



Instituto Tecnológico de Buenos Aires
30 de Octubre 2018

FILTROS ACTIVOS Y CELDAS
Trabajo de Laboratorio nº 5

Teoría de Circuitos

Grupo 1

<i>Nombre</i>	<i>Legajo</i>
Ariel Nowik	58309
Joaquín Mestanza	58288
Marcelo Regueira	58300
Martina Máspero	57120

Índice

1. Celda Sallen-Key	3
1.1. Aproximación con Legendre	3
1.1.1. Transferencia numérica	3
1.1.2. Circuito a implementar	4
1.1.3. Diseño del filtro	5
1.1.4. Sensibilidades - Ajuste de valores de componentes	7
1.1.5. Respuesta en frecuencia	8
1.1.6. Impedancia de entrada	9
1.1.7. Conclusiones	10
1.1.8. Calibración	10
1.1.9. Rango dinámico	10
1.1.10. Análisis de Montecarlo - Histograma	11
1.1.11. Anexo	12
1.2. Aproximación con Bessel	14
1.2.1. Transferencia numérica	14
1.2.2. Circuito a implementar	14
1.2.3. Diseño del filtro	15
1.2.4. Sensibilidades - Ajuste de valores de componentes	16
1.2.5. Conclusiones	16
1.2.6. Respuesta en frecuencia	17
1.2.7. Impedancia de entrada	18
1.2.8. Calibración	19
1.2.9. Rango dinámico	19
1.2.10. Análisis de Montecarlo - Histogramas	19
2. Celda Rauch (Deliyannis-Friend modificada)	21
2.1. Transferencia numérica	21
2.2. Circuito a implementar	21
2.3. Diseño del filtro	22
2.4. Sensibilidades - Ajuste de valores de componentes	24
2.4.1. Conclusiones	24
2.5. Respuesta en frecuencia	25
2.6. Impedancia de entrada	26
2.7. Calibración	27
2.8. Rango dinámico	27
2.9. Análisis de Montecarlo - Histogramas	27
2.10. Anexo	29
2.10.1. Transferencia numérica	29
2.10.2. Transferencia analítica del circuito	29
2.10.3. Impedancia de entrada analítica	30
2.10.4. Sensibilidades - Cálculo de expresiones literales	30
3. Sedra-Ghorab-Martin	32
3.1. Especificaciones del filtro	32
3.2. Circuito a implementar	32
3.3. Ecuaciones utilizadas para cada celda	33
3.4. Análisis de sensibilidades	34
3.5. Función transferencia	34
3.6. Primer etapa: Etapa de bajo Q	36
3.7. Segunda etapa: Etapa de alto Q	36
3.8. Diagrama de polos y ceros de H(s)	37
3.8.1. Asociación de polos y ceros	37
3.9. Obtención de los valores de componentes para las celdas	38
3.10. Mediciones	39

3.11. Impedancia de entrada	40
3.12. Rango dinámico	43
3.13. Respuesta al escalón	43
3.14. Dispersión del ancho de banda y frecuencia de los polos	45
3.15. Conclusiones	47
4. Celda universal	48
4.1. Introducción	48
4.2. Implementaciones	48
4.2.1. Kerwin-Huelsman-Newcomb	48
4.2.2. Tow-Thomas	50
4.2.3. Ackerberg-Mossberg	51
4.2.4. Fleischer-Tow	52
4.3. Elección de configuración	53
4.4. Análisis de sensibilidades	54
4.5. Rango dinámico	55
4.6. Diseño	56
4.7. Simulación	57
4.8. Análisis Montecarlo	58
4.9. Histogramas	59
4.10. Impedancia de entrada y de salida	60
4.10.1. De una etapa	60
4.10.2. De todo el circuito	60
4.11. Mediciones	60
4.12. Conclusiones	61

1. Celda Sallen-Key

1.1. Aproximación con Legendre

En esta sección se implementa un filtro pasabajas que verifica los siguientes requerimientos, utilizando la aproximación de Legendre.

Orden	5
f_p	$27\text{KHz} \pm 5\%$
A_p	3dB
$ Z_{in}(f) $	$\geq 50\text{K}\Omega$
Filtro	Pasa Bajos

Figura 1: Filtro pasabajas por Legendre

1.1.1. Transferencia numérica

De acuerdo a la información provista, se construye la siguiente plantilla a aproximar.

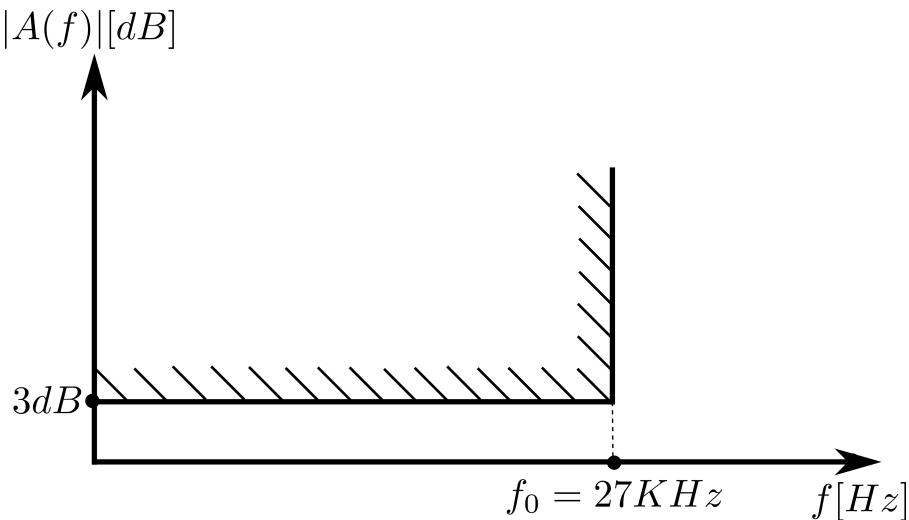


Figura 2: Plantilla pasa bajos

Teniendo ya el orden determinado, se utilizan los polinomios de Legendre normalizados ya tabulados, obteniendo la transferencia normalizada. Al desnormalizar y graficar la respuesta en frecuencia a partir de Matlab, se observó que la frecuencia de corte para la cual se desnormalizó (que es la correspondiente al número de grupo), no resultó ser la misma en el diagrama, sino que éste mostraba su frecuencia de corte más atrás (provocando que la transferencia no cumpla la plantilla), lo cual se verificó también al simular. Para resolver el inconveniente, se desnormalizó para una frecuencia mayor a la dada, de manera tal que al desplazarse como ocurrió anteriormente, en el diagrama la frecuencia de corte quede en el valor real buscado. Con esta modificación, la transferencia normalizada queda (factorizada en términos de ordenes 1 y 2 para posterior implementación):

$$H(S)_N = \frac{1}{(S + 0,4681)(S^2 + 0,7762 \cdot S + 0,4971)(S^2 + 0,3072 \cdot S + 0,9608)}$$

Denormalizando con $S \rightarrow \frac{S}{\omega_p}$ (el w_p corregido) queda:

$$H(S) = \frac{3,28 \cdot 10^{26}}{(S + 9,412 \cdot 10^4)(S^2 + 1,56 \cdot 10^5 \cdot S + 2 \cdot 10^{10})(S^2 + 6,18 \cdot 10^4 \cdot S + 3,88 \cdot 10^{10})}$$

1.1.2. Circuito a implementar

El circuito a utilizar es la celda Sallen-Key pasabajos para las dos etapas de segundo orden, como se muestra en la figura. Se utiliza en un caso la celda original y en otro la modificada sobre R_1 , para permitir un ajuste de ganancia adicional.

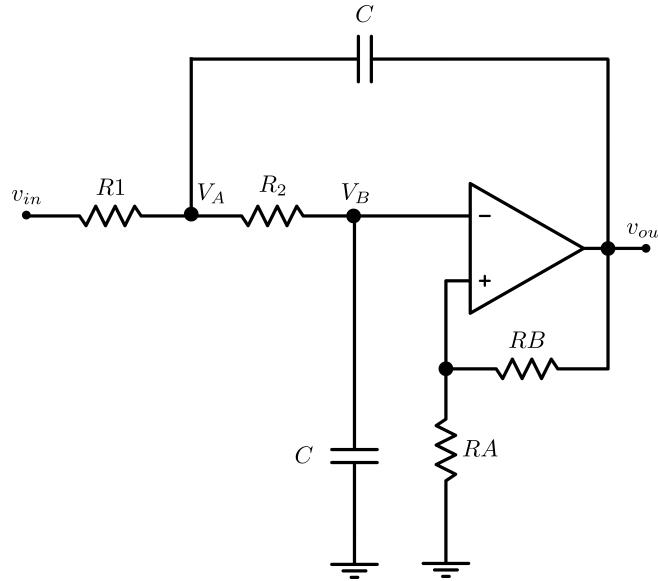


Figura 3: Celda Sallen-Key pasabajos - Ganancia K

Resolviendo el circuito (ver en *Anexo*), la transferencia característica resulta:

$$H(S) = \frac{\frac{K}{C^2 R_1 R_2}}{S^2 + S \frac{[\frac{1}{R_1} + \frac{(2-K)}{R_2}]}{C} + \frac{1}{C^2 R_1 R_2}} = \frac{K \omega_0^2}{S^2 + S \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0}$$

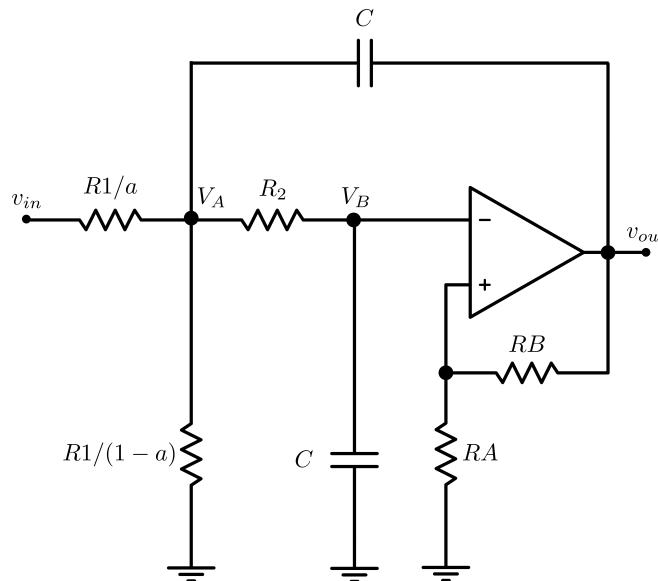


Figura 4: Celda Sallen-Key pasabajos con derivación de R_1 - Ganancia aK con $a < 1$

La transferencia de esta celda es idéntica a la anterior, excepto que se la multiplica por el factor a .

Para la celda de orden 1, se utiliza un circuito integrador compensado (como se muestra en la figura), en lugar de un RC básico para poder eventualmente realizar una pequeña compensación en la ganancia y, consecuentemente, desplazamiento vertical de la curva de transferencia.

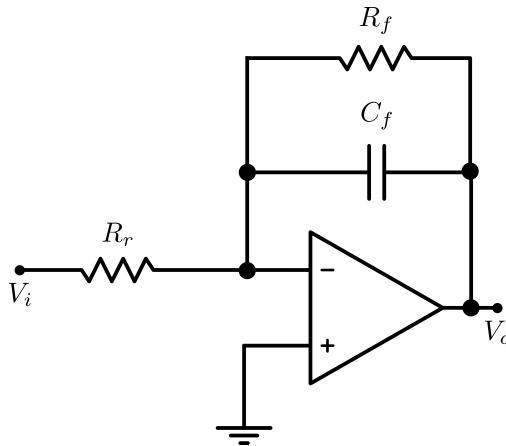


Figura 5: Celda de orden 1 - Circuito integrador compensado

Tomando la transferencia general de un circuito inversor $\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_f}{Z_r}$, se obtiene:

$$H(S) = -\frac{R_f}{R_r(SC_f R_f + 1)}$$

1.1.3. Diseño del filtro

A partir de las transferencias numéricas obtenidas en la sección «1.1.1», se tienen los valores de las frecuencias de corte para cada etapa del filtro desde los términos independientes de los polinomios del denominador, siendo las de orden 2 en $\omega_{01} = 1,417 \cdot 10^5$ y $\omega_{02} = 1,971 \cdot 10^5$, y la restante de orden 1 en $\omega_{03} = 9,412 \cdot 10^4$. No se normalizan los valores, sino que se calcularán en forma exacta, ajustando luego en la sección de análisis de sensibilidades en caso de requerir alguna tolerancia de 1 % o un preset (es decir, un diseño preliminar), excepto para los capacitores (ya que no hay tanta disponibilidad de valores, se los define primero ya normalizados y las resistencias necesarias se despejan).

Iniciando por la etapa de orden 1, sabiendo que:

$$\omega_{03} = \frac{1}{C_f R_f}$$

Se supone un capacitor $C_f = 10nF$, de manera tal que sea multicapa ya que poseen una mejor respuesta en frecuencia que los electrolíticos y por otra parte la resistencia que se obtiene al despejar toma un valor medio fácilmente implementable:

$$R_f = \frac{1}{\omega_{03} C_f} = 1,06K\Omega$$

Para R_r , se la toma de igual valor que R_f , y se agrega en serie un preset de 500Ω para poder realizar ajuste de ganancia en caso de ser mayor a $0dB$ a la salida del filtro. Resumiendo, los valores resultan:

	Valor
C_f	$10nF$
R_f	$1,06K\Omega$
R_r	$1,06K\Omega + 500\Omega(\text{Preset})$

Figura 6: Valores de los componentes para la etapa de orden 1

Para las etapas de orden 2, de igualar los coeficientes se obtiene en forma genérica:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \quad Q = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}}{\frac{1}{R_1} + \frac{(2-K)}{R_2}}$$

Con los valores de ω_{01} y ω_{02} obtenidos anteriormente, igualando los coeficientes numéricos se despejan los valores de Q correspondientes:

$$Q_1 = \frac{\omega_{01}}{1,56 \cdot 10^5} = 0,91 \quad Q_2 = \frac{\omega_{02}}{6,18 \cdot 10^4} = 3,19$$

Tomando como guía de referencia el libro «Design of Analog Filters» (de R.Schaumann), se eligen por conveniencia $C_1 = C_2 = C$ y $R_1 = R_2 = R$. Reemplazando en las expresiones anteriores resulta:

$$K = 3 - \frac{1}{Q} \quad R = \frac{1}{\omega_0 C} \quad K = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

Con los valores de Q obtenidos, se calcula el valor de K para cada caso. Para la celda correspondiente a ω_{02} , se define un valor de $C = 3,3nF$, de manera tal de poder implementar uno multicapa y además se obtiene un valor medio de resistencia fácil de implementar:

$$R = \frac{1}{\omega_{02} C} = 1,54K\Omega$$

De la expresión de K , se despeja R_B , y eligiendo convenientemente $R_A = 1K\Omega$, se obtiene un valor para R_B de orden similar y cercana a un valor comercial:

$$R_B = (K - 1)R_A = 1,56K\Omega$$

Para la etapa restante, se buscó que la impedancia de entrada cumpla con el requerimiento de ser en módulo $\geq 50K\Omega$ para evitar añadir un buffer a la entrada del filtro. Para un proceso de diseño más agilizado, se tomó de patrón el valor de capacitor elegido en la celda anterior, calculando las resistencias resultantes y simulando en LTSpice la impedancia de entrada resultante en función de la frecuencia, repitiendo este proceso en forma iterativa hasta poder cumplir con el requerimiento sin mucha dificultad. Luego de este proceso, se definió un valor de $C = 150pF$, por lo que reemplazando en las expresiones anteriores se obtiene el valor de R :

$$R = \frac{1}{\omega_{01} C} = 47K\Omega$$

Se elige luego convenientemente $R_A = 1,2K\Omega$, de manera tal que R_B resulta del mismo orden y cercana a un valor comercial:

$$R_B = (K - 1)R_A = 1,08K\Omega$$

Resumiendo, los valores resultantes son:

	Celda 1	Celda 2
C	$150pF$	$3,3nF$
R_1	$47K\Omega$	$1,54K\Omega$
R_2	$47K\Omega$	$1,54K\Omega$
R_A	$1,2K\Omega$	$1K\Omega$
R_B	$1,08K\Omega$	$1,56K\Omega$

Figura 7: Valores de componentes para las celdas de orden 2

1.1.4. Sensibilidades - Ajuste de valores de componentes

Se analiza ahora, en base a los valores definidos anteriormente, como resultan las sensibilidades a los parámetros Q y ω_0 en las celdas, para definir si se requiere algún ajuste para mantener dichos parámetros lo más controlados posible. Se toma como sensibilidad relativa de una función y respecto a una variable x como $S_x^y = \frac{dy}{dx} \frac{x}{y}|_{x_0}$.

Para la ω_0 , de la expresión:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C^2}}$$

Se analiza la sensibilidad respecto a los tres parámetros. Para el Q , se reemplaza la expresión de K en la de Q , resultando:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}}{\frac{1}{R_1} + \frac{(1 - \frac{R_B}{R_A})}{R_2}}$$

Donde se analiza para los cinco parámetros. Realizando los respectivos cálculos de sensibilidades y evaluando las expresiones (ver expresiones generales en *Anexo*), se muestra en la siguiente tabla los valores obtenidos.

Sensibilidad	Celda 1	Celda 2
$S_C^{\omega_0}$	-1	-1
$S_{R_1}^{\omega_0}$	-0.5	-0.5
$S_{R_2}^{\omega_0}$	-0.5	-0.5
$S_{R_1}^Q$	0.41	1.77
$S_{R_2}^Q$	-0.41	-1.77
$S_{R_A}^Q$	-0.82	-3.55
$S_{R_B}^Q$	0.82	3.55
$S_{R_1}^G$	-0.4	1.78
$S_{R_2}^G$	-1.14	-0.65
S_C^G	-1.55	1.13

Figura 8: Tabla de sensibilidades para los valores obtenidos en diseño

Dado que la mayor sensibilidad la presenta Q respecto a las variaciones de RA y RB , se normalizaron a valores comerciales de manera tal que, para la celda 1, $RA_N = 1,2K\Omega$ y $RB_N = 1K\Omega$ interpolando un preset de 100Ω para ajuste fino. Para la celda 2, se normalizan $RA_N = 1K\Omega$ y $RB_N = 1,5K\Omega$ interpolando un preset de 100Ω .

Para la resistencia $R1$, en ambas celdas se la desdobló en la configuración del circuito de ganancia aK , de manera tal que la ganancia de cada celda sea lo más cercana a $0dB$, ampliando el rango dinámico.

1.1.5. Respuesta en frecuencia

Las mediciones se realizaron a partir de 10KHz hasta aproximadamente 60KHz donde la señal alcanza el piso de ruido de 20mV , utilizando una señal de entrada de 1V_p . En la gráfica siguiente se superponen las curvas teórica, simulada y medida, verificando que la plantilla se cumple.

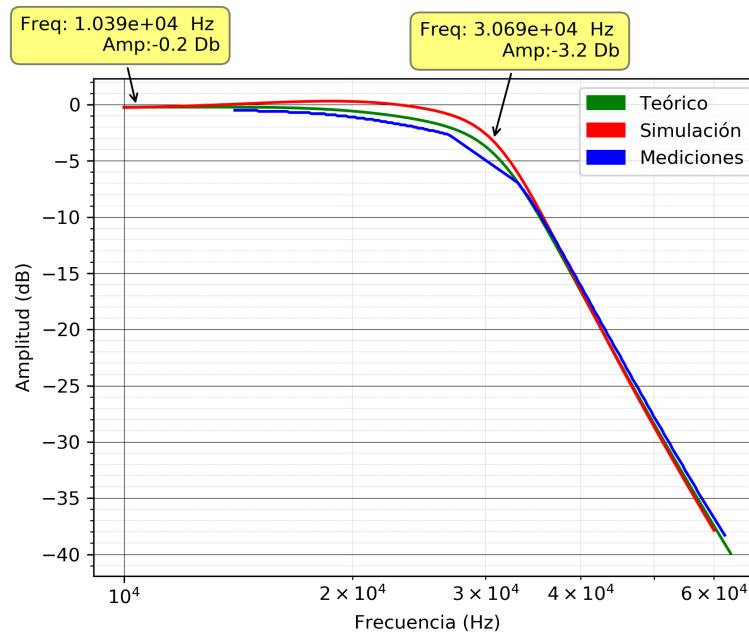


Figura 9: Respuesta en frecuencia - Módulo

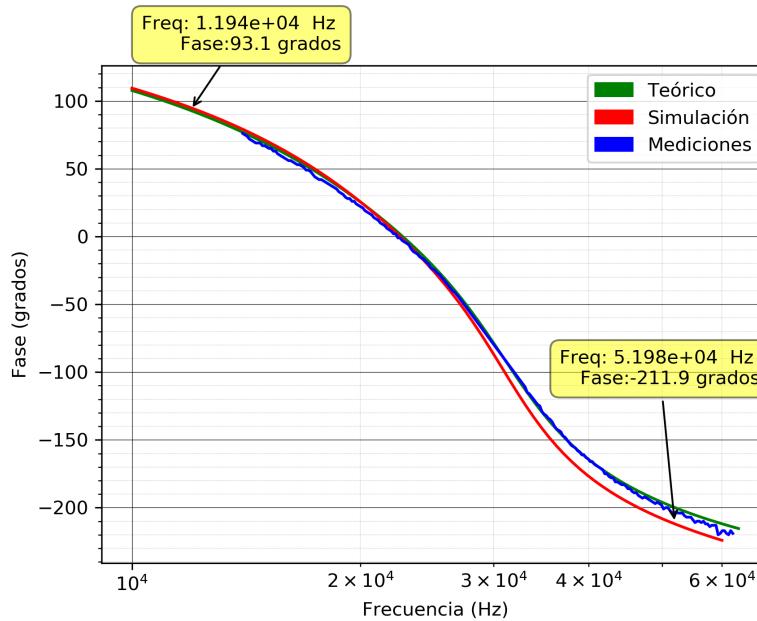


Figura 10: Respuesta en frecuencia - Fase

1.1.6. Impedancia de entrada

Para efectuar la medición de impedancia de entrada, se descarta el método de colocar una resistencia en serie para medir la corriente dado que se modifica el comportamiento de la celda. Por ello, se mide directamente sobre la resistencia R_1 que sigue en serie al generador, de manera tal que:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{\frac{V_i - V_A}{R_1/a}}$$

Donde V_i y V_A son las tensiones entre bornes de la resistencia. La expresión resultante analítica se incluye en el *Anexo*.

