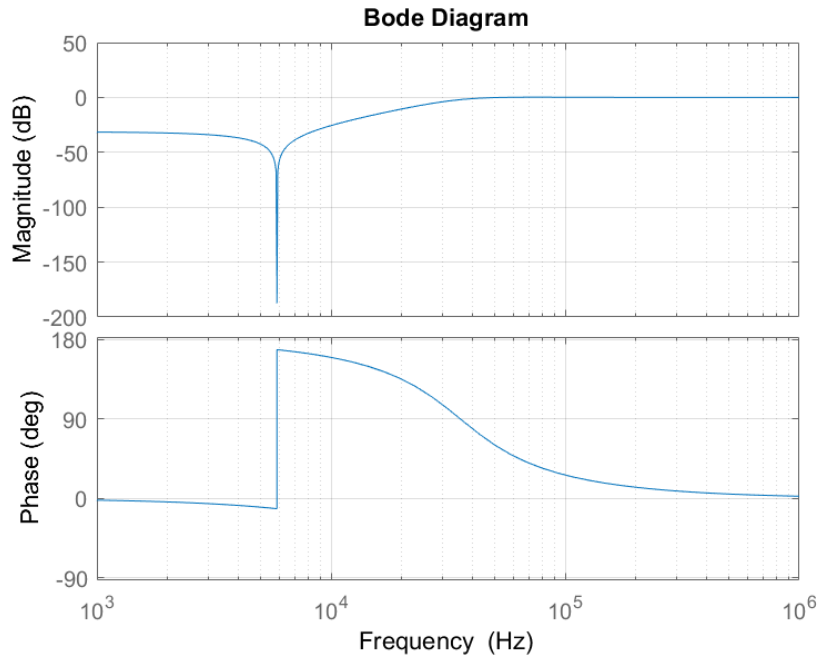
(b) Diagrama polos y ceros de la etapa 1

Segunda etapa

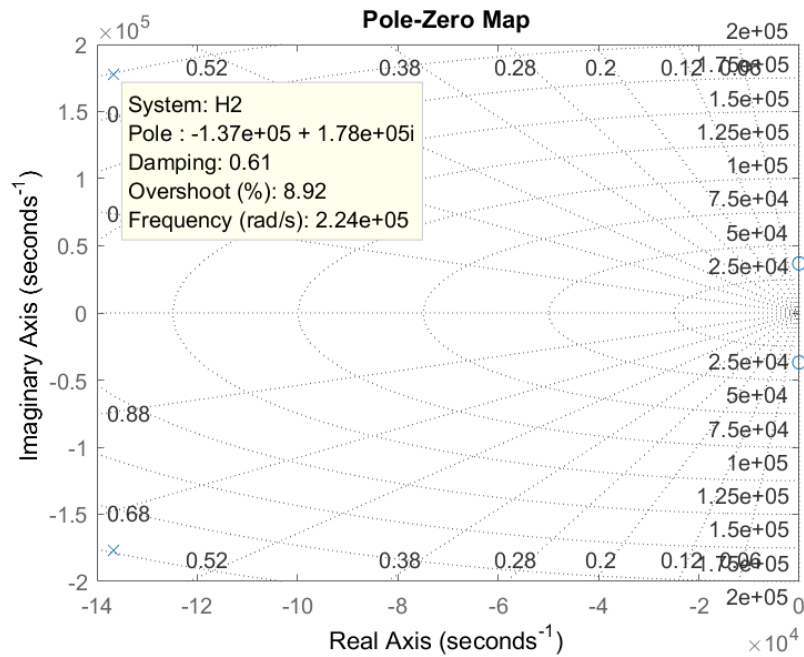
- $f_0 = 5.9 \text{ KHz}$
- $f_p = 35.6 \text{ KHz}$
- $Q = 0.82$

- Gain = -1dB

$$H_2(s) = \frac{0.73 \cdot s^2 + 9.96 \cdot 10^8}{0.82 \cdot s^2 + 2.24 \cdot 10^5 \cdot s + 4.12 \cdot 10^{10}} \quad (1.3)$$



(a) Función transferencia de la segunda etapa



(b) Diagrama polos y ceros de la segunda etapa

Dado que las dos etapas son filtros high-pass notch, se utilizó el circuito HPB dos veces (figura 1.4)