Se verifico previamente en la simulación el efecto de las puntas, donde se observó que en configuración $\times 1$ modifican el valor de la impedancia medida, mientras que el efecto es despreciable en configuración $\times 10$, por lo que las mediciones se desarrollaron con dicha configuración.

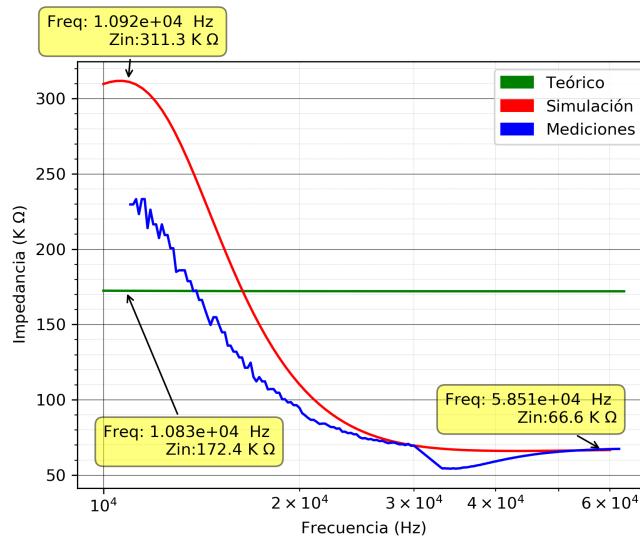


Figura 11: Impedancia de entrada - Módulo

Donde a partir de las curvas obtenidas, se verifica que cumple con la condición buscada de ser $\geq 50K\Omega$.

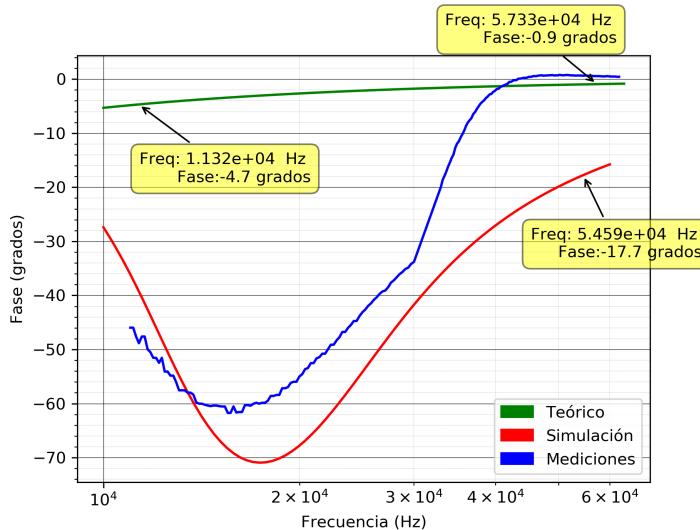


Figura 12: Impedancia de entrada - Fase

El tener además una impedancia de salida baja permite acoplar las celdas en cascada sin necesidad de interpolar un buffer entre ambas.

1.1.7. Conclusiones

Partiendo de la expresión de la selectividad Q :

$$Q = \frac{1}{3 - K}$$

El inconveniente que surge en esta celda es que para obtener valores de Q elevados, el valor de K sea hace próximo a 3, por lo que Q pasa a ser más dependiente del valor exacto de K (representado en la tabla de sensibilidades respecto a los valores de RA y RB). Los presets colocados en ambas celdas en la conexión de RA y RB permiten un ajuste fino del parámetro en cuestión, principalmente en la celda 2 donde $Q = 3,19$. Luego de ajustar este parámetro, consiguiendo que la curva de transferencia sea lo más plana posible, se ajusta la ganancia con el preset de la etapa de orden 1, en caso de salirse de la plantilla.

1.1.8. Calibración

Conectando la alimentación al circuito de $\pm 12V$, se procede:

- Ajustar el preset de $GAIN$ al mínimo es decir, de manera tal que midiendo en V_A sea máxima la ganancia.
- Ajustar luego el preset $SK1$ de manera tal que la relación $\frac{V_A}{V_i}$ a $1KHz$ sea $2,4dB$.
- Luego ajustar (ahora sí) el preset de $GAIN$ para llevar la relación anterior a $1,5dB$.
- Finalmente, medir ahora en V_o y ajustar el preset $SK2$ de manera tal que a $27KHz$ la relación sea $> -3dB$ para cumplir con la plantilla.

1.1.9. Rango dinámico

Se calcula el rango dinámico teniendo en cuenta el caso de ganancia máxima, que en este caso se da a la salida de la etapa 1, con $G_{MAX} = 3,2dB \Rightarrow 1,45$. Considerando como tensión de salida máxima antes de saturación $10,5V$ (dado que la alimentación es de $\pm 12V$), resulta:

$$Vi_{MAX} = \frac{Vo_{MAX}}{1,45} = 7,2V$$

Tomando la ganancia mínima, resulta de $-0,7dB \Rightarrow 0,93$, y considerando como $Vo_{MIN} = 10mV$, se calcula:

$$Vi_{MIN} = \frac{Vo_{MIN}}{0,93} = 10,8mV$$

Por lo que el rango dinámico resulta:

$$RD = 2\log\left(\frac{Vi_{MAX}}{Vi_{MIN}}\right) = 56,48dB$$

1.1.10. Análisis de Montecarlo - Histograma

Mediante LTSpice se realizó una simulación de montecarlo considerando las tolerancias de los resistores y capacidores.

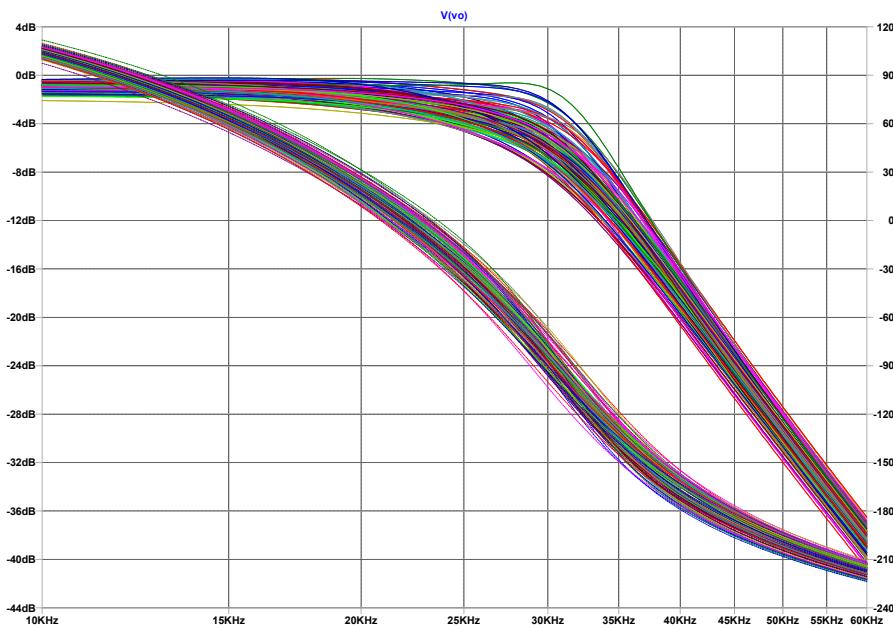


Figura 13: Análisis de montecarlo

Con la simulación de montecarlo, se obtuvo el siguiente histograma para la dispersión de la frecuencia de corte.

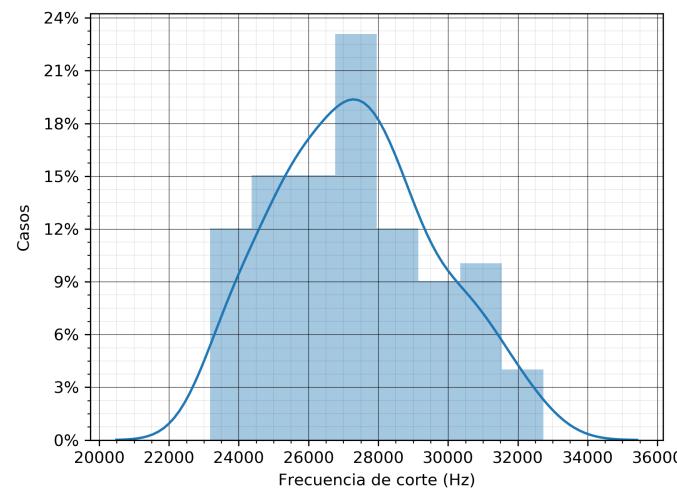


Figura 14: Histograma - Dispersión de la frecuencia de corte

Donde se observa que la mayor parte de las curvas pasan a $3dB$ por la frecuencia de corte buscada que es $27KHz$.

1.1.11. Anexo

Transferencia analítica del circuito Para el cálculo de la transferencia del circuito, se plantean los sentidos de corriente indicados a continuación.

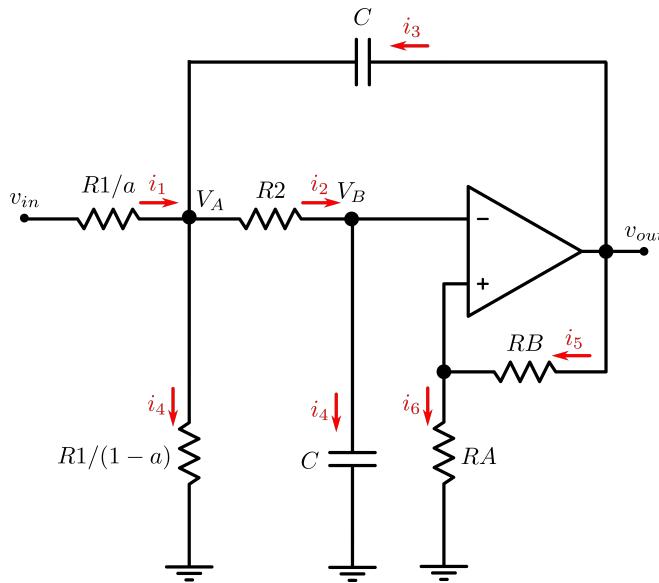


Figura 15: Circuito de análisis

Se toma el caso general con la derivación de R_1 para ganancia aK , tomando después límite para $a \rightarrow 1$. En base a las corrientes planteadas, se tiene que:

$$i_5 = i_6 \implies V_B = V_o \frac{R_A}{R_A + R_B}$$

$$i_2 = i_4 \implies V_B = \frac{V_A}{SCR_2 + 1}$$

Igualando nos queda:

$$V_A = V_o \frac{R_A}{R_A + R_B} (SCR_2 + 1)$$

Planteando la ecuación del nodo a la entrada:

$$i_1 + i_3 = i_2 + i_4$$

$$a \frac{V_i - V_A}{R_1} + (V_o - V_A)SC = \frac{V_A - V_B}{R_2} + \frac{V_A}{R_1}(1-a)$$

Donde reemplazando por las expresiones obtenidas para V_A y V_B , trabajando algebraicamente se obtiene la transferencia de la celda:

$$H(S) = \frac{\frac{aK}{C^2 R_1 R_2}}{S^2 + S \frac{[\frac{1}{R_1} + \frac{(2-K)}{R_2}]}{C} + \frac{1}{C^2 R_1 R_2}} = \frac{K \omega_0^2}{S^2 + S \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0}$$

Donde, si se toma límite para $a \rightarrow 1$, queda:

$$H(S) = \frac{\frac{K}{C^2 R_1 R_2}}{S^2 + S \frac{[\frac{1}{R_1} + \frac{(2-K)}{R_2}]}{C} + \frac{1}{C^2 R_1 R_2}} = \frac{K \omega_0^2}{S^2 + S \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0}$$

Impedancia de entrada analítica Para el cálculo de la impedancia de entrada, considerando como V_i y V_A las tensiones en bornes de la resistencia a la entrada R_1/a , se calcula como:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{i_1} = \frac{V_i}{(V_i - V_A)} \frac{R_1}{a} = \frac{R_1}{\left(1 - \frac{V_A}{V_i}\right)a}$$

Donde:

$$V_A = V_o \frac{R_A}{R_A + R_B} (SCR_2 + 1) \implies \frac{V_A}{V_i} = H(S) \frac{R_A}{R_A + R_B} (SCR_2 + 1)$$

Reemplazando dicho cociente en la expresión de Z_{in} se obtiene finalmente:

$$Z_{in} = -\frac{R_1}{a \left(\frac{KR_A a (CR_2 S + 1)}{(R_A + R_B)(2CR_1 S + CR_2 S + C^2 R_1 R_2 S^2 - CR_1 S + 1)} - 1 \right)}$$

Sensibilidades - Cálculo de expresiones literales Partiendo de las expresiones:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \quad Q = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}}{\frac{1}{R_1} + \frac{(1 - \frac{R_B}{R_A})}{R_2}}$$

Con la definición de sensibilidad indicada, se calcula para ω_0 las sensibilidades respecto a los parámetros R_1 , R_2 y C , obteniendo:

$$S_{R_1}^{\omega_0} = \frac{d\omega_0}{dR_1} \frac{R_1}{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_2}^{\omega_0} = \frac{d\omega_0}{dR_2} \frac{R_2}{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

$$S_C^{\omega_0} = \frac{d\omega_0}{dC} \frac{C}{\omega_0} = -1$$

Que para la configuración del circuito propuesto, resultan constantes.

Para Q , se calculan las sensibilidades respecto a los parámetros R_1 , R_2 , R_A y R_B , resultando:

$$S_{R_1}^Q = \frac{dQ}{dR_1} \frac{R_1}{Q} = \frac{R_2 R_A - R_1 R_A + R_1 R_B}{2 R_1 R_A + 2 R_2 R_A - 2 R_1 R_B}$$

$$S_{R_2}^Q = \frac{dQ}{dR_2} \frac{R_2}{Q} = -\frac{R_2 R_A - R_1 R_A + R_1 R_B}{2 R_1 R_A + 2 R_2 R_A - 2 R_1 R_B}$$

$$S_{R_A}^Q = \frac{dQ}{dR_A} \frac{R_A}{Q} = -\frac{R_1 R_B}{R_1 R_A + R_2 R_A - R_1 R_B}$$

$$S_{R_B}^Q = \frac{dQ}{dR_B} \frac{R_B}{Q} = \frac{R_1 R_B}{R_1 R_A + R_2 R_A - R_1 R_B}$$

Para la ganancia G de la celda, se toma el módulo evaluado en la frecuencia central $S = j\omega_0$, siendo:

$$G = |H(j\omega_0)| = \frac{K}{C^2 R_1 R_2 \sqrt{\left(\omega_0^2 - \frac{1}{C^2 R_1 R_2}\right)^2 + \frac{\omega_0^2 \left(\frac{1}{R_1} - \frac{K-2}{R_2}\right)^2}{C^2}}}$$

De manera que se calculan las sensibilidades respecto a los parámetros R_1 , R_2 y C , obteniendo:

$$S_{R_1}^G = \frac{dG}{dR_1} \frac{R_1}{G} \quad S_{R_2}^G = \frac{dG}{dR_2} \frac{R_2}{G} \quad S_C^G = \frac{dG}{dC} \frac{C}{G}$$

La expresión matemática resultante es demasiado extensa para estos últimos, por lo que solamente se deja expresado la forma de cálculo de las mismas.

1.2. Aproximación con Bessel

En esta sección se implementa un filtro pasa bajos que cumple los siguientes requisitos, utilizando la aproximación de Bessel para el retardo de grupo.

f_p	550Hz
f_a	2600Hz
A_p	3dB
A_a	40dB
$\Upsilon(f_p)$	$\leq 5\%$
$ Z_{in}(f) $	$\geq 50K\Omega$

Figura 16: Filtro pasa bajos por Bessel

1.2.1. Transferencia numérica

A partir de las condiciones pedidas, se construye la plantilla a aproximar, que se muestra en la siguiente figura.

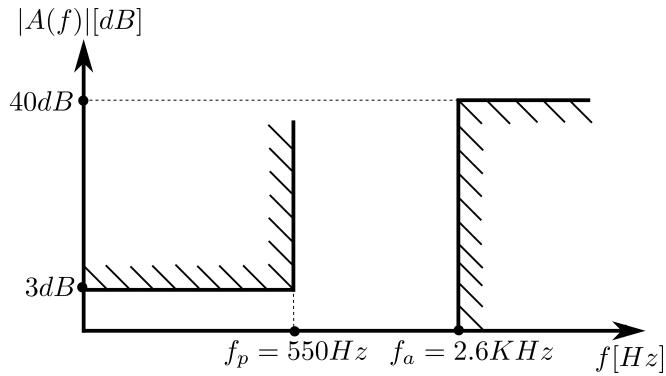


Figura 17: Plantilla pasa bajos

Dado que no hay una fórmula cerrada para la obtención del orden del filtro, se parte de la transferencia con los polinomios de Bessel de orden 2, iterando la desnormalización con diferentes valores de retardo de grupo, y subiendo el orden hasta conseguir que cumpla la plantilla propuesta. Esto se logró para un retardo de ??? y orden 5, obteniendo la siguiente transferencia desnormalizada:

$$H(S) = 6,37 \cdot 10^{37} \cdot \frac{1}{S + 5,59 \cdot 10^3} \frac{1}{S^2 + S \cdot 10,27 \cdot 10^3 + 33,51 \cdot 10^6} \frac{1}{S^2 + S \cdot 6,89 \cdot 10^3 + 42,62 \cdot 10^6}$$

1.2.2. Circuito a implementar

Al ser orden 5 se implementará, al igual que en el caso anterior con la aproximación de Legendre, dos celdas Sallen-Key pasabajos y un circuito integrador compensado, cuyas transferencias se reproducen por comodidad:

$$H(S) = \frac{\frac{K}{C^2 R_1 R_2}}{S^2 + S \frac{\left[\frac{1}{R_1} + \frac{(2-K)}{R_2}\right]}{C} + \frac{1}{C^2 R_1 R_2}} = \frac{K \omega_0^2}{S^2 + S \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

Donde para el caso con derivación de R_1 se multiplica la transferencia por la constante a . Para el circuito integrador:

$$H(S) = -\frac{R_f}{R_r (S C R_f + 1)}$$

1.2.3. Diseño del filtro

De la misma forma que para el circuito con Legendre, de la transferencia numérica se obtienen los valores de las frecuencias de corte para cada etapa, siendo las de orden 2 $\omega_{01} = 5,49 \cdot 10^3$ y $\omega_{02} = 6,53 \cdot 10^3$, siendo la restante de orden 1 en $\omega_{03} = 5,59 \cdot 10^3$. Al igual que en el caso de Legendre, no se normalizan los valores sino que se dejan en forma exacta, de forma tal que con el análisis de sensibilidades definir si se requiere alguna tolerancia de 1% o preset de ajuste fino.

Iniciando por la etapa de orden 1, partiendo de:

$$\omega_{03} = \frac{1}{C_f R_f}$$

Se supone un capacitor $C_f = 100nF$, de manera tal que sea multicapa (ya que poseen una mejor respuesta en frecuencia que los electrolíticos) y por otra parte la resistencia que se obtiene al despejar toma un valor medio fácil de implementar:

$$R_f = \frac{1}{\omega_{03} C_f} = 1,79K\Omega$$

Para R_r , se la toma de igual valor que R_f , y se agrega en serie un preset de $1K\Omega$ para poder realizar ajuste de ganancia en caso de ser mayor a $0dB$ a la salida del filtro. Resumiendo, los valores resultan:

	Valor
C_f	$100nF$
R_f	$1,79K\Omega$
R_r	$1,79K\Omega + 1K\Omega(Preset)$

Figura 18: Valores de componentes de la etapa de orden 1

Para las etapas de orden 2, utilizando las mismas expresiones del filtro anterior:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \quad Q = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}}}{\frac{1}{R_1} + \frac{(2-K)}{R_2}}$$

Con los valores de ω_{01} y ω_{02} obtenidos, igualando los coeficientes numéricos se despejan los valores de Q correspondientes:

$$Q_1 = \frac{\omega_{01}}{10,27 \cdot 10^3} = 0,53 \quad Q_2 = \frac{\omega_{02}}{6,89 \cdot 10^3} = 0,95$$

Tomando como guía de referencia el libro «Design of Analog Filters» (de R.Schaumann), al igual que en el filtro anterior se eligen por conveniencia $C_1 = C_2 = C$ y $R_1 = R_2 = R$. Reemplazando en las expresiones anteriores resulta:

$$K = 3 - \frac{1}{Q} \quad R = \frac{1}{\omega_0 C} \quad K = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

Con los valores de Q obtenidos, se calcula el valor de K para cada caso. Para la celda correspondiente a ω_{02} , se define un valor de $C = 100nF$, de manera tal de poder implementar uno multicapa y además se consigue un valor medio de resistencia fácil de implementar:

$$R = \frac{1}{\omega_{02} C} = 1,53K\Omega$$

De la expresión de K , se despeja R_B , y eligiendo convenientemente $R_A = 2,2K\Omega$, se obtiene un valor para R_B de orden similar y cercana a un valor comercial:

$$R_B = (K - 1)R_A = 2K\Omega$$

Para la etapa restante, se procedió en forma similar al filtro anterior, buscando que la impedancia de entrada cumpla con el requerimiento de ser en módulo $\geq 50K\Omega$ para evitar añadir un buffer a la entrada del filtro. Para un

proceso de diseño más agilizado, se tomó de patrón el valor de capacitor elegido en la celda anterior, calculando las resistencias resultantes y simulando en LTSpice la impedancia de entrada resultante en función de la frecuencia, repitiendo este proceso en forma iterativa hasta poder cumplir con el requerimiento sin mucha dificultad. Luego de este proceso, se definió un valor de $C = 1nF$, por lo que reemplazando en las expresiones anteriores se obtiene el valor de R :

$$R = \frac{1}{\omega_0 C} = 172K\Omega$$

Se elige luego convenientemente $R_A = 10K\Omega$, de manera tal que R_B resulta del mismo orden y cercana a un valor comercial:

$$R_B = (K - 1)R_A = 2,2K\Omega$$

Resumiendo, los valores resultantes son:

	Celda 1	Celda 2
C	$1nF$	$100nF$
R_1	$172K\Omega$	$1,53K\Omega$
R_2	$172K\Omega$	$1,53K\Omega$
R_A	$10K\Omega$	$2,2K\Omega$
R_B	$2,2K\Omega$	$2K\Omega$

Figura 19: Valores de componentes para las celdas de orden 2

1.2.4. Sensibilidades - Ajuste de valores de componentes

Se analiza ahora las sensibilidades a los parámetros ω_0 , Q y G , utilizando las mismas ecuaciones obtenidas en el filtro con Legendre. Los valores obtenidos se muestran en la siguiente tabla.

Sensibilidad	Celda 1	Celda 2
$S_C^{\omega_0}$	-1	-1
$S_{R_1}^{\omega_0}$	-0.5	-0.5
$S_{R_2}^{\omega_0}$	-0.5	-0.5
$S_{R_1}^Q$	0.062	0.418
$S_{R_2}^Q$	-0.062	-0.418
$S_{R_A}^Q$	-0.124	-0.833
$S_{R_B}^Q$	0.124	0.833
$S_{R_1}^G$	-0.512	0.149
$S_{R_2}^G$	-0.634	-0.607
S_C^G	-1.146	-0.458

Figura 20: Tabla de sensibilidades para los valores obtenidos en diseño

1.2.5. Conclusiones

Para la aproximación dada, las sensibilidades resultan ser muy pequeñas para ambas celdas en comparación con las obtenidas en el filtro anterior, de manera tal que se decide normalizar los valores obtenidos al 5% de tolerancia, armando $172K\Omega = 150K\Omega + 22K\Omega$, las de $1,53K\Omega$ se normalizan a $1,5K\Omega$ y la de $2K\Omega$ se construye con dos de $1K\Omega$ en serie.

En el circuito integrador, verificando con las mediciones para poder ajustar mejor la ganancia de la curva, se modificó $R_r = 2,2K\Omega$.

1.2.6. Respuesta en frecuencia

Para la respuesta en frecuencia, se tomaron mediciones en el rango de $100Hz$ a $3,2KHz$, donde ya se alcanza el piso de ruido en la señal de salida.

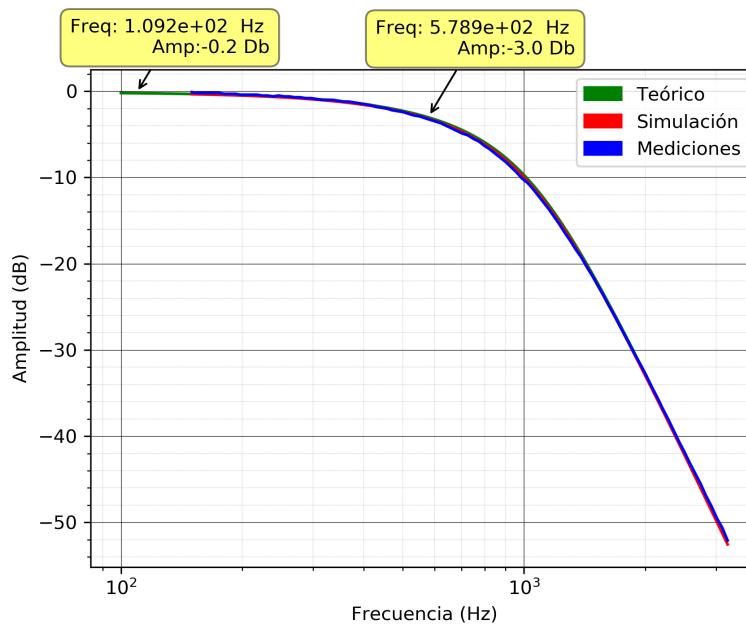


Figura 21: Respuesta en Frecuencia - Módulo

Se procedió luego a medir la fase, para luego tomar la derivada en los puntos contiguos para obtener el retardo de grupo.

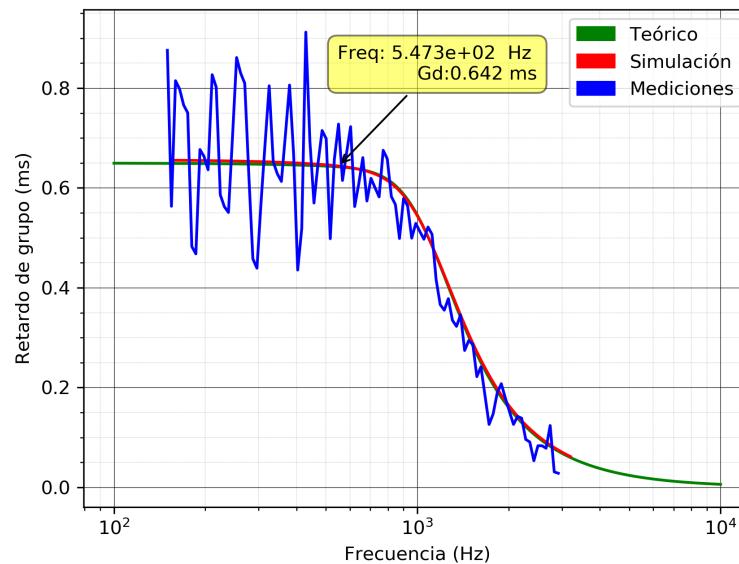


Figura 22: Respuesta en frecuencia - Retardo de grupo

1.2.7. Impedancia de entrada

Para la medición de la impedancia de entrada, se procede igual que en el filtro con Legendre, midiendo directamente sobre la resistencia R_1 que sigue en serie al generador, de manera tal que:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{\frac{V_i - V_A}{R_1/a}}$$

Donde V_i y V_A son las tensiones entre bornes de la resistencia.

Se simuló el efecto de las puntas, donde se observó que al igual que antes en configuración $\times 1$ modifican el valor de la impedancia medida, mientras que el efecto es despreciable en configuración $\times 10$, por lo que las mediciones se desarrollaron con dicha configuración también para este filtro.

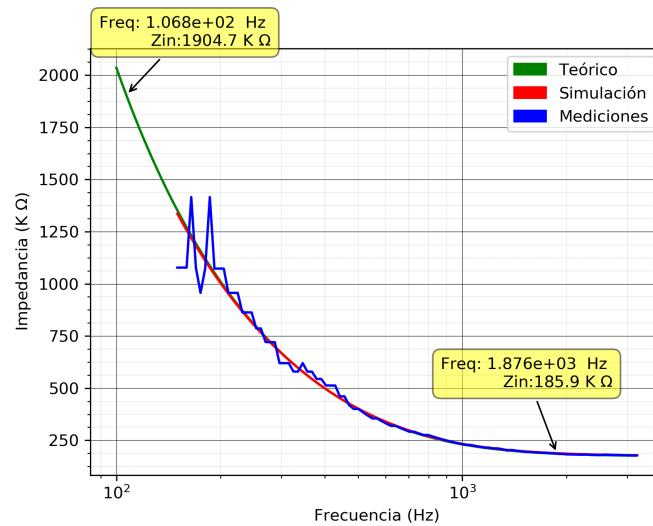


Figura 23: Impedancia de entrada - Módulo

Donde a partir de las curvas obtenidas, se verifica que cumple con la condición buscada de ser $\geq 50K\Omega$.

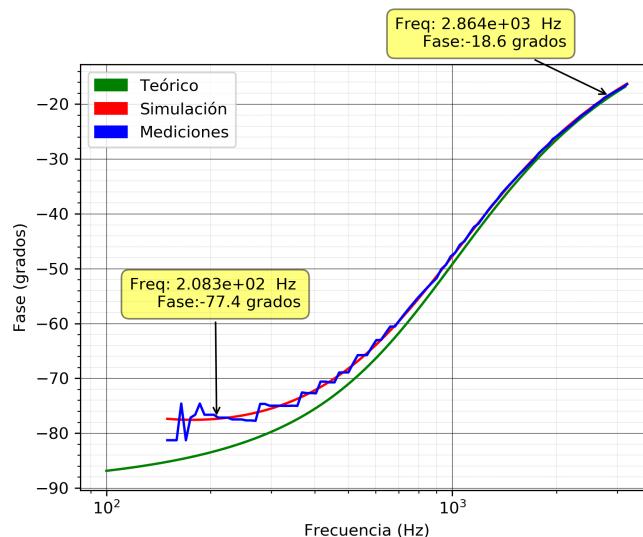


Figura 24: Impedancia de entrada - Fase

Los saltos que se obtienen se deben a variaciones fuertes en los valores de la fase en un lapso de tiempo pequeño,

debido a los puntos tomados al medir, pero en promedio sigue a la línea central donde la curva simulada y teórica cumplen la constancia del retardo en la frecuencia de corte con un error de aproximadamente 2%.

1.2.8. Calibración

Dada la poca sensibilidad a variaciones en los componentes, se requirió un único preset de ajuste de ganancia en el circuito integrador, de manera que para realizar el ajuste se procede midiendo a $100Hz$ inyectando una señal senoidal de $1V_p$ y ajustando el preset para que la relación entre la entrada y la salida sea de $0dB$.

1.2.9. Rango dinámico

Se calcula el rango dinámico teniendo en cuenta el caso de ganancia máxima, que en este caso se da a la salida de la etapa 1, con $G_{MAX} = 1,4dB \Rightarrow 1,17$. Considerando como tensión de salida máxima antes de saturación $10,5V$ (dado que la alimentación es de $\pm 12V$), resulta:

$$Vi_{MAX} = \frac{Vo_{MAX}}{1,17} = 8,9V$$

Tomando la ganancia mínima, resulta de $-0,4dB \Rightarrow 0,95$, y considerando como $Vo_{MIN} = 10mV$, se calcula:

$$Vi_{MIN} = \frac{Vo_{MIN}}{0,95} = 10,6mV$$

Por lo que el rango dinámico resulta:

$$RD = 2\log\left(\frac{Vi_{MAX}}{Vi_{MIN}}\right) = 58,48dB$$

1.2.10. Análisis de Montecarlo - Histogramas

Mediante LTSpice se realiza una simulación de montecarlo considerando las tolerancias de resistores y capacitores.

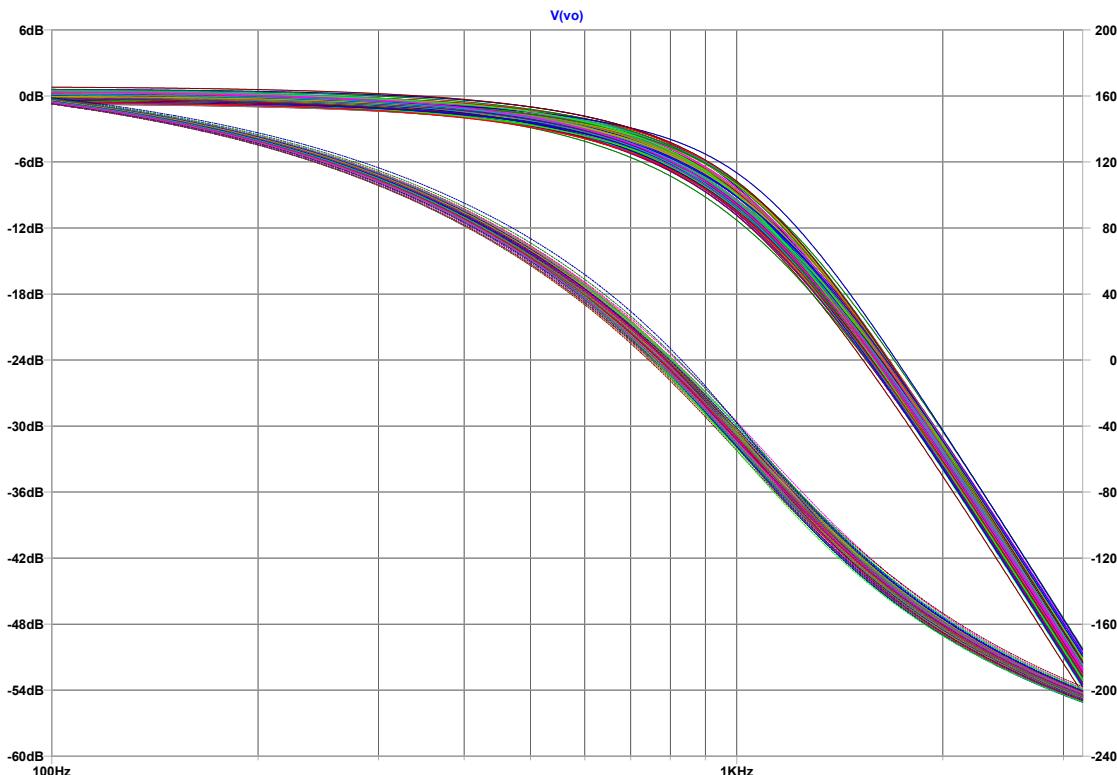


Figura 25: Análisis de montecarlo

En base a la simulación de montecarlo, se obtuvo el siguiente histograma para la dispersión de la frecuencia de corte.

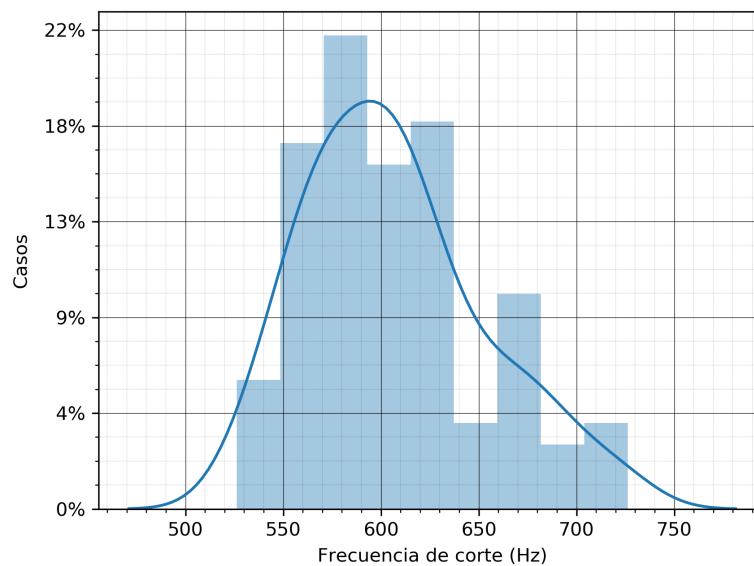


Figura 26: Histograma - Dispersión de la frecuencia de corte

Notar que la frecuencia de corte que más pasa por $3dB$ está un poco desplazada de la buscada que es $550Hz$. Esto asegura que cumpla plantilla en la banda de paso, y en la banda de atenuación se verificó que en todos los casos la curva pasaba por más de $40dB$, por lo que también se cumple la plantilla en dicha banda. Se observa además directamente del montecarlo que la transferencia propuesta, al resultar los parámetros menos sensibles que en el filtro con Legendre, la dispersión de la curva es menor.

2. Celda Rauch (Deliyannis-Friend modificada)

En esta sección se implementa un filtro pasabanda que verifique los siguientes datos, de acuerdo al número de grupo correspondiente, utilizando la aproximación de Chebyshev.

Pendiente pasabajos normalizada	$-40dB/dec$
f_p	$36KHz$
Q	10
A_p	$3dB$
$ Z_{in}(f) $	$\geq 50K\Omega$

Figura 27: Filtro pasabanda por Chebyshev

2.1. Transferencia numérica

En base a las características propuestas, se construye la siguiente plantilla pasa banda a aproximar.

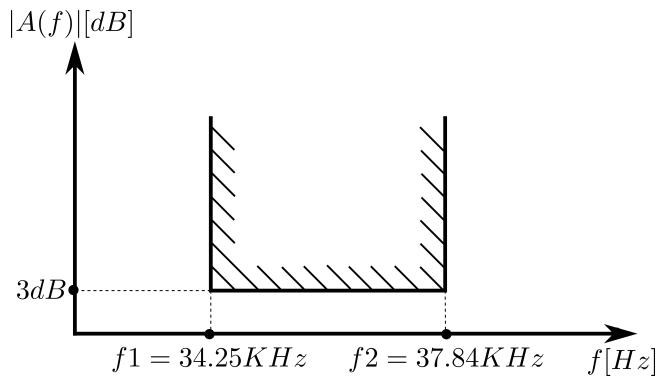


Figura 28: Plantilla pasa banda

Dado que la pendiente pasabajos se da como dato, el orden de la transferencia pasabajos normalizada queda determinado. Como dicha pendiente es de $-40dB/dec$, el orden resultante de pasabajos es $n = 2$. El A_{pMAX} es de $3dB$, pero para tener en cuenta que la curva de transferencia se desplaza debido a las tolerancias de los componentes, se utilizará uno un poco menor para tener un margen, tomando $A_p = 1dB$.

Mediante la aproximación de Chebyshev y posterior denormalización (ver procedimiento en Anexo), se obtiene que la transferencia final numérica es la siguiente función de orden $n = 4$:

$$H(S) = \frac{708,078 \cdot 10^6 \cdot S^2}{S^4 + 29,217 \cdot 10^3 \cdot S^3 + 1,031 \cdot 10^{11} \cdot S^2 + 1,495 \cdot 10^{15} \cdot S + 2,618 \cdot 10^{21}}$$

Factorizando en productos de transferencias de orden 2 para posterior implementación queda:

$$H(S) = 708,078 \cdot 10^6 \cdot \frac{S}{S^2 + 1,537 \cdot 10^4 \cdot S + 5,685 \cdot 10^{10}} \cdot \frac{S}{S^2 + 1,384 \cdot 10^4 \cdot S + 4,605 \cdot 10^{10}}$$

2.2. Circuito a implementar

El circuito a utilizar como celda básica de segundo orden pasabanda es la Deliyannis-Friend con Q mejorado dado que, consultando con el libro «Design of Analog Filters» (de Rolf Schaumann) el Q solicitado es alto, lo que implicaría que en circuito Deliyannis-Friend original resulte una relación entre R_1 y R_2 demasiado grande. Realizando la modificación de realimentación positiva, se logra que el circuito original opere a un Q_0 más bajo, pero que el Q final resultante sea mayor.