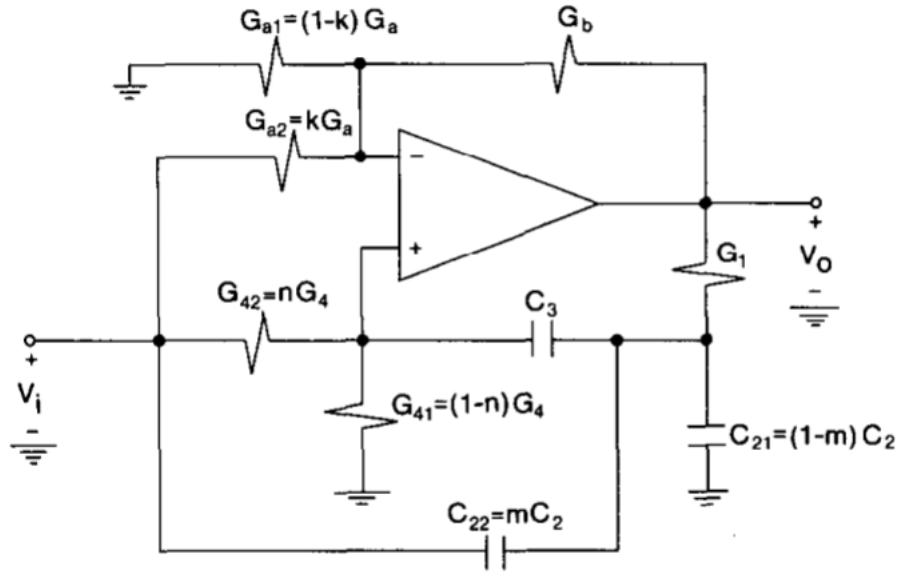


Figura 1.4: Circuito HPB

1.3 Elección de componentes

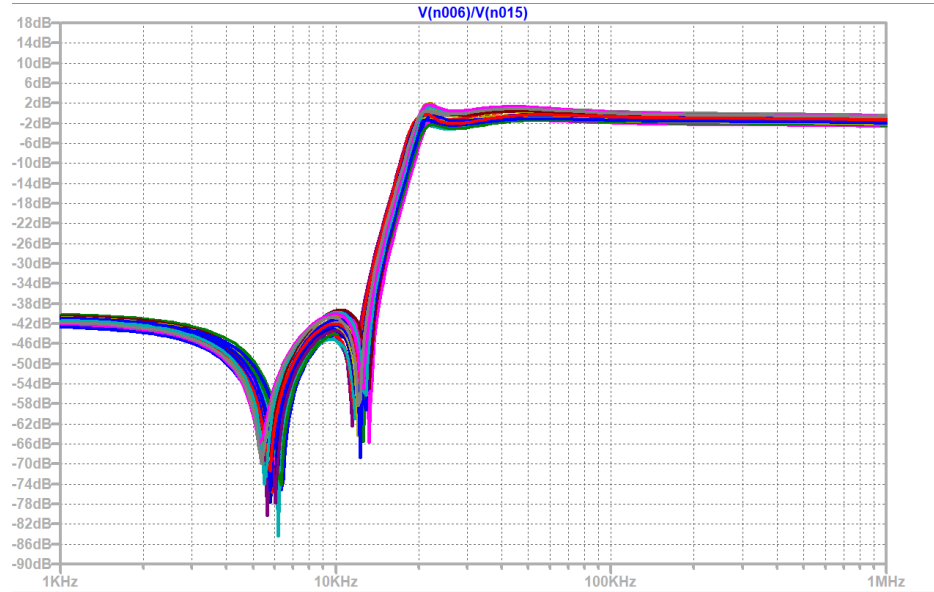
Se siguió el proceso de selección de componentes detallado en el paper, eligiendo $Q_0 = \frac{Q}{3}$ para la primer etapa y $Q_0 = \frac{Q}{5}$ para la segunda, y $\frac{1}{G_b} = 1K\Omega$.

| | Etapal | Etapal |
|-----|----------|----------|
| Ra1 | 6,37E-05 | 2,35E+02 |
| Ra2 | 7,18E-05 | 5,88E+03 |
| Ra | 1,35E-04 | 2,26E+02 |
| Rb | 1,00E-03 | 1,00E+03 |
| R1 | 2,17E-03 | 1,67E+03 |
| R41 | 1,42E-04 | 5,21E+02 |
| R42 | 8,29E-05 | 1,39E+04 |
| R4 | 2,25E-04 | 5,02E+02 |
| C21 | 5,60E-09 | 3,87E-09 |
| C22 | 4,67E-09 | 1,00E-09 |
| C2 | 1,03E-08 | 4,87E-09 |
| C3 | 5,23E-09 | 4,87E-09 |