El circuito en cuestión se muestra en la siguiente imagen.

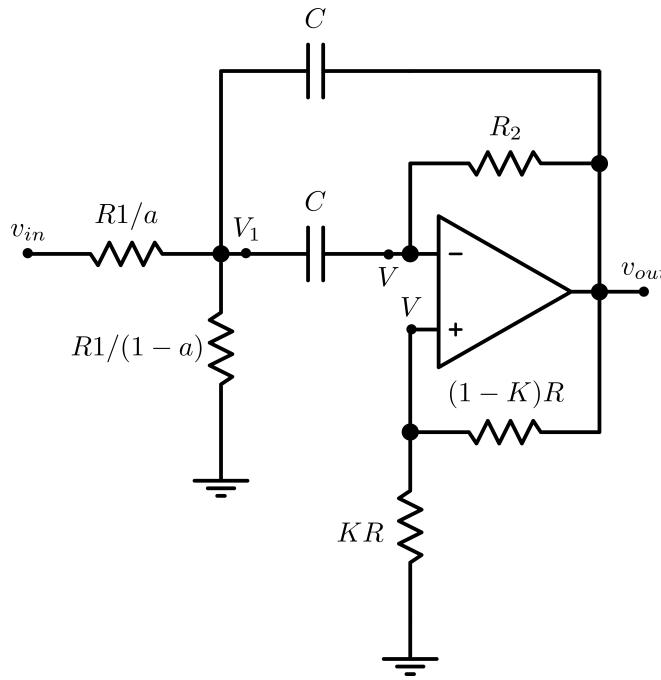


Figura 29: Celda Delyannis-Friend con Q mejorado

Dicha modificación produce que en la entrada no inversora la tensión ya no sea $0V$, sino que pasa a ser $K \cdot V_o$. Resolviendo el circuito (ver en *Anexo*), la transferencia resultante es:

$$H(S) = \frac{V_o}{V_i} = - \left(\frac{1}{1-K} \right) \cdot \frac{\frac{aS}{CR_1}}{S^2 + S \cdot \frac{2}{CR_2} \left(1 - \frac{1}{2R_1R_2} \cdot \frac{K}{1-K} \right) + \frac{1}{C^2R_1R_2}}$$

2.3. Diseño del filtro

Partiendo de la expresión de la función transferencia del circuito, llamando $\alpha = \frac{K}{1-K}$, se reescribe como:

$$\frac{V_o}{V_i} = - \left(\frac{1}{1-K} \right) \cdot \frac{\frac{S\omega_0}{Q_0}}{S^2 + S\omega_0 \left(\frac{1-2\alpha Q_0^2}{Q_0} \right) + \omega_0^2}$$

En la cual es más simple observar que α modifica sólo la selectividad resultante $Q = \frac{Q_0}{1-2\alpha Q_0^2}$, que viene acompañado por una modificación en la ganancia debido a que también cambia el factor $\frac{1}{1-K}$, mientras que la frecuencia central ω_0 se mantiene igual. La ganancia en banda pasante resulta:

$$H_B = H \frac{Q}{Q_0} \frac{1}{1-K}$$

De la cual se despejará luego el valor de H .

Al ser la transferencia final de orden 4, se implementarán en principio dos de estas celdas de orden 2 en cascada. Se analizará luego si se requieren buffers y/o compensación de ganancia, para que la transferencia resultante sea efectivamente en producto de las de cada celda. Los valores de ω_0 a utilizar en cada una surgen de la transferencia numérica obtenida en la sección «2.1», siendo $\omega_{01} = \sqrt{4,605 \cdot 10^{10}} = 214,593 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$ y $\omega_{02} = \sqrt{5,685 \cdot 10^{10}} = 238,432 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$ respectivamente. Siguiendo las especificaciones de la plantilla, se toma acorde $H_B = 1$ es decir 0 dB . Para elegir el valor de Q_0 , de acuerdo a un estudio de las sensibilidades del circuito realizado por el autor del libro (R. Schaumann), sugiere que un valor óptimo es $Q_0 = 1,5$, por lo que se tomará dicho valor para diseño. Para el Q de cada etapa, se debe elegir uno menor al final buscado, dado que si ambas se diseñan con el $Q = 10$ que debe resultar al final, en realidad se obtiene uno más grande (dado que se debe tener en cuenta que, al sumarse los módulos de las transferencias en dB, las frecuencias que delimitan el ancho de banda se acercan más, lo que resulta en un Q mayor). Para ambas celdas, se buscó un Q adecuado en forma iterativa utilizando Matlab para

el cálculo de las transferencias numéricas y diagramas de bode para verificar en cada caso el Q final resultante (a partir de medir el ancho de banda). De este procedimiento, se consignó un $Q = 8,5$ para cada celda.

Habiendo definido el Q y el Q_0 de cada celda, se procede a calcular los diferentes parámetros y componentes de la celda. De despejar de los coeficientes de la función transferencia se obtienen las expresiones a utilizar, que por simplicidad se toman directamente del libro.

Inicialmente, se calcula el valor de α , que será el mismo para ambas:

$$\alpha = \frac{1}{2Q_0^2} \left(1 - \frac{Q_0}{Q}\right) = 0,183$$

Si se despeja K de la expresión definida anteriormente para α , resulta:

$$K = \frac{\alpha}{1 + \alpha} = 0,155$$

Recordando que $H_B = 1$, se obtiene el valor de H :

$$H = H_B \frac{Q_0}{Q} (1 - K) = 0,149$$

Para los valores de las resistencias, las expresiones resultantes tomadas del libro son:

$$R_2 = \frac{2Q_0}{\omega_0 C} \quad R_1 = \frac{R_2}{4Q_0^2} \quad a = \frac{H}{2Q_0^2}$$

En la siguiente tabla se resumen los valores obtenidos para ambas celdas. En principio se elige $R = 10K\Omega$ dado que al multiplicar por K y $(1 - K)$, la resistencia resultante en ambos casos no resulte demasiado baja (menor a $1K\Omega$). Con ese mismo criterio se elige el valor de los capacitores, buscando además que los mismos sean multicapa debido que éstos presentan una mejor respuesta en frecuencia que los electrolíticos.

	Celda 1	Celda 2
C	$470pF$	$1nF$
R_1	$3,3K\Omega$	$1,39K\Omega$
R_1/a	$99,7K\Omega$	$42,2K\Omega$
$R_1/(1 - a)$	$3,4K\Omega$	$1,4K\Omega$
R_2	$29,7K\Omega$	$12,6K\Omega$
KR	$1,55K\Omega$	$1,55K\Omega$
$(1 - K)R$	$8,45K\Omega$	$8,45K\Omega$

Figura 30: Valores de componentes para las celdas

No se normalizan los valores de las resistencias aún, dado que en la sección siguiente se realiza el análisis de sensibilidades para definir cuáles redondear, o si es necesario agrupar en serie o paralelo, utilización de presets o tolerancias de 1% según sea necesario. El valor de C para la Celda 1 se eligió de manera tal que el módulo de la impedancia de entrada verificara la condición pedida de ser $\geq 50K\Omega$, por lo que dicha celda se colocará primera a la entrada. La segunda celda posee una impedancia de entrada menor, pero que en módulo sigue siendo del mismo orden que la primera (siendo los capacitores cercanos y las resistencias del mismo orden de magnitud, puede intuirse sin necesidad de recalcular la impedancia de entrada analíticamente para la segunda celda), y dado que la impedancia de salida del operacional es muy baja comparada a la de entrada en cuestión, no es necesario colocar un buffer que las separe, evitando utilizar otro operacional adicional.

2.4. Sensibilidades - Ajuste de valores de componentes

Se busca ahora ver, en base a los valores definidos anteriormente, como resultan las sensibilidades a los parámetros Q y ω_0 en cada celda, para definir si se requiere algún ajuste para mantener dichos parámetros lo más controlados posible. Se toma como sensibilidad relativa de una función y respecto a una variable x como $S_x^y = \frac{dy}{dx} \Big|_{x_0}$

Se despeja ω_0 de las expresiones anteriores utilizadas (ver procedimiento en *Anexo*):

$$\omega_0 = \frac{2}{R_2 C} \sqrt{\frac{R_2}{4R_1}}$$

De forma tal de verificar como afectan los tres componentes en juego. Para Q :

$$Q = \frac{Q_0}{1 - \frac{2KQ_0^2}{1-K}}$$

Donde se buscará analizar la sensibilidad respecto a K , ya que termina siendo fijado por R en la celda. Realizando los respectivos cálculos de sensibilidades y evaluando las expresiones (ver expresiones generales en *Anexo*), se muestra en la siguiente tabla los valores obtenidos.

Sensibilidad	Celda 1	Celda 2
$S_{R_1}^{\omega_0}$	-0.5	-0.5
$S_{R_2}^{\omega_0}$	-0.5	-0.5
$S_C^{\omega_0}$	-1	-1
S_Q^Q	5.59	5.59
$S_{R_1}^G$	-1.21	-0.74
$S_{R_2}^G$	0.76	1.23
S_C^G	-0.45	0.48
S_K^G	0.18	0.18

Figura 31: Tabla de sensibilidades para los valores diseñados

Dado que la mayor sensibilidad está dada en el parámetro Q respecto al valor de K , se decidió poder regular con un preset la relación entre KR y $(1-K)R$ de manera tal que, en lugar de utilizar el valor de R original, se recalcula con $R = 9,9K\Omega$. Se obtiene así que $KR = 1,53K\Omega$ y $(1-K)R = 8,37K\Omega$, para poder fijarlas ahora en $KR_N = 1,5K\Omega$ y

$$(1-K)R_N = 8,2K\Omega$$

agregando un preset de 200Ω para el ajuste fino, verificando $8,2K\Omega + 1,5K\Omega + 200\Omega = 9,9K\Omega$.

2.4.1. Conclusiones

La desventaja que surge entonces para esta celda es la alta sensibilidad de K sobre la selectividad Q , que además está relacionada con H_B , por lo que esta última aumenta o disminuye con Q .

Para compensar las variaciones que puede sufrir ω_0 y la ganancia G , dado que C es fijo con tolerancia de 5%, se optó por utilizar una R_2 con tolerancia de 1%, y a las resultantes R_1/a y $R_1/(1-a)$ también al 1%. Todo esto se replicó en ambas celdas. Se normalizan entonces para la celda 1 $R_2 = 30K\Omega$, $R_1/a = 100K\Omega$ y $R_1/(1-a) = 3,3K\omega$, y en la celda 2 $R_2 = 13K\Omega$ $R_1/a = 42K\Omega$ y $R_1/(1-a) = 1,4K\omega$.

La posibilidad de ajustar el Q resultante con el preset permite entonces a su vez ajustar la ganancia en el rango buscado en la plantilla (como se verificará luego en los gráficos de respuesta en frecuencia donde se superponen el teórico, simulado y medido), por lo que tampoco es necesario implementar una etapa compensadora de ganancia, evitando sumar otro operacional adicional, por lo que finalmente el filtro es implementado utilizando únicamente dos operacionales (uno para cada celda de orden 2). Es razonable que la sensibilidad de la ganancia G al parámetro K sea menor que con los capacitores, dado que al afectar solamente a Q la curva se mueve hacia arriba o hacia abajo, siendo estos cambios mas uniformes ya que no desplaza la frecuencia central, mientras que los capacitores modifican la frecuencia central haciendo que la ganancia en el punto evaluado f_0 cambie más bruscamente al desplazarse la curva sobre el eje de las frecuencias.

2.5. Respuesta en frecuencia

A partir de la transferencia teórica, simulada y medida, se superponen las curvas obtenidas, verificando que se cumple la plantilla propuesta. Se efectuaron las mediciones utilizando una señal de entrada de $1V_p$, en el rango de frecuencias de $20KHz$ a $50KHz$ porque por un lado, al alcanzar dichas frecuencias, la señal de salida toma una amplitud del orden de los $20mV$ considerados como piso de ruido, y por otro para poder observar en detalle la sección de interés que es la banda pasante, es decir la frecuencia central y las frecuencias a $-3dB$ para verificar que la plantilla se cumple.

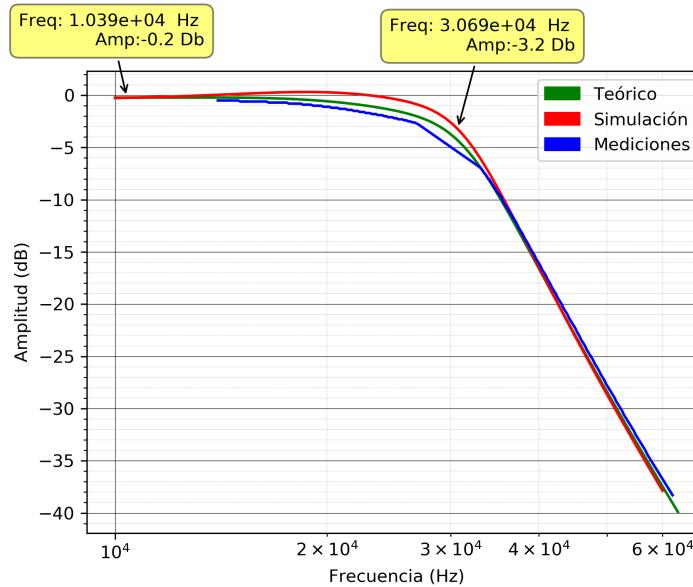


Figura 32: Respuesta en frecuencia - Módulo

De los puntos indicados en f_0 y en aproximadamente $-3dB$, se obtiene el Q práctico resultante:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{36KHz}{37,45KHz - 34,22KHz} = 11,14$$

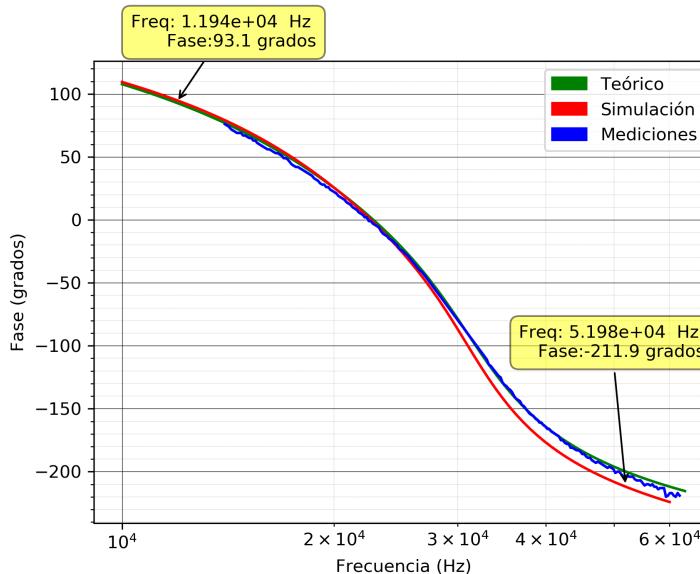


Figura 33: Respuesta en frecuencia - Fase

2.6. Impedancia de entrada

Para la medición de la impedancia de entrada, se evitó utilizar el método de incluir una resistencia en serie a la entrada para medir la corriente, dado que se modifica el comportamiento de la celda debido a la sensibilidad a R_1/a . En cambio, se midió directamente sobre esta resistencia, calculando la impedancia de entrada como:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{\frac{V_i - V_1}{R_1/a}}$$

Donde V_i y V_1 son las tensiones entre bornes de la resistencia. La expresión resultante analítica se incluye en el *Anexo*.

Dado que se está conectando las puntas del osciloscopio directamente en el circuito, se tuvo la precaución de verificar mediante simulación si éstas afectaban a la medición, lo cual ocurría notablemente para la configuración en $\times 1$, mientras que en configuración $\times 10$ no se producían modificaciones apreciables, por lo que se realizaron las mediciones con esta configuración.

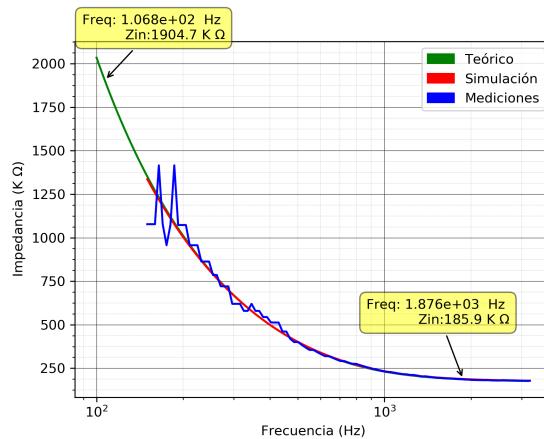


Figura 34: Impedancia de entrada - Módulo

Donde, en las curvas obtenidas, se observa que el módulo cumple con la especificación buscada de ser $\geq 50K\Omega$.

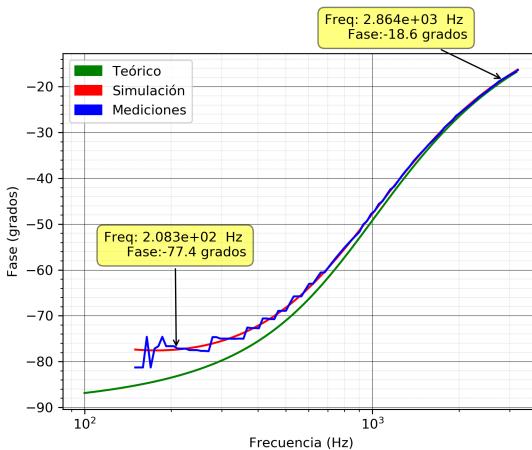


Figura 35: Impedancia de entrada - Fase

Por otra parte, de la curva de fase obtenida se observa que en la banda pasante la impedancia de entrada adquiere un poco de carácter capacitivo, mientras que en el resto de las frecuencias es prácticamente resistiva pura. Al tener además una impedancia de salida muy baja, permite acoplar las etapas en cascada fácilmente sin requerir de un buffer intermedio.

2.7. Calibración

Conectando la alimentación al circuito de $\pm 12V$, se procede:

- Medir en V_A , y buscar la frecuencia donde la relación $\frac{V_A}{V_i}$ es máxima, y ajustar R_{10} de manera tal que dicha relación sea $6dB$.
- Medir ahora en la salida V_o , encontrar la segunda frecuencia donde hay un máximo en la relación $\frac{V_o}{V_i}$, y ajustar el preset R_{11} de manera tal que la relación sea de $0dB$.
- Verificar que en las frecuencias que delimitan el ancho de banda (que recordando son $34,25KHz$ y $37,84KHz$) y dentro de la banda la relación sea $> -3dB$, sino repetir el paso anterior con el preset R_{10} , midiendo en V_o y buscando la primera frecuencia donde se tiene un máximo de ganancia.

2.8. Rango dinámico

Se calcula el rango dinámico teniendo en cuenta el caso de ganancia máxima, que en este caso se da a la salida de la etapa 1, con $G_{MAX} = 6dB \Rightarrow 2$. Considerando como tensión de salida máxima antes de saturación $10,5V$ (dado que la alimentación es de $\pm 12V$), resulta:

$$Vi_{MAX} = \frac{V_{o_{MAX}}}{2} = 6V$$

Tomando la ganancia mínima, resulta de $-0,2dB \Rightarrow 0,98$ a la salida del filtro, y considerando como $V_{o_{MIN}} = 10mV$, se calcula:

$$Vi_{MIN} = \frac{V_{o_{MIN}}}{0,98} = 10,2mV$$

Por lo que el rango dinámico resulta:

$$RD = 2\log\left(\frac{Vi_{MAX}}{Vi_{MIN}}\right) = 55,39dB$$

2.9. Análisis de Montecarlo - Histogramas

Se realizó el análisis de montercarlo en LTSpice considerando las tolerancias de los resistores y capacitores, tanto del 5 % como del 1 %.

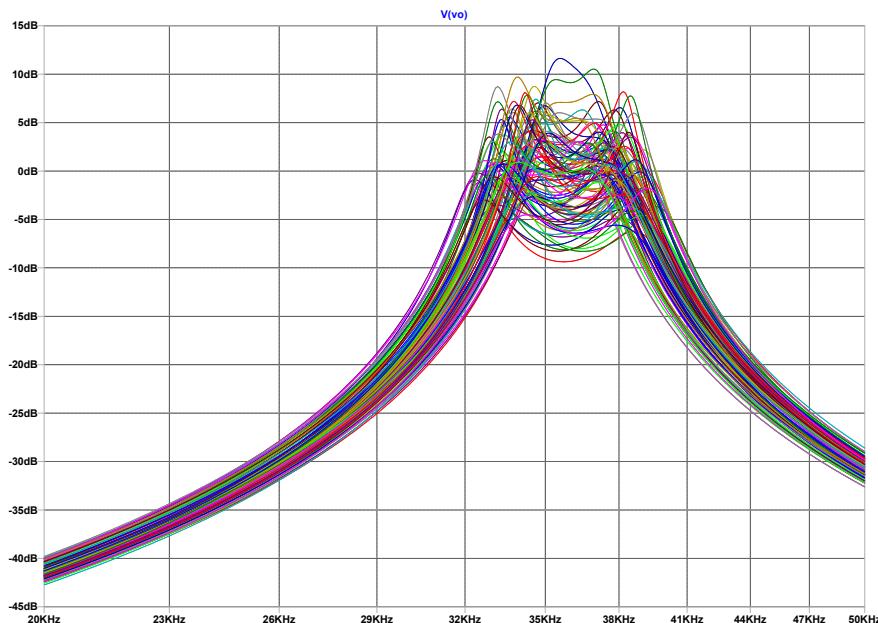


Figura 36: Análisis de montecarlo

En el cual se observa la gran dispersión en la banda pasante debido a las altas sensibilidades de los parámetros hacia los componentes que los determinan.

A partir de este análisis, se obtuvieron los siguientes histogramas de la dispersión de las frecuencias que delimitan el ancho de banda.

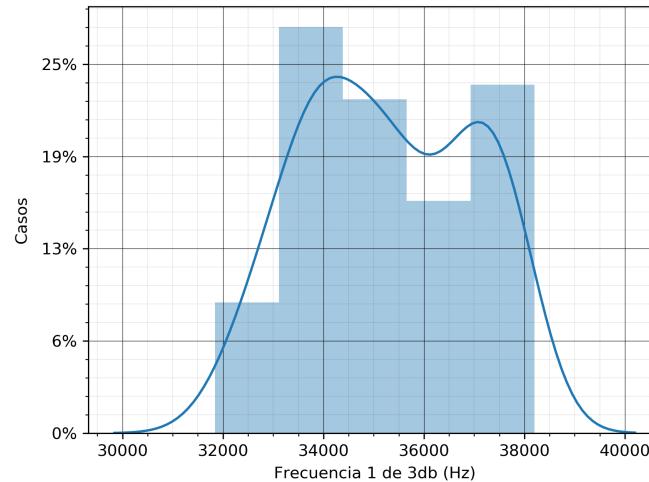


Figura 37: Histograma - Dispersión de $f_p^- = 34,25\text{KHz}$

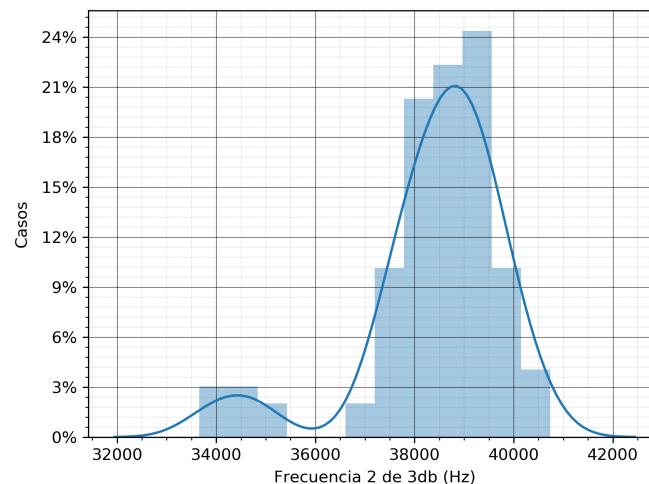


Figura 38: Histograma - Dispersión de $f_p^+ = 37,84\text{KHz}$

La dispersión observada en ambos valores resulta consistente, debido a que los parámetros de ω_0 y Q en este filtro, como se calculó anteriormente, son bastante sensibles a variaciones en los componentes debido a las tolerancias.

2.10. Anexo

2.10.1. Transferencia numérica

Para la transferencia numérica, con los datos propuestos, dado que A_p no es $3dB$, se debe calcular el valor de ε (que será distinto de 1):

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_p}{10}} - 1} = \sqrt{10^{\frac{1}{10}} - 1} = 0,5088$$

Teniendo esto, se calculan las singularidades de la transferencia pasabajos normalizada, sabiendo que:

$$S_p = \sigma_k + j\omega_k = -\operatorname{sen}(\alpha)\operatorname{senh}(\beta) + j\cos(\alpha)\cosh(\beta)$$

Donde $\alpha = \pi \frac{(2k-1)}{2n}$ y $\beta = \frac{\operatorname{arcsech}(\frac{1}{\varepsilon})}{n}$, y k varía entre 0 y $2n - 1$. Se obtienen 4 polos (2 pares complejos conjugados), y se utiliza el par que se encuentra en el semiplano izquierdo. Reemplazando en las expresiones anteriores por los datos numéricos obtenidos, se obtiene que:

$$H(S)_{LPN} = \frac{1}{(S - S_{p1})(S - S_{p1}^*)} = \frac{1}{S^2 + 1,098S + 1,103}$$

Dado que el filtro buscado es un pasabajos, se aplica la transformación:

$$S \rightarrow \frac{1}{B} \left(\frac{S}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{S} \right)$$

Por lo que resulta:

$$H_{BP}(S) = \frac{708,078 \cdot 10^6 \cdot S^2}{S^4 + 29,217 \cdot 10^3 \cdot S^3 + 1,031 \cdot 10^{11} \cdot S^2 + 1,495 \cdot 10^{15} \cdot S + 2,618 \cdot 10^{21}}$$

2.10.2. Transferencia analítica del circuito

Para calcular la transferencia de la celda, se plantean los sentidos de corriente indicados a continuación.

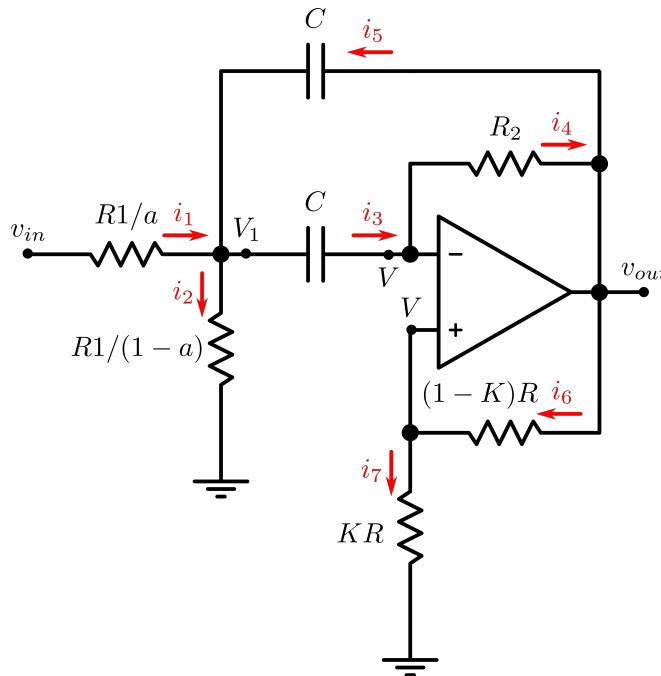


Figura 39: Circuito de análisis

Considerando al operacional como ideal, se tiene:

$$i_6 = i_7 \implies V = V_o \frac{KR}{KR + (1-K)R} \implies V = K \cdot V_o$$

Por otro lado:

$$i_3 = i_4 \implies (V_1 - V)SC = \frac{V - V_o}{R_2}$$

Reemplazando con la expresión de V se obtiene:

$$V_1 = V_o(K + \frac{K-1}{SCR_2})$$

Se plantea la ecuación de las corrientes sobre el nodo con V_1 :

$$i_1 + i_5 = i_2 + i_3$$

$$\frac{V_i - V_1}{R_1/a} + (V_o - V_1)SC = \frac{V_1}{R_1}(1-a) + (V_1 - V)SC$$

Donde, reemplazando las expresiones obtenidas anteriormente para V y V_1 , desarrollando algebraicamente se obtiene finalmente la transferencia de la celda:

$$H(S) = \frac{V_o}{V_i} = - \left(\frac{1}{1-K} \right) \cdot \frac{\frac{aS}{CR_1}}{S^2 + S \cdot \frac{2}{CR_2} \left(1 - \frac{1}{2R_1R_2} \cdot \frac{K}{1-K} \right) + \frac{1}{C^2R_1R_2}}$$

2.10.3. Impedancia de entrada analítica

Para la impedancia de entrada, considerando V_i y V_1 las tensiones en bornes de la resistencia, se calcula como:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{\frac{V_i - V_1}{R_1/a}} = \frac{V_i \cdot R_1/a}{V_i - V_1} = \frac{R_1/a}{1 - \frac{V_1}{V_i}}$$

Donde, reemplazando por la expresión de V_1 obtenida anteriormente:

$$Z_{in} = \frac{R_1/a}{1 - \frac{V_o}{V_i} \left(K + \frac{(K-1)}{SCR_2} \right)}$$

Siendo $\frac{V_o}{V_i}$ la relación entre la entrada y salida de la celda, por lo que desarrollando algebraicamente se llega a que:

$$Z_{in} = \frac{S}{a \left(\frac{a \left(K - \frac{K-1}{CR_2 S} \right)}{C(K-1) \left(S^2 + \frac{1}{CR_2 S} + \frac{2S \left(\frac{K}{2R_1R_2 S(K-1)} + 1 \right)}{CR_2} \right)} + 1 \right)}$$

2.10.4. Sensibilidades - Cálculo de expresiones literales

Partiendo de las expresiones:

$$R_2 = \frac{2Q_0}{\omega_0 C} \quad R_1 = \frac{R_2}{4Q_0^2} \quad a = \frac{H}{2Q_0^2}$$

Comenzando por obtener ω_0 , se despeja Q_0 de la expresión de R_1 :

$$Q_0 = \sqrt{\frac{R_2}{4R_1}}$$

Reemplazando en la expresión de R_2 , se despeja ω_0 :

$$R_2 = \frac{2}{\omega_0 C} \sqrt{\frac{R_2}{4R_1}} \implies \omega_0 = \frac{2}{R_2 C} \sqrt{\frac{R_2}{4R_1}}$$

Calculando ahora la sensibilidad de ω_0 respecto a los componentes que la afectan se obtiene:

$$S_{R_1}^{\omega_0} = \frac{d\omega_0}{dR_1} \frac{R_1}{\omega_0} = -0,5$$

$$S_{R_2}^{\omega_0} = \frac{d\omega_0}{dR_2} \frac{R_2}{\omega_0} = -0,5$$

$$S_C^{\omega_0} = \frac{d\omega_0}{dC} \frac{C}{\omega_0} = -1$$

Que para la configuración del circuito propuesta, resultan constantes.

Ahora analizando Q , se retoman las expresiones:

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

Se igualan ambas expresiones para despejar Q , obteniendo:

$$Q = \frac{Q_0}{1 - \frac{2Q_0^2 K}{1-K}}$$

Donde Q_0 se había determinado constante (1.5). Se calcula entonces la sensibilidad relativa a la variable K (que es regulada por el preset en la realimentación positiva):

$$S_K^Q = \frac{dQ}{dK} \frac{K}{Q} = \frac{9K}{11K^2 - 13K + 2}$$

Finalmente, para la ganancia G de la celda, se toma el módulo evaluado en la frecuencia central $S = j\omega_0$, siendo:

$$G = |H(j\omega_0)| = \frac{a\omega_0}{C R_1 (K-1) \sqrt{\left(\omega_0^2 - \frac{1}{C^2 R_1 R_2}\right)^2 + \frac{4\omega_0^2 \left(\frac{K}{2R_1 R_2(K-1)} + 1\right)^2}{C^2 R_2^2}}}$$

Se calculan entonces las sensibilidades respecto a los parámetros R_1 , R_2 , C y K :

$$S_{R_1}^G = \frac{dG}{dR_1} \frac{R_1}{G} = -\frac{\omega_0^2 (2K - 4R_1 R_2 - KR_2^2 + R_2^2 + 4KR_1 R_2 - C^2 R_1 R_2^3 \omega_0^2 + C^2 K R_1 R_2^3 \omega_0^2)}{C^2 R_1 R_2^3 \left(\frac{(C^2 R_1 R_2 \omega_0^2 - 1)^2}{C^4 R_1^2 R_2^2} + \frac{\omega_0^2 (K - 2R_1 R_2 + 2KR_1 R_2)^2}{C^2 R_1^2 R_2^4 (K-1)^2} \right) (K-1)}$$

$$S_{R_2}^G = \frac{dG}{dR_2} \frac{R_2}{G} = \frac{R_2 \left(\frac{8\omega_0^2 \left(\frac{K}{2R_1 R_2(K-1)} + 1\right)^2}{C^2 R_2^3} - \frac{2\left(\omega_0^2 - \frac{1}{C^2 R_1 R_2}\right)}{C^2 R_1 R_2^2} + \frac{4K\omega_0^2 \left(\frac{K}{2R_1 R_2(K-1)} + 1\right)}{C^2 R_1 R_2^4 (K-1)} \right)}{2 \left(\left(\omega_0^2 - \frac{1}{C^2 R_1 R_2}\right)^2 + \frac{4\omega_0^2 \left(\frac{K}{2R_1 R_2(K-1)} + 1\right)^2}{C^2 R_2^2} \right)}$$

$$S_C^G = \frac{dG}{dC} \frac{C}{G} \quad S_K^G = \frac{dG}{dK} \frac{K}{G}$$

La expresión matemática resultante es demasiado extensa para estos últimos, por lo que solamente se deja expresado la forma de cálculo de las mismas.

3. Sedra-Ghorab-Martin

En el paper "Optimum Configurations for Single-Amplifier Biquadratic Filters" se introducen nuevos circuitos biquad (que poseen términos biquadráticos en la función transferencia) basados en la estructura de realimentación positiva de la celda Sallen Key y brindan la posibilidad de poder realizar cualquier función transferencia de segundo orden.

Una de las principales desventajas de los Single-Amplifier Biquads es que tienen una sensibilidad relativa de Q con respecto de la ganancia del amplificador es alta. El diseño en este paper se especializa en reducir S_A^Q en los SABs pero a cambio del aumento de las sensibilidades de los componentes pasivos.

3.1. Especificaciones del filtro

Las especificaciones para el filtro de Cauer fueron las siguientes:

f_a	10550Hz
f_p	21100Hz
A_p	2dB
A_a	40dB
G	0dB
$ Z_{IN}(f) $	$\geq 50\text{K}\Omega$

Figura 40: Especificaciones de la plantilla de la consigna

Con los parámetros de la Figura 40, para poder cumplir la plantilla se necesita de un filtro de Cauer de orden 4 (orden mínimo). Como es debido, realizaremos una plantilla aún más restrictiva para establecer un margen.

Sabiendo esto, se propone una nueva plantilla:

f_a	11000Hz
f_p	20500Hz
A_p	1dB
A_a	45dB
G	-0.5dB
$ Z_{IN}(f) $	$\geq 50\text{K}\Omega$

Figura 41: Plantilla más restrictiva propuesta

3.2. Circuito a implementar

En el paper que se pidió investigar se presentan dos circuitos: LPB y HPB (Low Pass Biquad y High Pass Biquad). Como lo que se planea realizar es un pasa altos sólo se analizará el HPB.

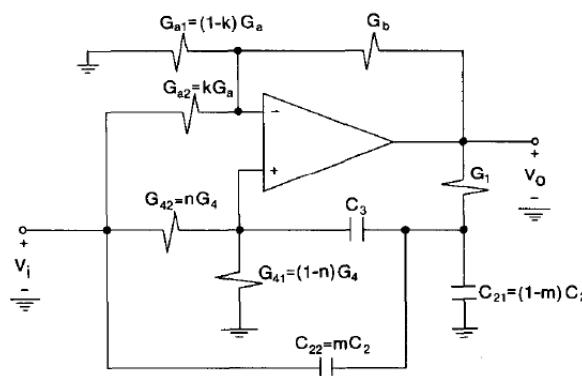


Figura 42: Circuito HPB

El circuito de la Figura 42 se puede utilizar tanto para implementar un high pass como un high pass notch. En nuestro caso, al observar que la función transferencia de cauer tiene ceros de transmisión, nos concentraremos en el high pass notch .

Todos los componentes indicados con G corresponden a la conductancia del elemento pasivo, por ende si se refiere a la componente resistiva esta es de la forma $G_X = \frac{1}{R_X}$.

La función transferencia de la celda está dada por

$$T(s) = \frac{n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{s^2 + s(\frac{\omega_0}{Q}) + \omega_0^2}$$

Donde:

$$\omega_0^2 = \frac{G_1(G_{41} + G_{42})}{C_3(C_{21} + C_{22})}$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = (G_{41} + G_{42})\left(\frac{1}{C_{21} + C_{22}} + \frac{1}{C_3}\right) - \left(\frac{G_1}{C_{21} + C_{22}}\right)\left(\frac{G_{a1} + G_{a2}}{G_b}\right)$$

$$n_2 = \left(\frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b}\right)\left(\frac{C_{22}}{C_{21} + C_{22}}\right) - \frac{G_{a2}}{G_b}$$

$$n_1 = \left(\frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b}\right)G_{42}\left(\frac{1}{C_{21} + C_{22}} + \frac{1}{C_3}\right) - \frac{G_{a2}}{G_b} \left[\frac{G_1}{C_{21} + C_{22}} + (G_{41} + G_{42})\left(\frac{1}{C_{21} + C_{22}} + \frac{1}{C_3}\right)\right]$$

$$n_0 = \frac{G_1(G_{41} + G_{42})}{C_3(C_{21} + C_{22})} \left[\left(\frac{G_{42}}{G_{41} + G_{42}}\right)\left(\frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b}\right) - \frac{G_{a2}}{G_b} \right]$$

3.3. Ecuaciones utilizadas para cada celda

Fijando los parámetros Q, ω_0 , ω_z , n_2 , $Q0$, C, Gb se obtienen los valores de componentes.

n_2 es la ganancia de la celda en $\omega \rightarrow \infty$. Las constantes n_2 y K fijan las constantes k, n y m que determinan las relaciones de los componentes.

ω_0 y Q son propiedades de los polos de la función de la función transferencia y ω_z es la frecuencia de corte de los ceros de la función transferencia.

Q0 no representa físicamente nada sino que es un parámetro el cual se fija de forma tal que queden valores nominales de componentes pero siempre manteniendo $Q0 < Q$. Hay que tener en cuenta que tiene cierta influencia en la sensibilidad de los parámetros Q y ω_0 , que se verá plasmada en el análisis de sensibilidad.

C, G4 y Gb se fijan por lo cual conviene asignarle un valor nominal.

Todo componente que se llame Z_{Ni} (donde Z y N corresponden a qué componente pertenece e i denota el número de componente) es parte de la suma de dos componentes que forman uno, por ejemplo $G4 = G_{41} + G_{42}$.

$$G4 = C * \frac{\omega_0}{2 * Q0}$$

$$G1 = 4 * Q0^2 * G4$$

Parámetro	Fórmula
K	$1 + \frac{(1 - \frac{Q0}{Q})}{2 * Q0^2}$
k	$n_2 * \frac{(\frac{\omega_z}{\omega_0})^2}{1 - \frac{Q0}{Q}}$
n	$k * (1 - \frac{Q0}{K * Q})$
m	$k * (K - 1) * \frac{(1 + 2 * Q0^2 * (\frac{\omega_0}{\omega_z})^2)}{K}$

Figura 43: Parámetros intrínsecos de cada celda

Componente	Relación
G_a	$(K-1)*G_b$
G_{a1}	$(1-k)*G_a$
G_{a2}	$k*G_a$
G_{41}	$(1-n)*G_4$
G_{42}	$n*G_4$
C_{21}	$(1-m)*C$
C_{22}	C

Figura 44: Relación entre componentes según los parámetros intrínsecos

3.4. Análisis de sensibilidades

Se introduce la tabla correspondiente a las sensibilidades del HPB:

	ω_0	Q
R_1	$-\frac{1}{2}$	$-(\frac{Q}{Q_0} - \frac{1}{2})$
C_2	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}(\frac{Q}{Q_0} - 1)$
C_3	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}(\frac{Q}{Q_0} - 1)$
R_4	$-\frac{1}{2}$	$\frac{Q}{Q_0} - \frac{1}{2}$
R_a	0	$-(\frac{Q}{Q_0} - 1)$
R_b	0	$\frac{Q}{Q_0} - 1$

Figura 45: Sensibilidades de ω_0 y Q respecto de los componentes pasivos

Dado que tanto la sensibilidad de ω_0 respecto de R_a y R_b es 0, resulta útil colocar un preset de ajuste del Q en alguno de los dos componentes, por ese motivo se elige arbitrariamente R_b como componente de resistencia variable.