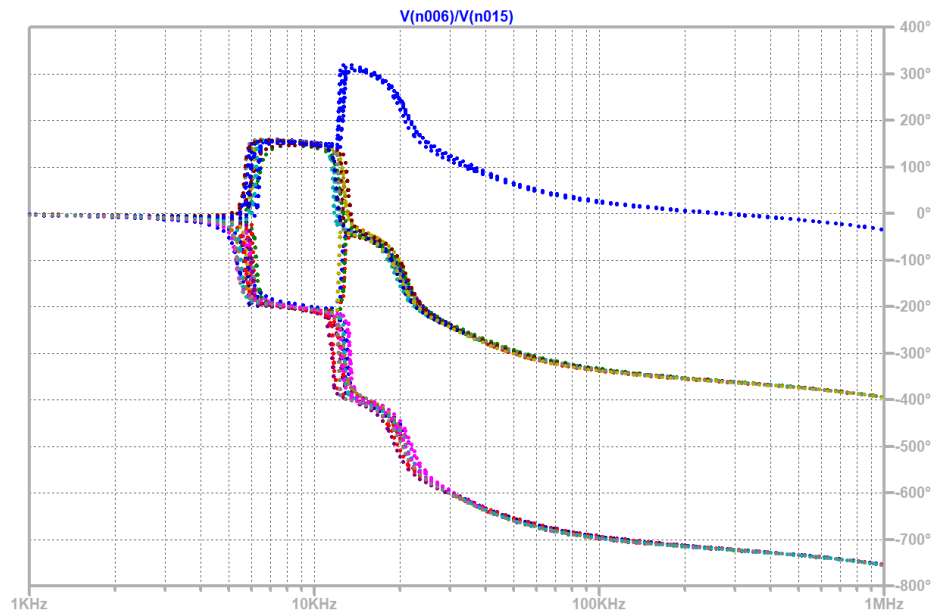
| Sensibilidades | S_X^G | S_X^Q | $S_X^W 0$ | $S_X^W z$ |
|----------------|---------|---------|-----------|-----------|
| Ra1 | -0.34 | 0.60 | 0.00 | -0.24 |
| Ra2 | 0.04 | 0.66 | 0.00 | 0.74 |
| Rb | 0.29 | -1.26 | 0.00 | -0.50 |
| R41 | 0.00 | -0.48 | -0.32 | 0.76 |
| R42 | 0.00 | -0.28 | -0.18 | -1.26 |
| R1 | 0.00 | 0.76 | -0.50 | -0.50 |
| C3 | 0.00 | -0.63 | -0.50 | -0.50 |
| C21 | 0.15 | 0.56 | -0.45 | -0.52 |
| C22 | -0.15 | 0.07 | -0.05 | 0.02 |

1.3.1 Uso y ubicación del preset

Con los valores elegidos y con tolerancias del 10% para los capacitores y 1% para las resistencias (las mínimas disponibles en el pañol), el análisis de Montecarlo indica que hay posibilidad de que el circuito no cumpla con la plantilla (ver figura 1.5a. Para solucionar esto, se utilizó un preset. Se eligió ubicarlo en R_b ya que es el componente qe tiene mas sensibilidad con Q , y además tiene sensibilidad cero respecto a f_0 , por lo que permite modificar el Q del polo sin cambiar su frecuencia de corte.



(a) Magnitud. Notar que en la banda pasante supera los 2dB y también está por debajo de los -2dB.