3.5. Función transferencia

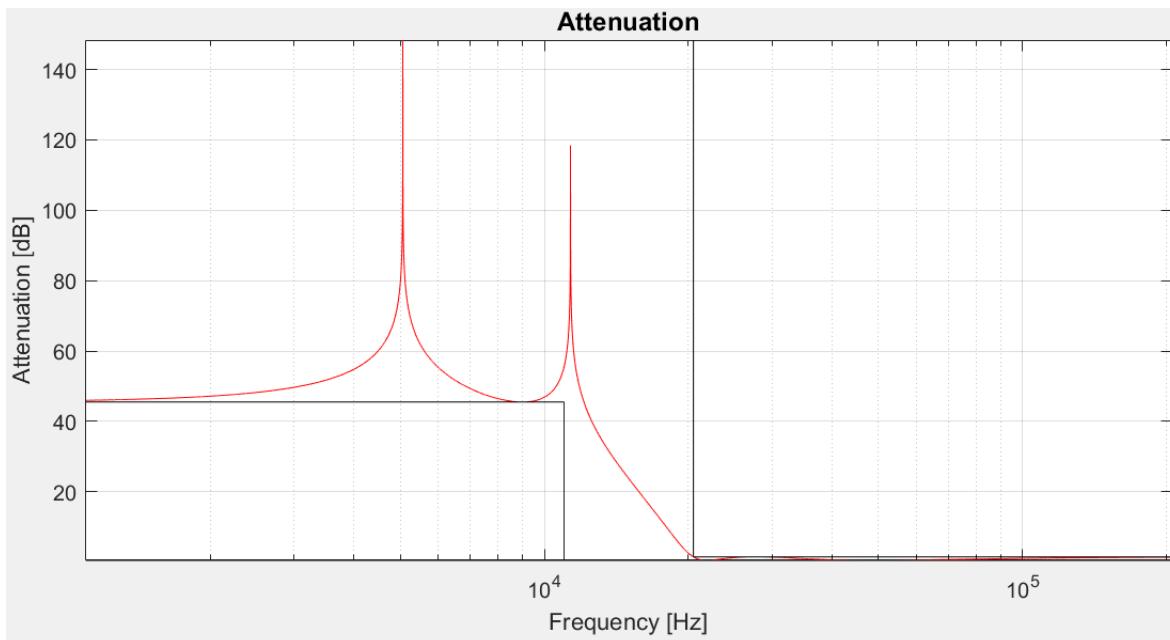


Figura 46: Función transferencia graficada en Atenuación (dB)

Como en este caso el filtro de cauer es de orden 4, se requiere de dos BIQUADS para poder implementar la función transferencia. Dicho esto se desglosa la función transferencia en dos etapas las cuales se implementarán con la celda Sedra que darán como resultado dos high pass notch puestos en cascada. Más adelante se discutirán detalles de implementación como asociación de polos y ceros, rango dinámico y asignación de ganancia.

Sabemos que Q y ω_0 de los polos de cada etapa y ω_z de los ceros de cada etapa, son fijos (dada la plantilla). Estos son de:

Etapa	Q	$\omega_0(\frac{rad}{s})$	$f_0(\text{Hz})$	$\omega_z(\frac{rad}{s})$	$f_z(\text{Hz})$
Bajo Q	0.81	220935.8	35163,02	31779	5057,78
Alto Q	4.41	129062.66	20540,96	71273.16	11343,47

Figura 47: Q y ω_0 de los polos de la función transferencia

Más adelante se podrá ver que por la forma de la curva en el gráfico de bode (magnitud), la etapa de bajo Q empieza a atenuar antes que la de alto Q, por lo cual resulta razonable poner esta etapa primero, para maximizar el rango dinámico. Esto puede ser visto de la siguiente forma probando por el absurdo:

Asumiendo que la primera etapa es tal que maximiza el rango dinámico y que se trata de la de alto Q, si analizamos el comportamiento frente al mismo intervalo de frecuencias (alrededor de los 10KHz - 50 KHz), se da antes la saturación que si se pusiera al revés, por lo cual con esta configuración no hemos maximizado el rango dinámico ergo nos quedamos con la otra.

Esta situación se puede generalizar como ordenar las etapas según Q de forma creciente.

Para la asignación de la ganancia en cada etapa se tiene que tener en consideración que dado que se quiere maximizar el rango dinámico en un filtro en cascada, es necesario maximizar en cada sección del filtro el mínimo nivel de señal. Además, la tensión de salida de todas las secciones debe ser igual. Para poder lograr ese objetivo primero se eligen los pares cero-polo , luego ordenamos por Q creciente y por último se determina la ganancia para cada etapa. Para poder llegar a la solución óptima es necesario tener un programa adecuado. Para más información ver páginas 237, 238 y 239 de "Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits - Sergio Franco".

Como en nuestro caso si se disponía se obtuvieron las siguientes ganancias para cada etapa:

Recordamos que como las funciones transferencia por separado son de high pass notch cumplen con el formato:

$$T(s) = \frac{n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{s^2 + s(\frac{\omega_0}{Q}) + \omega_0^2} = n_2 \frac{(s^2 + \frac{n_1}{n_2} s + \frac{n_0}{n_2})}{s^2 + s(\frac{\omega_0}{Q}) + \omega_0^2}$$

Donde $T(s)|_{s \rightarrow \infty} = n_2$

Etapa	Ganancia (n_2) en dB
Bajo Q	1.73
Alto Q	-3.23

Figura 48: Ganancias obtenidas por medio de software

3.6. Primer etapa: Etapa de bajo Q

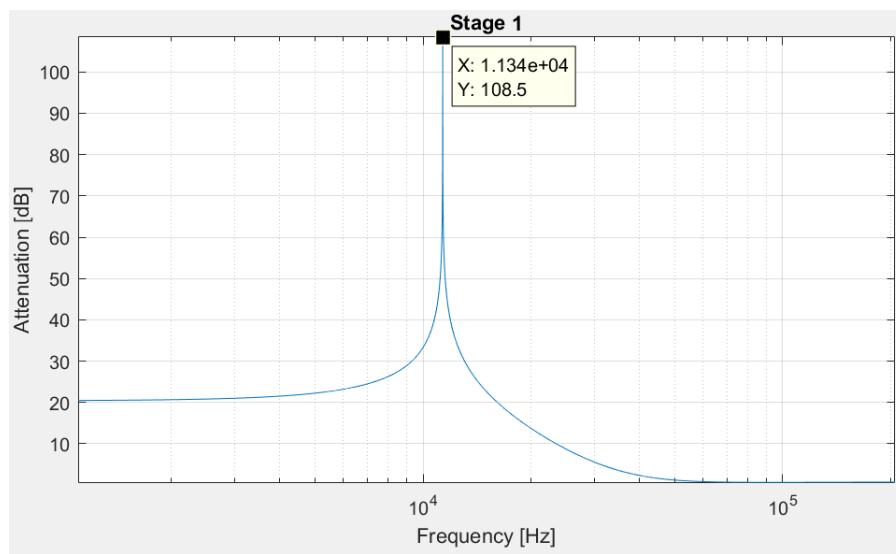


Figura 49: Respuesta en frecuencia de la magnitud de la primera etapa

3.7. Segunda etapa: Etapa de alto Q

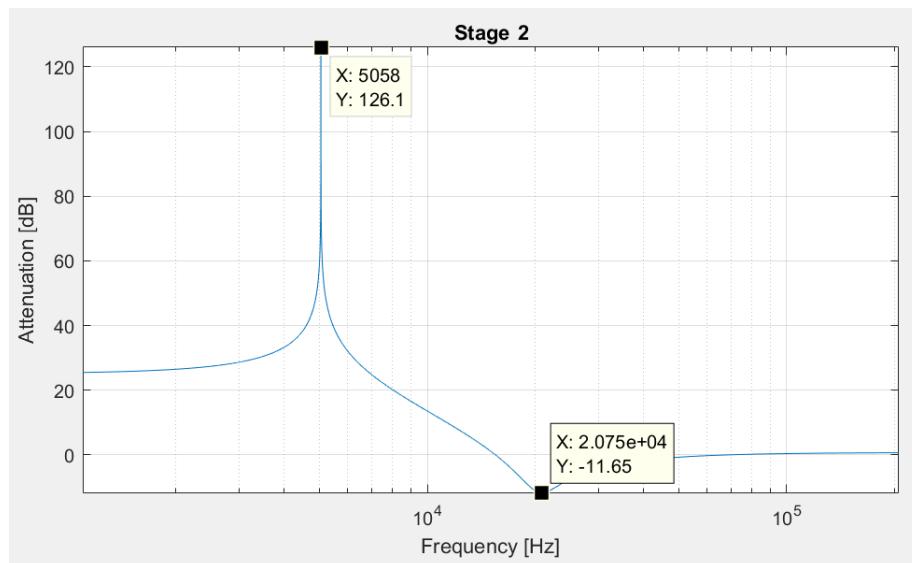


Figura 50: Respuesta en frecuencia de la magnitud de la segunda etapa

3.8. Diagrama de polos y ceros de $H(s)$

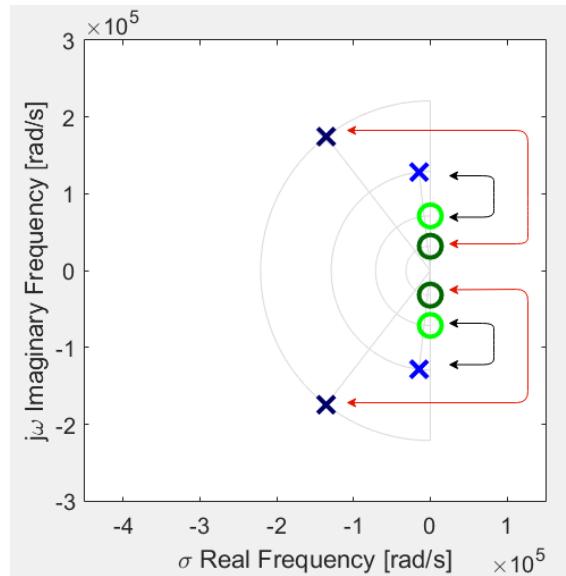


Figura 51: Diagrama de polos y ceros de la función transferencia

Para la implementación de la función transferencia se deben asociar los polos y ceros de forma tal que se mantenga la distancia mínima entre los mismos. Esto se ve reflejado en la figura 51 con las flechas que indican cómo deben asociarse los mismos, el color denota que pertenecen a funciones transferencia distintas.

Se puede observar que $H(s)$ posee ceros de transmisión.

3.8.1. Asociación de polos y ceros

La estrategia para cualquier BIQUAD en un circuito en cascada debemos evadir atenuación indebida y ganancia innecesaria, lo cual nos lleva a pensar en el criterio de que la señal sea lo más "plana" posible, por arriba del nivel de ruido y por debajo de la tensión de saturación del amplificador operacional. Especificada la ganancia total del sistema, si algún contenido armónico de la señal se vuelve muy pequeño, el mismo debe ser amplificado hasta el nivel fijado por la ganancia total pero como consecuencia, se amplifica el ruido. De la misma forma, si un contenido armónico de la señal se vuelve muy grande debe ser atenuado hasta el nivel de la ganancia total, pero esto reduce las componentes restantes de baja señal, cuya magnitud se acerca al piso de ruido. Por ende se concluye que mantener la señal lo más plana posible en la banda pasante optimiza el rango dinámico.

Según la distribución de polos y ceros se puede llevar a cabo o no, que la señal sea lo más plana posible en la banda pasante. Existen algoritmos para poder llevar a cabo la correcta asignación de polos pero también se puede llegar intuitivamente a una solución subóptima: Si un par cero-polo fuera idéntico, no se proveería ningún tipo de filtro pero la función sería optimamente plana. Se sigue que para poder lograr nuestro objetivo, simplemente asignamos cada polo o par de polos al cero más cercano (tiene prioridad el que más cerca está).

3.9. Obtención de los valores de componentes para las celdas

Utilizando las ecuaciones para cada celda y teniendo las precauciones ya mencionadas sobre Q0 se obtuvieron los siguientes valores:

Para la celda de bajo Q:

$$Q_0 = 0.31$$

$$C = 10\text{nf}$$

$$G_b = 1/(1000\Omega)$$

Componente	Valor obtenido (Ω)	Valor nominal asignado (Ω)
R1	730	750
Ra1	324.64	330
Ra2	7612.11	7500
R41	291.46	300
R42	7546.34	7500
Componente	Valor obtenido (nf)	Valor nominal asignado (nf)
C21	6.7904	6.8nf
C22	3.2095	3.3nf
C3	10	10nf

Figura 52: Valores asignados de componentes para la celda de bajo Q

Para la celda de alto Q:

$$G_b = 1/(100\Omega)$$

$$Q_0 = 2.20$$

$$C = 10\text{nf}$$

Componente	Valor obtenido (Ω)	Valor nominal asignado (Ω)
R1	176.094	180
Ra1	3327.8	3300
Ra2	4603.8	4700
R41	4373.9	4300
R42	15457	15000
Componente	Valor obtenido (nf)	Valor nominal asignado (nf)
C21	3.23838	3.3nf
C22	6.7616	6.8nf
C3	10	10nf

Figura 53: Valores asignados de componentes para la celda de alto Q

3.10. Mediciones

En un principio se había considerado poner un buffer entre las distintas etapas para que una no cargue a la otra, sin embargo, al efectuar las correspondientes simulaciones, se pudo inferir que no había problema alguno al poner las dos etapas en cascada sin el buffer.

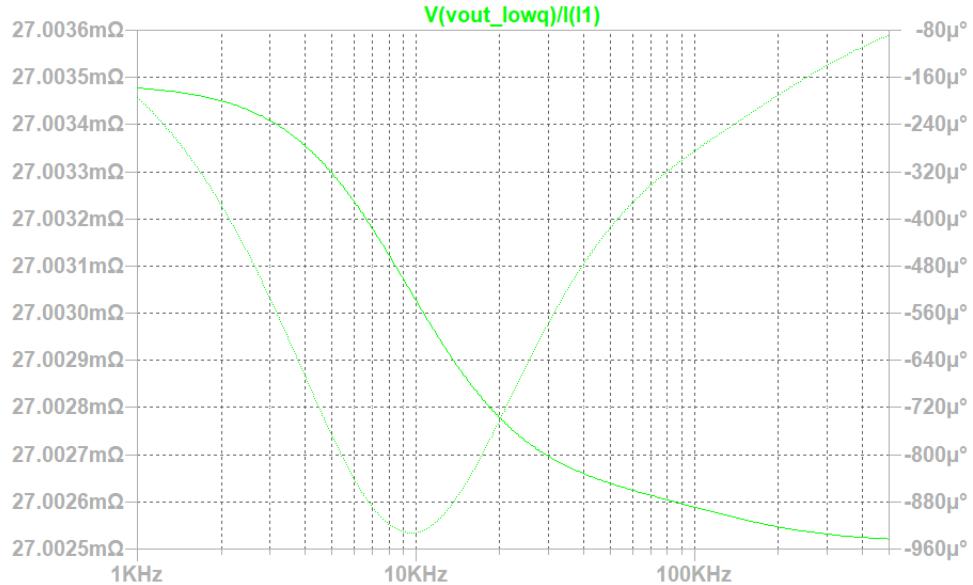


Figura 54: Impedancia de salida de la etapa de bajo Q

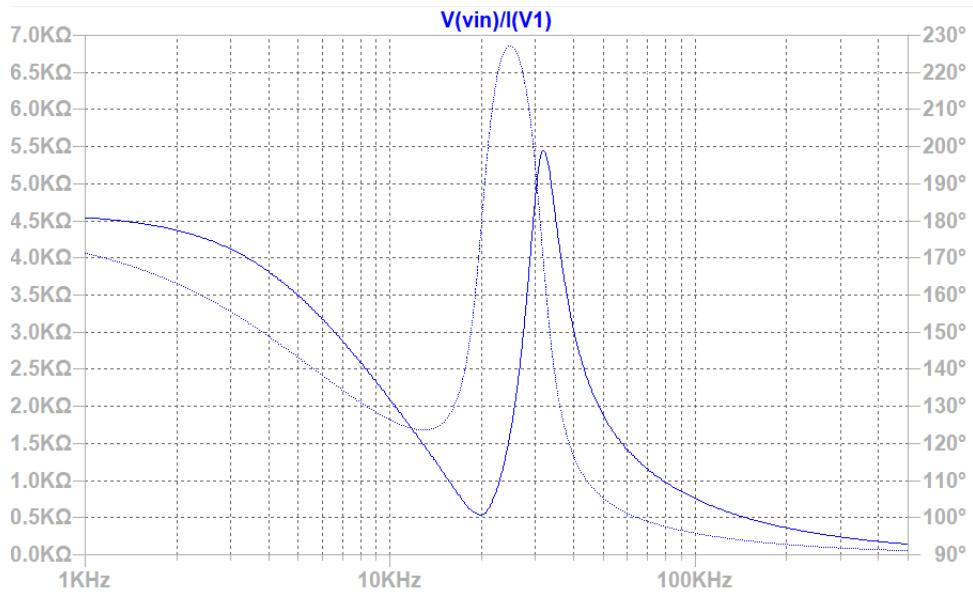


Figura 55: Impedancia de entrada de la etapa de alto Q

Sin embargo, no fue lo que en un principio se hizo, sino que se utilizó un buffer y ahí es cuando surgió una problemática al medir y es que el sistema oscilaba. Por esta razón es que se investigó acerca de la impedancia de salida de la etapa 1 y la impedancia de entrada de la etapa 2.

Una vez que se retiró el buffer del circuito, el sistema dejó de oscilar, esto se debe a que seguramente algún polo de los amplificadores operacionales involucrados tenía un sobrepico que hacía que disminuya el gain margin de alguno de los ganancias a lazo abierto, dando lugar a que se produzca la situación descripta por el criterio de Barkhausen.

3.11. Impedancia de entrada

Por medio de las simulaciones adecuadas se obtuvo que la impedancia de entrada del circuito total es baja, del orden de los K Ω .

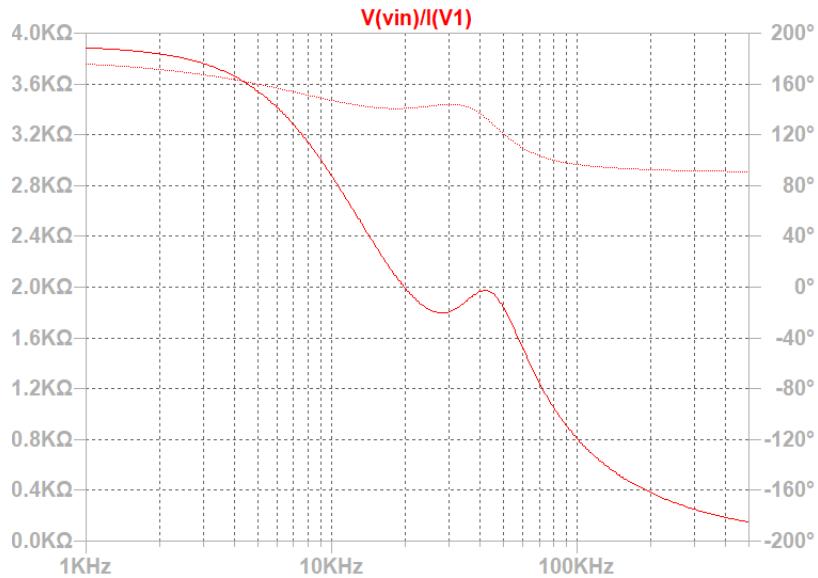


Figura 56: Impedancia de entrada del circuito

Se concluye de la figura 56 que la impedancia de entrada no se mantiene mayor a 50KHz como lo pide la consigna el mayor rango de frecuencias posibles. Para solucionar este percance se optó por poner un buffer a la entrada y que la impedancia sea muy grande en un rango mucho más abarcativo.

Se realizó además un montecarlo para ver como variaba la función según las tolerancias de los componentes asignando tolerancia 0.01 a los resistores (dado que se utilizó SMD) y 0.1 a los capactores cerámicos.