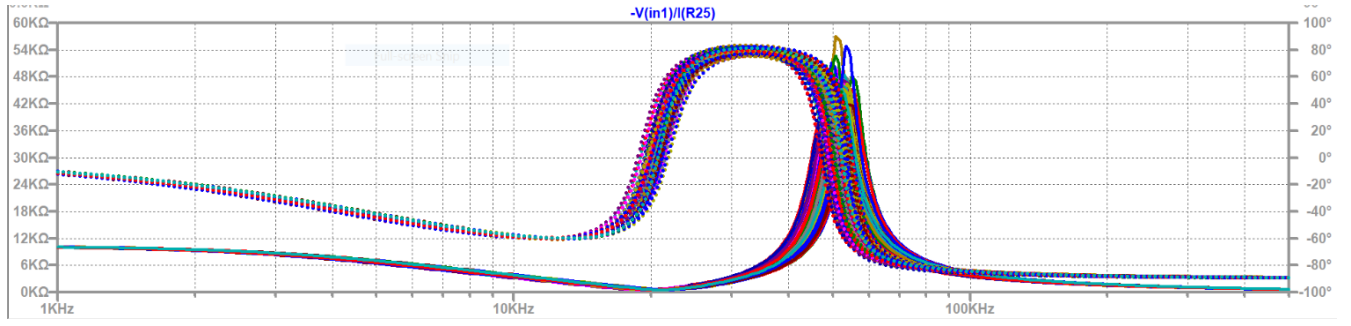
(b) Fase

Figura 1.5: Análisis de montecarlo del filtro

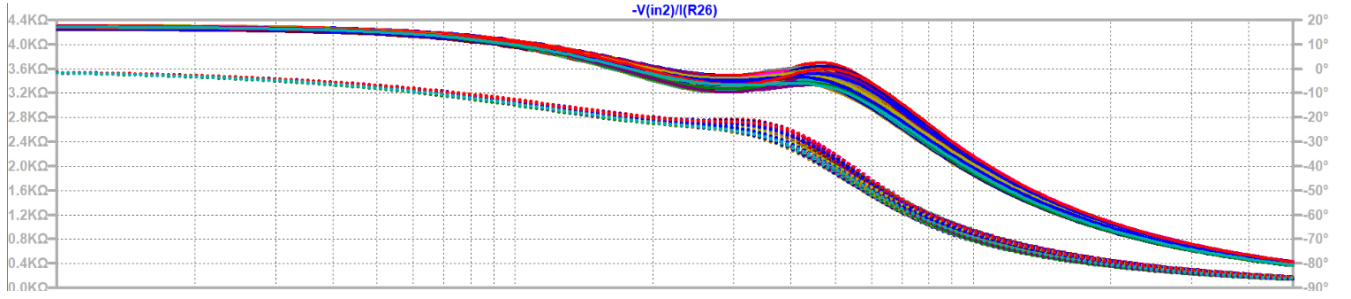
1.3.2 Uso de buffers

Se utilizó un buffer en la entrada del circuito ya que la impedancia de entrada tiene valores cercanos a cero entre la frecuencia de atenuación y de paso (figura 1.6a). Se agregó otro buffer entre las etapas ya que la impedancia de salida de la etapa 1 es comparable con la de entrada de la etapa 2 (figuras 1.6b y 1.7a). Por ejemplo, a 20KHz,

la impedancia de entrada de la segunda etapa es cercana a los 3.6Ω y la de salida de la primera es cercana a los 800Ω . No se utilizó un buffer en la salida del filtro ya que se consideró que una impedancia de salida menor a 75Ω era aceptable.

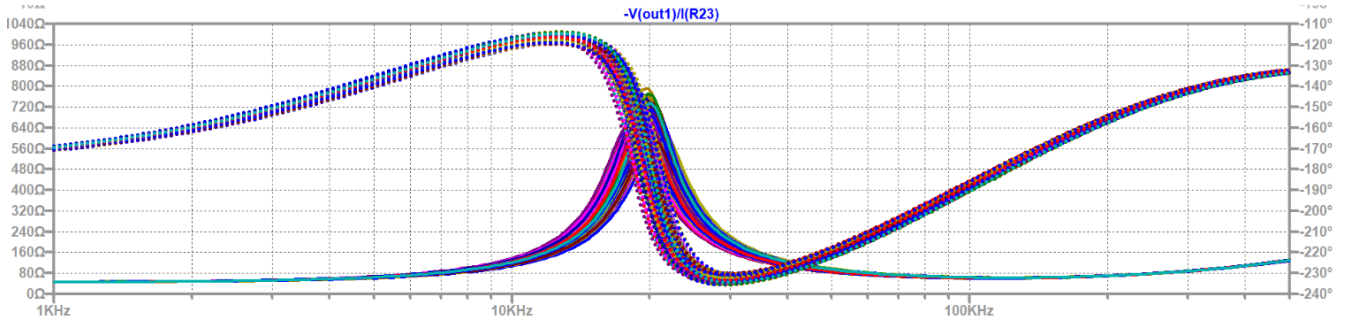


(a) Etapa 1

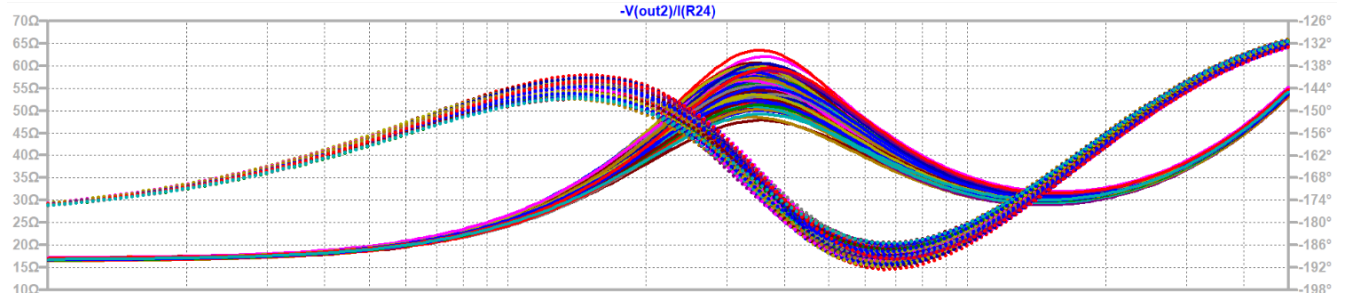


(b) Etapa 2

Figura 1.6: Impedancias de entrada sin buffer



(a) Etapa 1

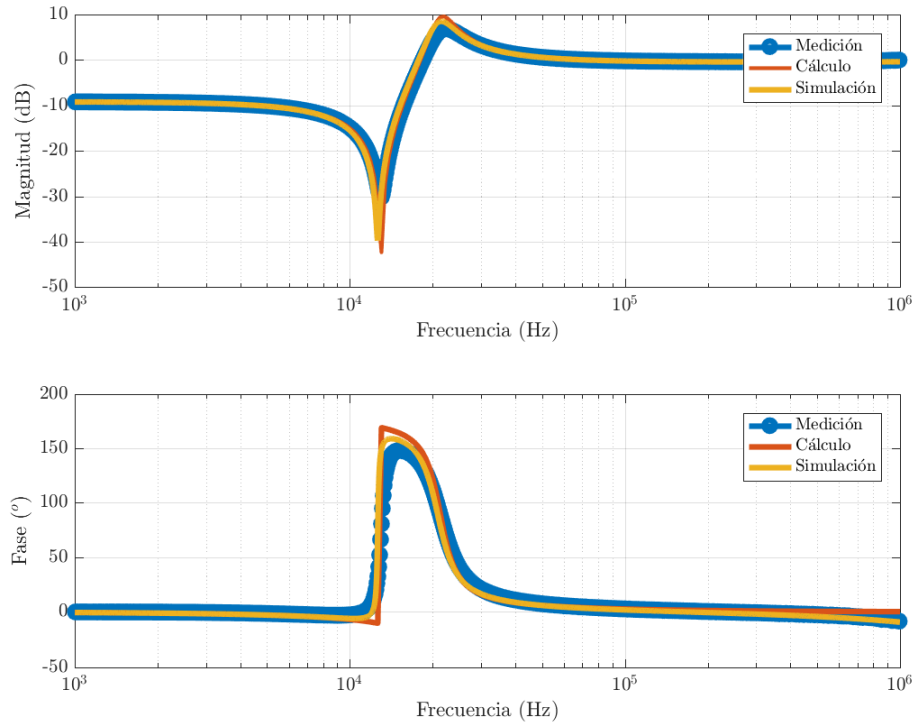


(b) Etapa 2

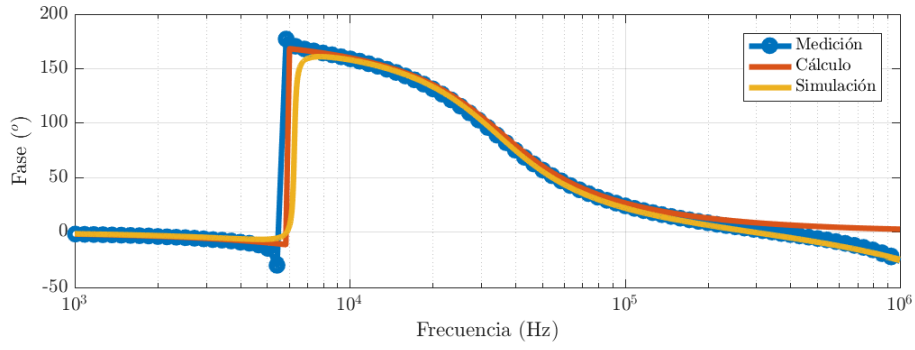
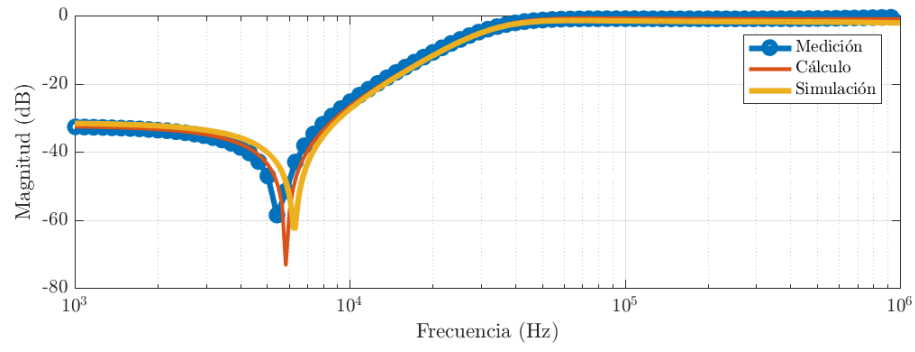
Figura 1.7: Impedancias de salida sin buffer