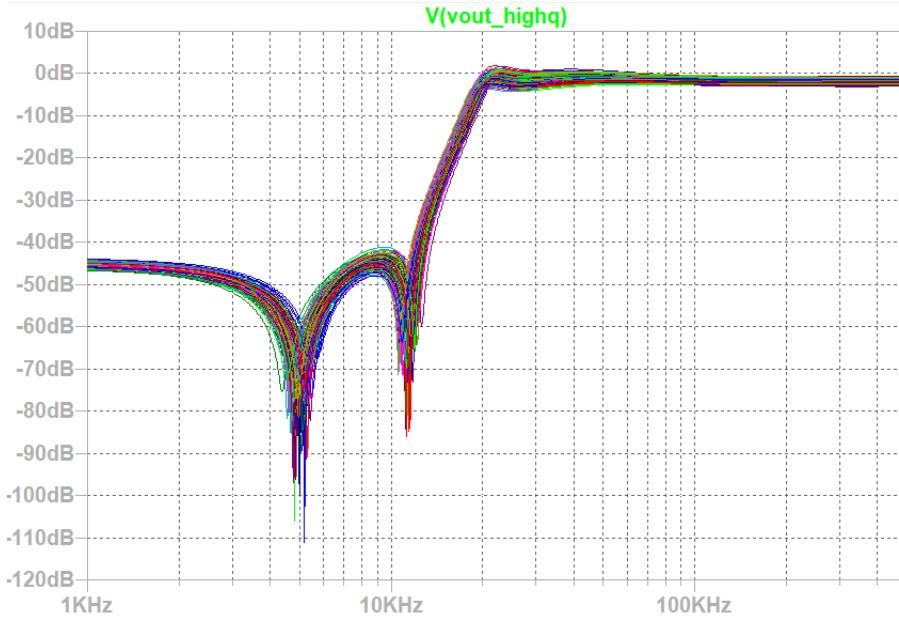


Figura 57: Montecarlo del diagrama de Bode (módulo)

Se puede destacar que a pesar de las tolerancias, la función siempre cumple la plantilla en la banda atenuada. Debido a que los capactores varían tanto en su valor, la curva tiene pocos aciertos donde cumple plantilla.

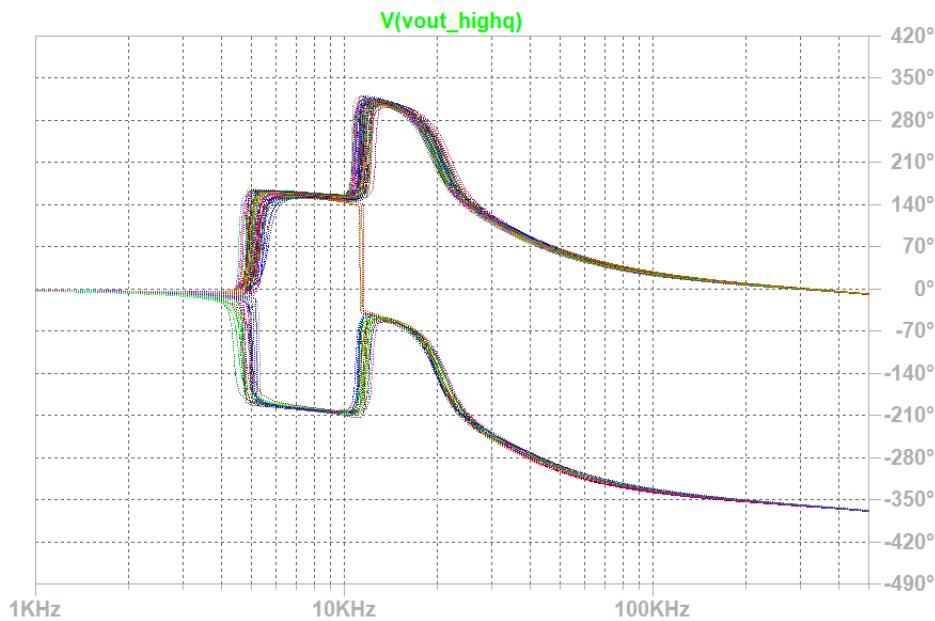


Figura 58: Montecarlo del diagrama de Bode (fase)

Se puede ver en la Figura 58 que hay un salto repentino de fase en 5Khz que tiene que ver con el cero de la primera etapa. Dado que no se puede lograr un circuito perfecto y el cero se encuentra sobre el eje $j\omega$ el mismo puede cambiar de fase abruptamente dependiendo en qué parte del plano complejo s se encuentre.

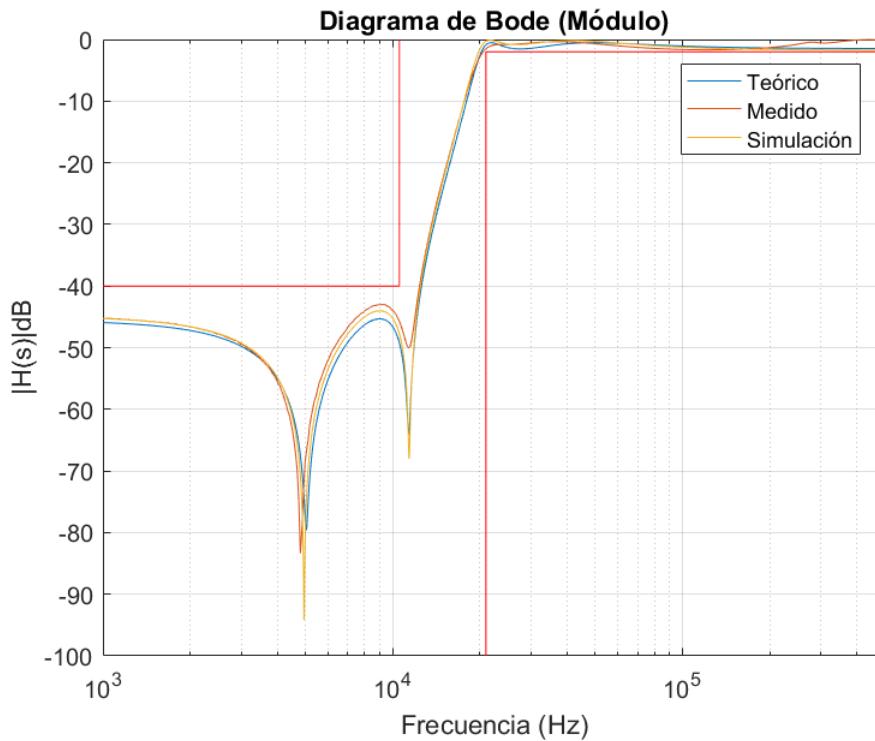


Figura 59: Diagrama de Bode (módulo) del sistema completo

Se puede observar en la Figura 59 que a grandes frecuencias empieza a crecer el medido y se separa del modelo teórico y de la simulación. Esto se debe al polo dominante del amplificador operacional que tiene un sobreíto. Por más que exceda 0dB a los 300Khz ya para ese entonces el sistema empieza a estar limitado por el slew rate,

dado que se usó un LM833 con slew rate = $7 \frac{V}{\mu s}$ y un TL082 con slew rate de $13 \frac{V}{\mu s}$. Significa que si entro con una señal de $V_p = 12$ V la máxima frecuencia de operación es de 92.84KHz. Sin embargo las mediciones se realizaron con $V_p = 1$ cuya máxima frecuencia de operación es 1.114MHz.

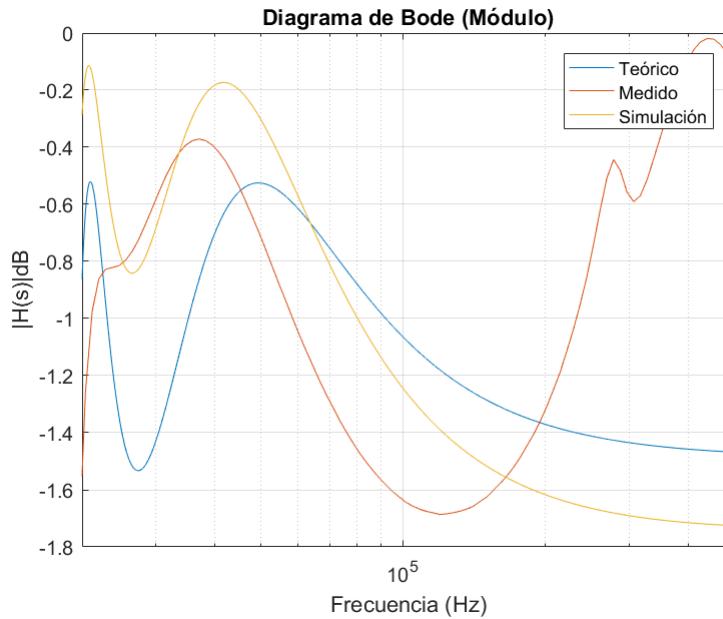


Figura 60: Diagrama de Bode (módulo) de la banda pasante (21KHz - 500KHz)

Notar que todos dan distintas curvas para la banda pasante, sin embargo todas cumplen plantilla sin lugar a duda. El medido no coincide ya que sufrió un par de ajustes con los presets propuestos inicialmente.

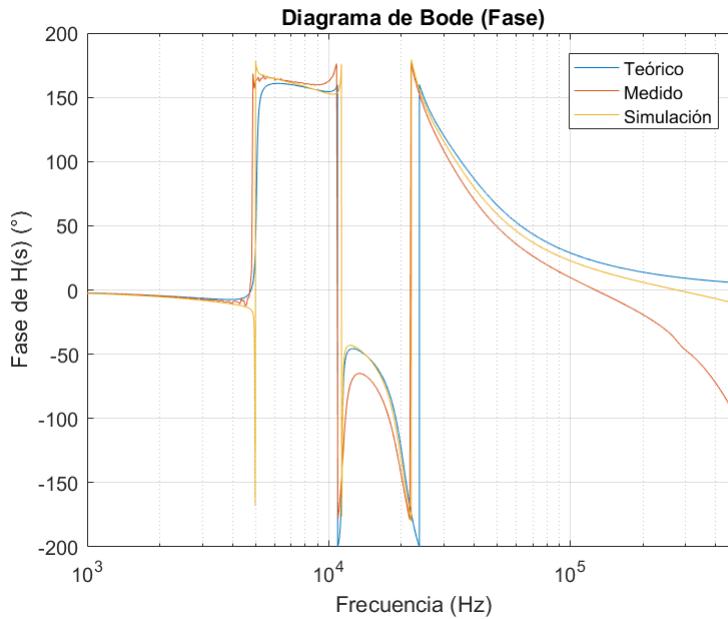


Figura 61: Diagrama de Bode (fase) del sistema completo

En la figura 61 se observa el cambio abrupto de fase en la simulación en 4Khz aproximadamente, si se ve en el gráfico de módulo el mismo se atenúa. dando lugar a un cero que provoca un salto de fase.

3.12. Rango dinámico

El rango dinámico se calcula teniendo en cuenta la ganancia máxima en el espectro cada etapa. Llámemos $G1_{max}$ a la ganancia máxima en la etapa de bajo Q y $G2_{max}$ a la ganancia máxima de la etapa de alto Q.

En la etapa de bajo Q la mayor ganancia se obtiene a los 2.368 dB y en la de alto Q se obtiene a los 6.06dB
 $G1_{max}=1.313409$
 $G2_{max}=2.0009$

Le asignamos como $V_{out} = 13.5V$

$$V_{out} = G2_{max} \cdot V_{in2}$$

$$V_{in2} = G1_{max} \cdot V_{in1}$$

$$\frac{V_{out}}{G2_{max} G1_{max}} = V_{in1} = V_{max_{in}} = 5.11627V$$

Realizamos lo mismo pero con la ganancia mínima en la banda pasante.

$$V_{out} = 10mV$$

$$V_{out} = G2_{min} \cdot V_{in2}$$

$$V_{in2} = G1_{min} V_{in1}$$

$$G1_{min}=1.78\text{dB} \rightarrow G1_{min}=1.227439$$

$$G2_{min}=-3.415\text{dB} \rightarrow G2_{min}=0.67491$$

$$\frac{V_{out}}{G2_{min} G1_{min}} = V_{in1} = V_{min_{in}} = 8.28418 \times 10^{-3}V$$

$$R_d = 20 \log \left(\frac{V_{max_{in}}}{V_{min_{in}}} \right) = 55.81407\text{dB}$$

3.13. Respuesta al escalón

Se midió la respuesta al escalón con una tensión $V_{pp}=2V$ y $V_{offset}=1V$ y se obtuvieron las siguientes gráficas:

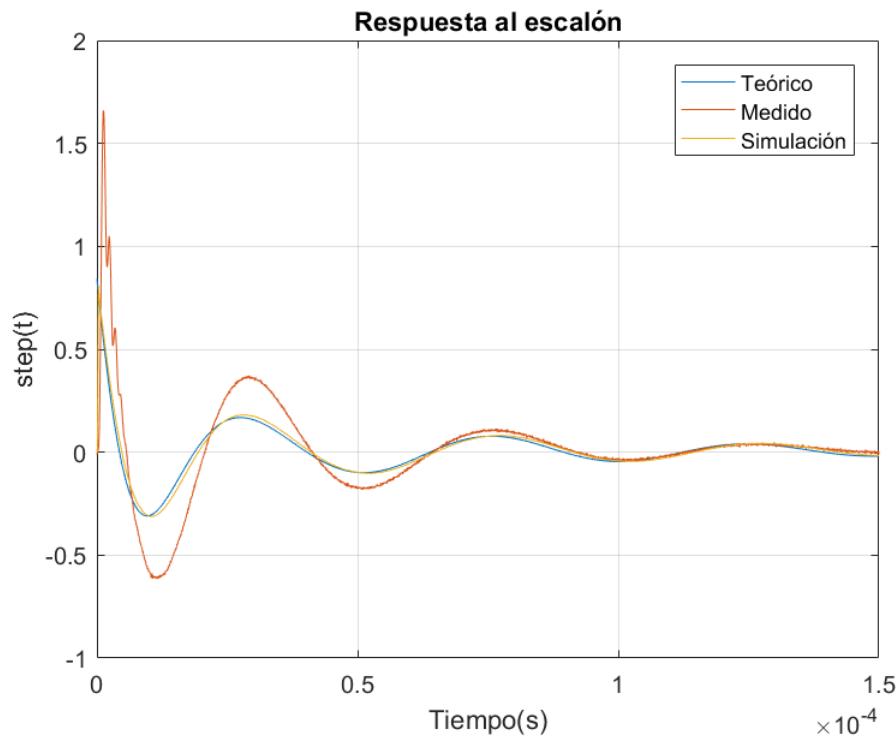


Figura 62: Respuesta al escalón del sistema

Estas pruebas suelen realizarse para saber si el sistema oscila o no, ya que el escalón posee una gran variedad de armónicos. Si en algún momento en el circuito se cumpliera el criterio de Barkhausen, veríamos oscilaciones. Otra alternativa es entrar con ruido al sistema.

Para ver una oscilación, se procede a mostrar con un buffer entre etapa y etapa para ver cómo afecta.

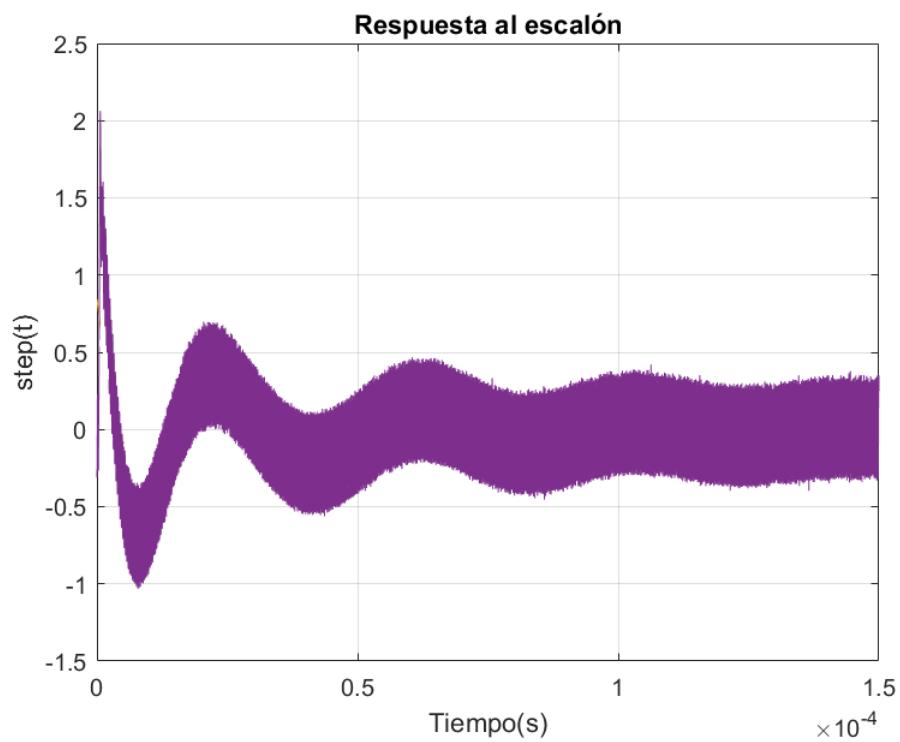


Figura 63: Respuesta al escalón oscilando

Al principio la Figura 63 puede resultar inusual. La verdad es que dentro de esas distintas bandas hay distintas frecuencias. Va a alcanzar un punto en el que se mantiene como si fuera un clock de algún sistema digital.

3.14. Dispersión del ancho de banda y frecuencia de los polos

Partiendo de las fórmulas necesarias para construir la función transferencia y variando los componentes con su respectiva tolerancia dentro de un rango lineal, se tomaron 1000 muestras y se armaron distintos histogramas. En cada muestra el valor de cada componente fue elegido aleatoriamente entre todos los valores que según la tolerancia podía tener.

Se tomará la nomenclatura polo_{XY} donde X denota a qué etapa pertenece e Y cuál de los polos es. En este caso, hacemos una distinción con lo planteado en un principio como etapa 1 y 2, ahora pasará a ser etapas 0 y 1 respectivamente.