1.4 Mediciones

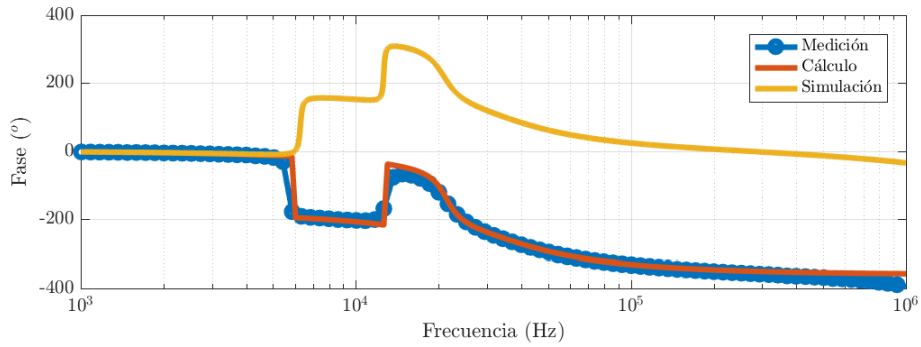
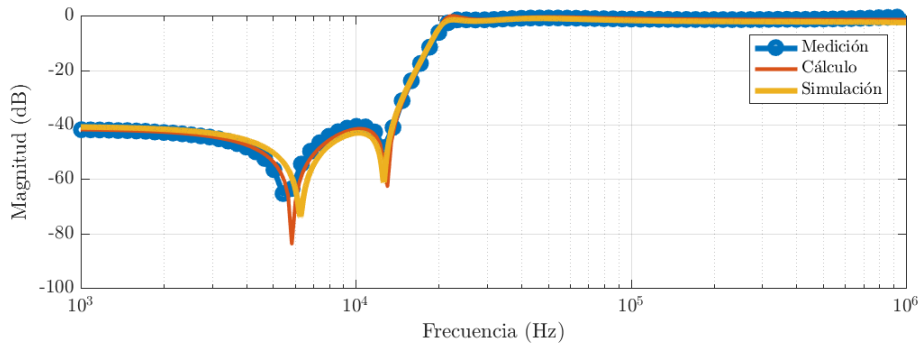
Se realizaron mediciones de la respuesta en frecuencia de cada etapa por separado y en conexión en cascada formando el filtro. Para esto no se utilizó un osciloscopio, sino el *Analog Discovery*, ya que puede recorrer todo el espectro a mayor velocidad, y esto permite ver en tiempo real como se modifica el circuito al cambiar la variable de ajuste. Luego de ser calibrado, el filtro cumple plantilla. Como se mencionó anteriormente, debido a un cambio en el semiplano en donde se encuentran los ceros, el salto de fase de 180° en f_z se produce en el diferentes sentidos.



(a) Etapa 1



(b) Etapa 2



(c) Filtro

Figura 1.8: Respuesta en frecuencia simulada, medida y calculada.

1.5 Estabilidad

Asumiendo que las etapas no se cargan entre sí, la conexión en cascada no modifica a los ceros de la función transferencia de las etapas como por ejemplo lo hace una conexión en la que se agrega un lazo de realimentación, por lo que si ambas etapas son estables, el filtro es estable. Sin embargo, en este análisis se desprecian los efectos de los buffers a la entrada de las celdas, los cuales pueden desestabilizar al circuito. Se hizo un análisis de estabilidad de cada etapa considerando su margen de fase, pero este resultado incorrecto (posiblemente por un error de cuentas). Se lo describe en el anexo.

Una vez medida la respuesta en frecuencia, se pusieron en repetidas veces tanto una señal cuadrada como una señal senoidal de frecuencias del orden de los 10MHz para intentar que el filtro oscile pero no se consiguió.

1.6 Anexo

1.6.1 Transformación complementaria: relación entre celda HPB y Deliyannis

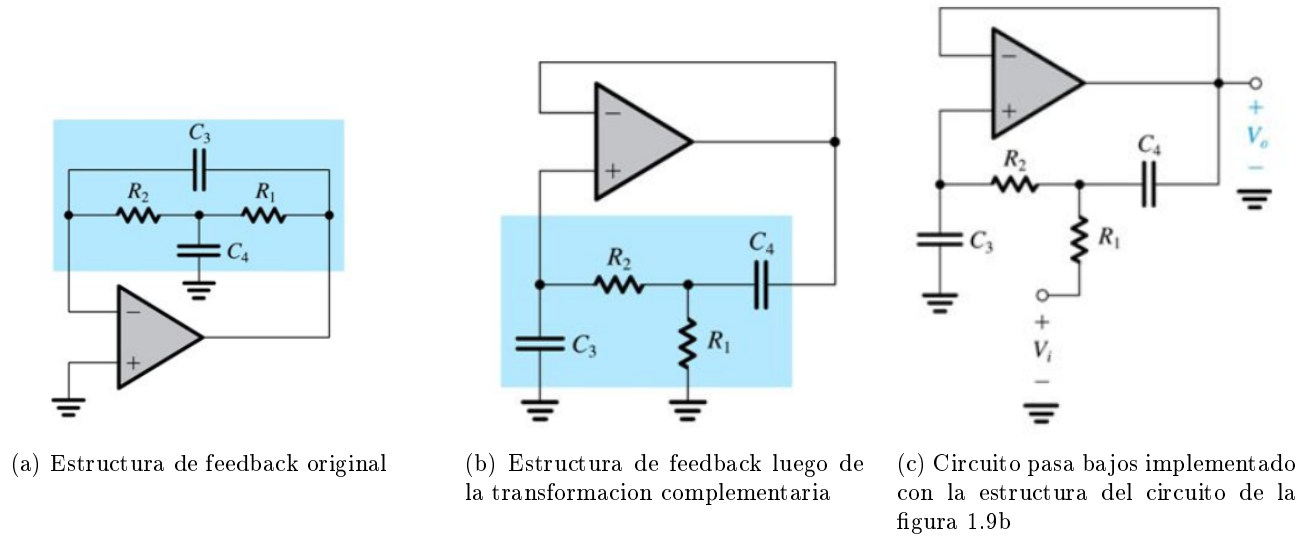
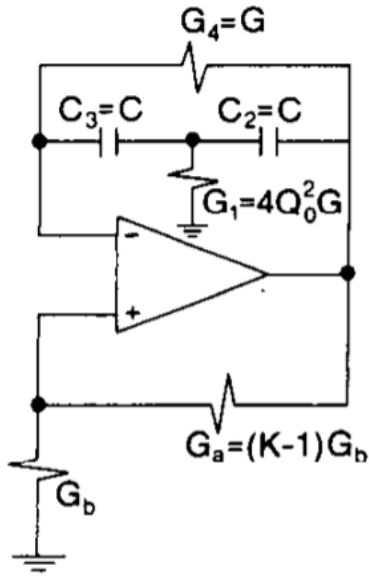
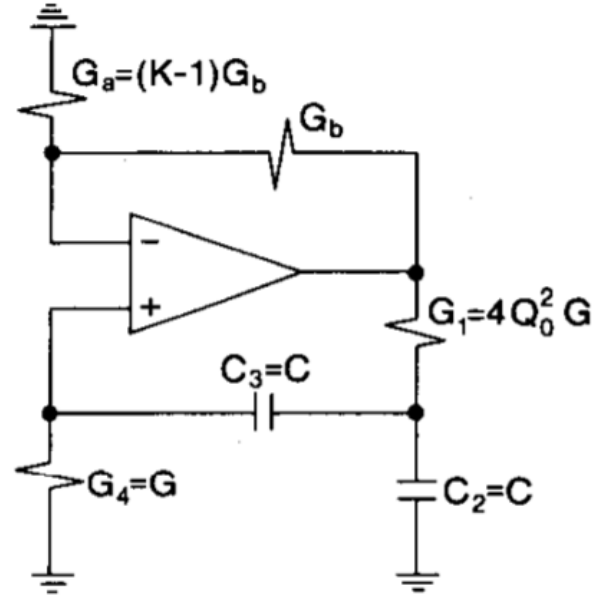


Figura 1.9

La estructura de feedback de la celda HPB propuesta parte de aplicar la transformación complementaria a la estructura de feedback del circuito Deliyannis (figura 1.10)



(a) Estructura de feedback del circuito Deliyannis



(b) Estructura de feedback del high-pass biquad. Se obtiene aplicando las transformaciones complementarias.

Figura 1.10

1.6.2 Transferencia con polo dominante por feedback

Se muestra a continuación el desarrollo realizado para intentar obtener la función transferencia mediante el uso de diagramas de flujo de señal y feedback teniendo en cuenta el polo dominante del op-amp. La ventaja de este método de resolución es que se puede obtener rápidamente el loop-gain $L(s)$ del circuito y hacer un análisis de margen de fase para analizar la estabilidad. Al reemplazar la $H(s)$ obtenida con los valores de una de las dos celdas, la respuestas en frecuencia no coinciden, lo que lleva a concluir que hay un error de cálculo.

$$V_0 = (V^+ - V^-) \cdot A_{vol} \quad (1.4)$$

Nodo V^- :

$$(V_i - V^-) \cdot G_{a2} + (V_0 - V^-) \cdot G_b - V^- G_{a1} = 0 \quad (1.5)$$

$$V^- = V_i \cdot \frac{G_{a2}}{G_a G_b} + V_0 \cdot \frac{G_b}{G_a + G_b} \quad (1.6)$$

Si $K_1 = \frac{G_{a2}}{G_a G_b}$ y $K_2 = \frac{G_b}{G_a + G_b}$:

$$V^- = K_1 \cdot V_i + K_2 \cdot V_0 \quad (1.7)$$

Nodo V^+ :

$$(V_0 - V_A)G_1 + (V^+ - V_A)sC_3 + (V_i - V_A)sC_{22} = V_A sC_{21} \quad (1.8)$$

$$V^+ = V_i \frac{G_{42}}{G_4 + C_2} + V_A \frac{sC_3}{G_4 + sC_2} \quad (1.9)$$

Nodo V_A :

$$(V_0 - V_A)G_1 + (V^+ - V_A)sC_3 + (V_i - V_A)sC_{22} = sC_{21}V_A \quad (1.10)$$

$$V_A = \frac{1}{sC_2 + sC_3 + G_1} \cdot (V_0 G_1 + V^+ sC_3 + V_i sC_{22}) \quad (1.11)$$

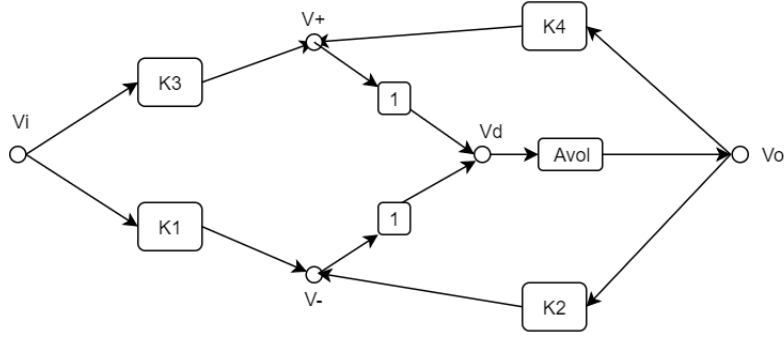
Uniando la expresión de V_A y de V^+ y con $M = \frac{sC_3}{(G_4 + sC_2)(sC_2 + sC_3 + G_1)}$

$$V^+ = V_i \frac{G_{42}}{G_4 + sC_2} + V_0 G_1 \cdot M + V^+ sC_3 \cdot M + V_i sC_{22} \cdot M \quad (1.12)$$

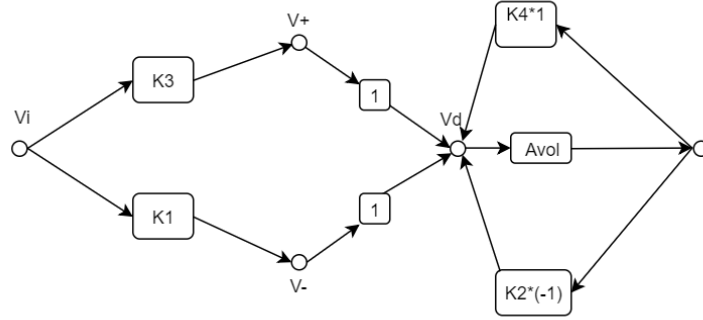
$$V^+ = \frac{\frac{G_{42}}{G_4 + C_2} + sC_{22} \cdot M}{1 - sC_3 \cdot M} \cdot V_i + \frac{G_1 \cdot M}{1 - sC_3 \cdot M} \cdot V_0 \quad (1.13)$$

Con $K_3 = \frac{\frac{G_{42}}{G_4 + C_2} + sC_{22} \cdot M}{1 - sC_3 \cdot M}$ y $K_4 = \frac{G_1 \cdot M}{1 - sC_3 \cdot M}$:

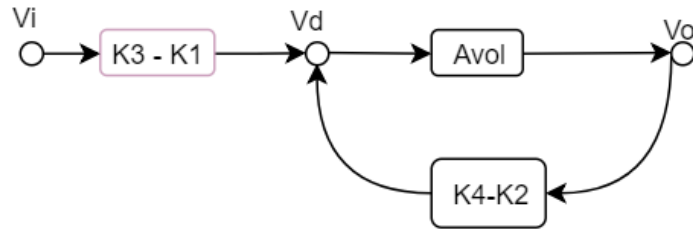
$$V^+ = K_3 \cdot V_i + K_4 \cdot V_0 \quad (1.14)$$



(a) Diagrama de flujo de señal del high-pass notch.



(b)



(c) Feedback de la celda high-pass notch

Figura 1.11

De la figura 1.11c se obtiene la transferencia del filtro y el loop-gain $L(s)$:

$$H(s) = (K_3 - K_1) \cdot \frac{A_{vol}}{1 + (K_2 - K_4)A_{vol}} \approx \frac{K_3 - K_1}{K_2 - K_4} \quad (1.15)$$

$$L(s) = A_{vol}(K_3 - K_1) \quad (1.16)$$