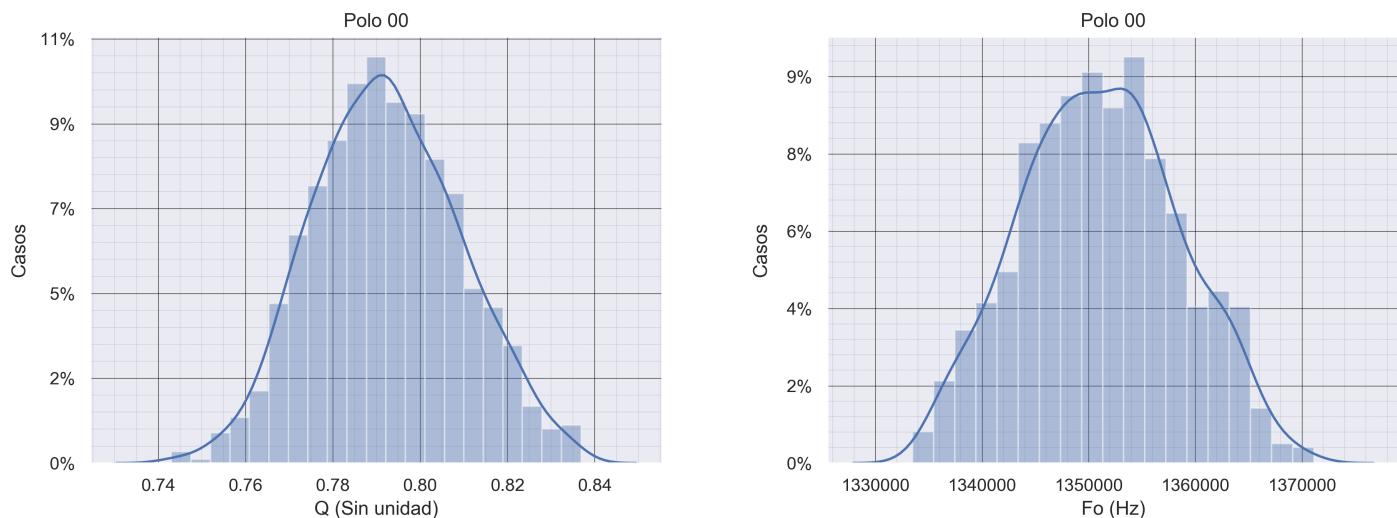


Figura 64: Dispersion del polo 00

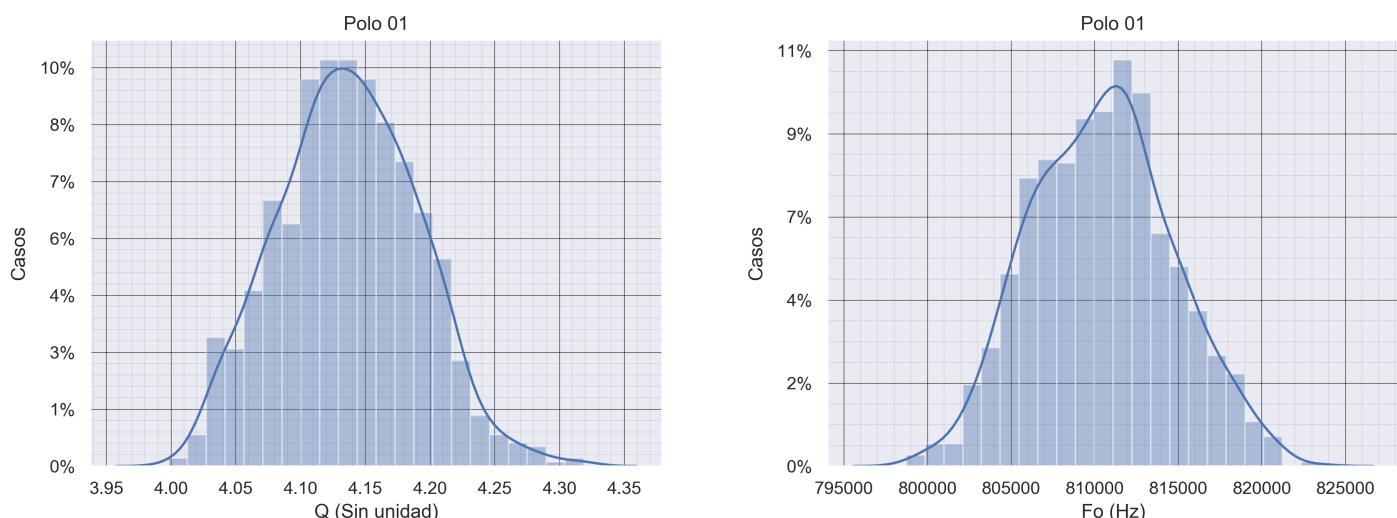


Figura 65: Dispersion del polo 01

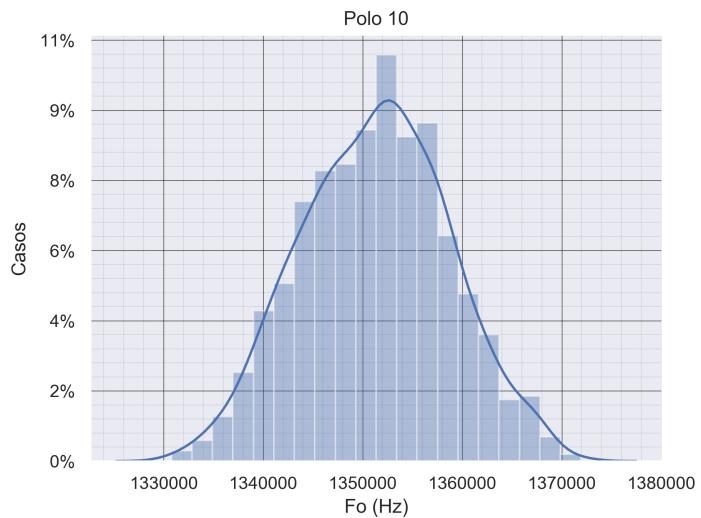
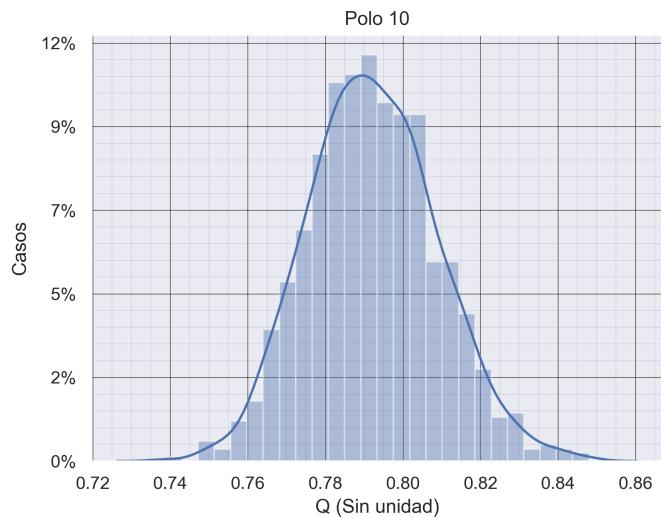


Figura 66: Dispersión del polo 10

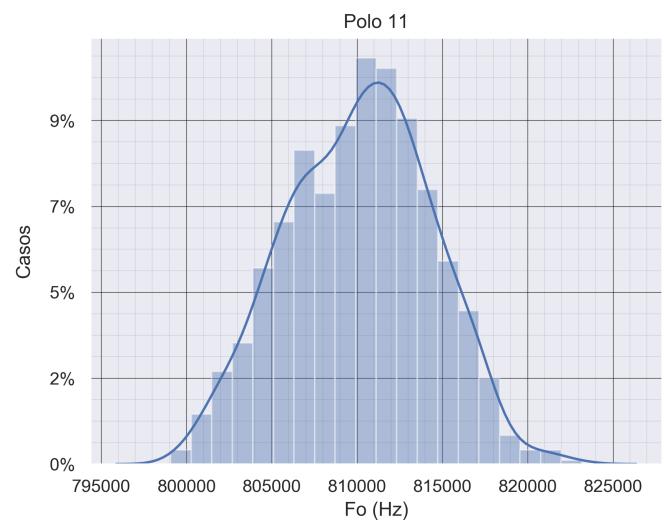
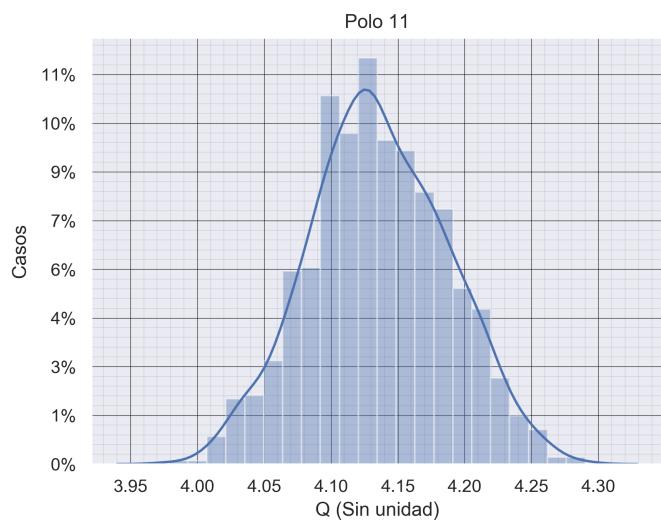


Figura 67: Dispersión del polo 11

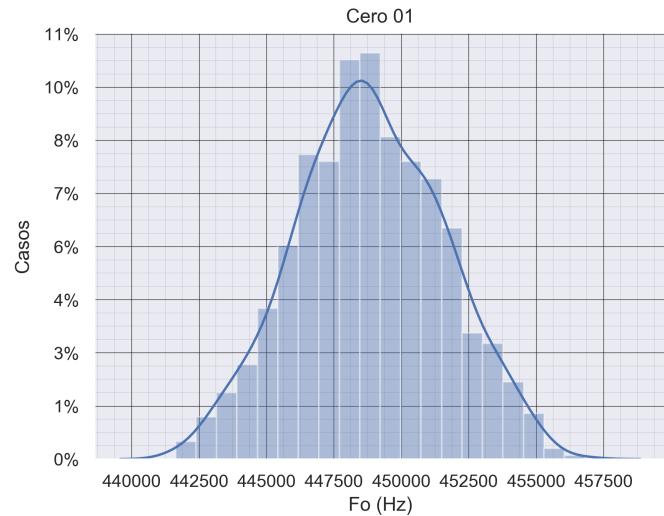
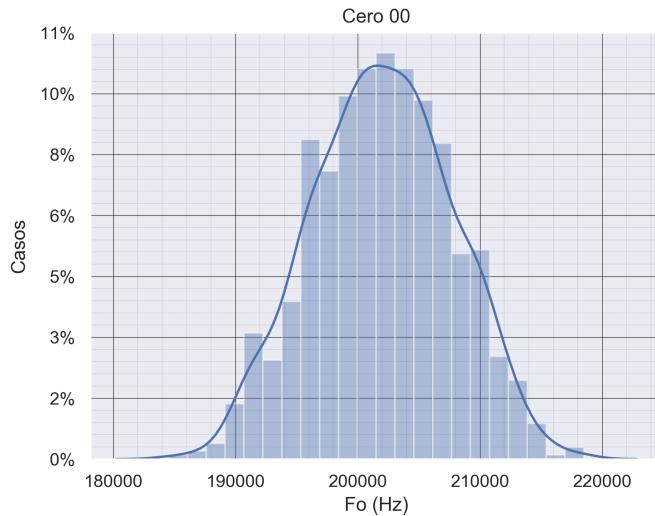


Figura 68: Dispersión del cero de la primer transferencia

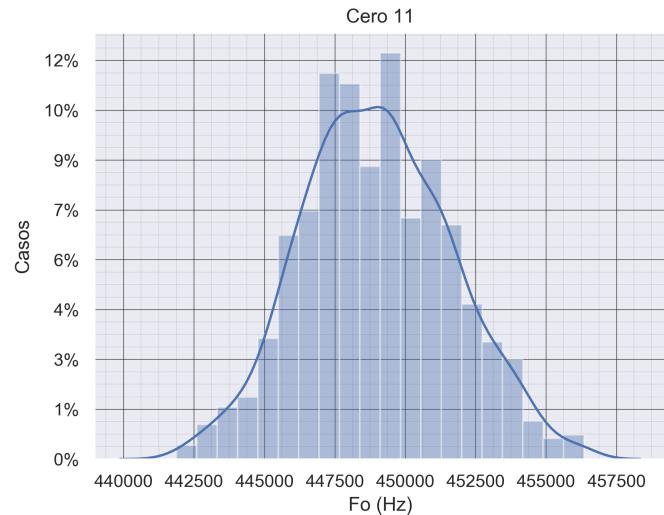
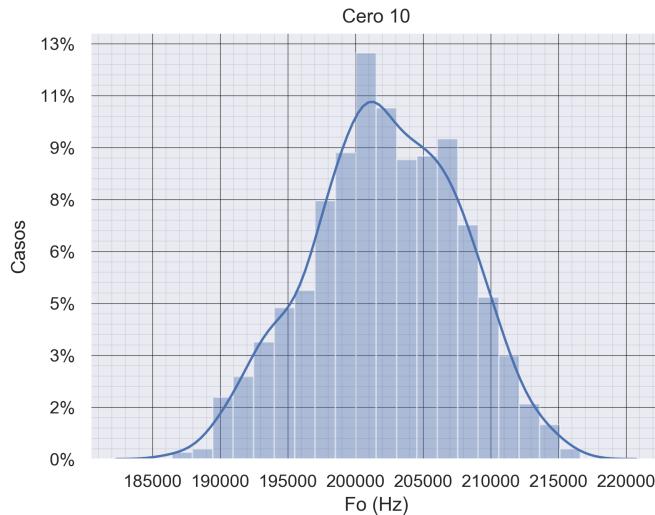


Figura 69: Dispersión del cero de la segunda transferencia

En esta parte de la sección, no informamos sobre Q ya que es muy grande considerando que están en el caso ideal en el origen.

3.15. Conclusiones

Para finalizar, podemos concluir que si bien la celda Sedra nos permite realizar cualquier función transferencia de segundo orden, tiene sus ventajas y desventajas. Por ejemplo, es fácil hacerlo oscilar dependiendo de los valores que se hayan puesto en los capacitores. Sin embargo, la regulación de Q resulta trivial con un preset, por lo que sería cuestión de ser precavido con los ω_0 , si ya conseguimos eso, solamente va a haber que ajustar ganancia con un sobrepico o sin él. No tener en cuenta el sobrepico dado por el amplificador operacional es un error gravísimo ya que es lo que me hace ganar más en alta frecuencia. Como es un filtro elíptico de orden 4 es sabido que el roll-off va a ser mucho mejor de esta forma.

Por último, la celda puede llegar a alto Q muy fácilmente y en general uno tiende a diseñar para que la celda tenga bajas sensibilidades.

4. Celda universal

4.1. Introducción

El método de conexión de celdas en cascada es uno de los mas utilizados para la implementación de filtros activos de orden alto. Dependiendo de la aplicación del filtro se determina la configuración y el tipo de celda a utilizar. Para el caso de la celda universal, también conocida como de variables de estado, existen distintas configuraciones donde cada una de ellas tiene sus ventajas y desventajas. Para construirlas se utilizan bloques sumadores, restadores, amplificadores, atenuadores e integradores conectados en cascada para lograr la transferencia buscada. Los filtros de variable de estado son filtros activos de segundo orden RC que consisten en dos integradores de amplificador operacional idénticos, cada uno de los cuales actúa como un filtro de paso bajo de un solo polo de primer orden, un amplificador de suma alrededor del cual podemos configurar la ganancia de los filtros y su realimentación de amortiguamiento red. Permiten hacer cualquier tipo de filtro de segundo orden y son muy útiles para los de alto factor de calidad (Q). A continuación se analizarán cuatro configuraciones para luego elegir una de ellas para cumplir la plantilla deseada.

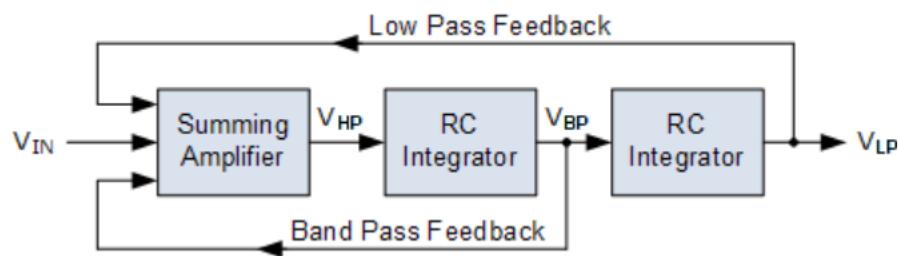


Figure 70: Celda Universal

4.2. Implementaciones

4.2.1. Kerwin-Huelsman-Newcomb

La configuración KHN es la siguiente:

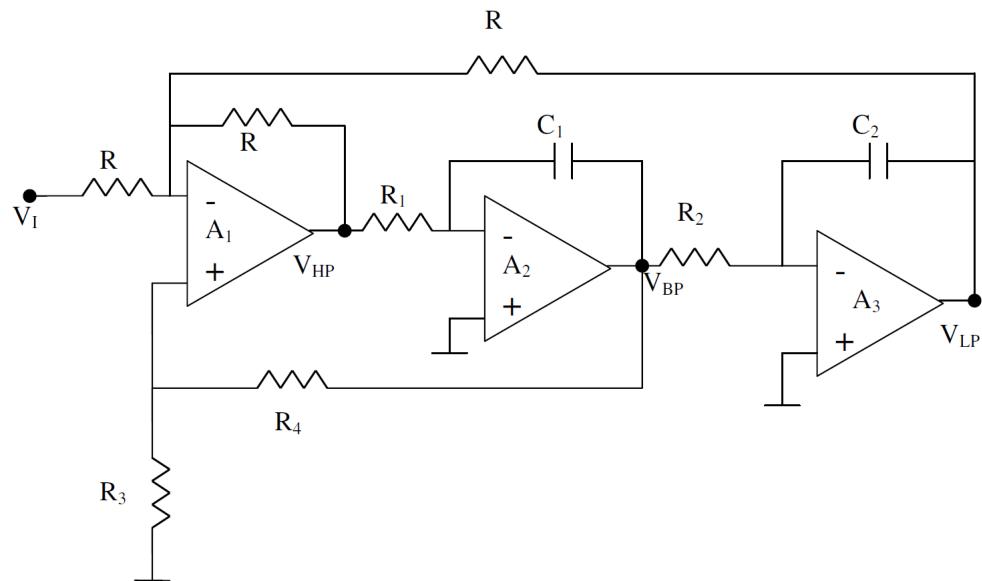


Figure 71: Configuración KHN

A la cual le corresponde el siguiente diagrama de bloques:

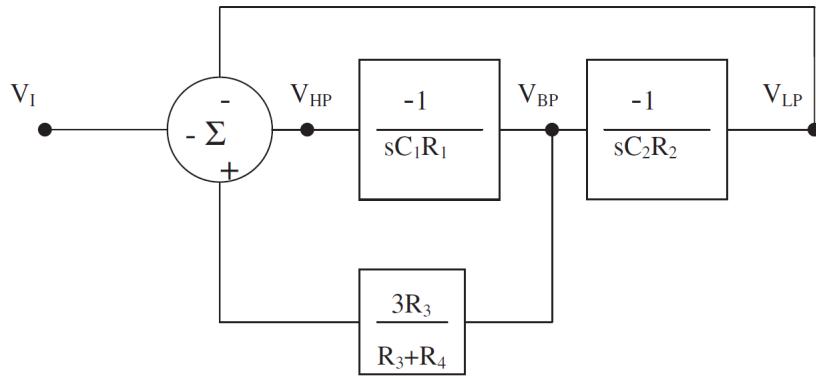


Figure 72: Configuración KHN: diagrama de bloques

Observando el diagrama de bloques se puede obtener:

$$V_{HP} = -V_I + V_{BP} \frac{3R_3}{R_3 + R_4} - V_{LP} \quad (1)$$

En donde:

$$V_{LP} = -\frac{1}{sC_2R_2} V_{BP} \quad (2)$$

$$V_{BP} = -\frac{1}{sC_1R_1} V_{HP} \quad (3)$$

Reemplazando 3 en 2 y luego en 1 se llega a:

$$V_{HP} = -V_I - \frac{1}{C_1R_1} \frac{3R_3}{R_3 + R_4} \frac{1}{s} V_{HP} - \frac{1}{C_1R_1} \frac{1}{C_2R_2} \frac{1}{s^2} V_{HP} \quad (4)$$

Realizando el despeje algebraico:

$$\frac{V_{HP}}{V_I} = -\frac{s^2}{s^2 + \frac{1}{C_1R_1} \frac{3R_3}{R_3 + R_4} s + \frac{1}{C_1R_1} \frac{1}{C_2R_2}} \quad (5)$$

Por lo tanto también se tiene que:

$$V_{BP} = -\frac{1}{sC_1R_1} V_{HP} \implies \frac{V_{BP}}{V_I} = \frac{\frac{s}{C_1R_1}}{s^2 + \frac{1}{C_1R_1} \frac{3R_3}{R_3 + R_4} s + \frac{1}{C_1R_1} \frac{1}{C_2R_2}} \quad (6)$$

$$V_{LP} = \frac{1}{C_1R_1} \frac{1}{C_2R_2} \frac{1}{s^2} V_{HP} \implies \frac{V_{LP}}{V_I} = -\frac{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}{s^2 + \frac{1}{C_1R_1} \frac{3R_3}{R_3 + R_4} s + \frac{1}{C_1R_1} \frac{1}{C_2R_2}} \quad (7)$$

Tomando a $C_1 = C_2 = C$ y a $R_1 = R_2 = R$:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (8)$$

$$Q = \frac{R_3 + R_4}{3R_3} \quad (9)$$

Con este resultado se puede ver que hay un control independiente en Q ajustando el valor de R_4 sin afectar al ω_0 del filtro. La magnitud de la ganancia en ω_0 en cualquiera de las tres salidas está determinada por Q .

Otra de las ventajas de la celda universal son las múltiples salidas que posee, con ellas se puede obtener una respuesta pasa-banda, pasa-altos, pasa-bajos, y combinando las dos últimas una rechaza-banda, ya que $H_{BR} = H_{LP} + H_{HP}$, por lo que la función transferencia se puede obtener con un sumador y con las dos transferencias ya obtenidas como se muestra en la siguiente figura:

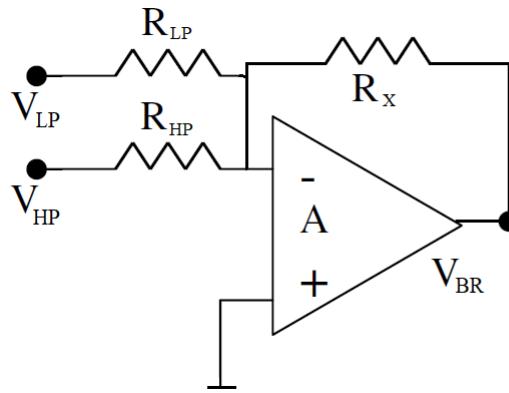


Figure 73: Bloque sumador

De aquí se obtiene que:

$$V_{BR} = -\frac{R_X}{R_{LP}} V_{LP} - \frac{R_X}{R_{HP}} V_{HP} \quad (10)$$

Por lo tanto

$$\frac{V_{BR}}{V_I} = \frac{\frac{R_X}{R_{HP}} \left(\frac{R_{HP}}{R_{LP}} \frac{1}{C^2 R^2} + s^2 \right)}{s^2 + \frac{1}{CR} \frac{3R_3}{R_3+R_4} s + \frac{1}{C^2 R^2}} \quad (11)$$

4.2.2. Tow-Thomas

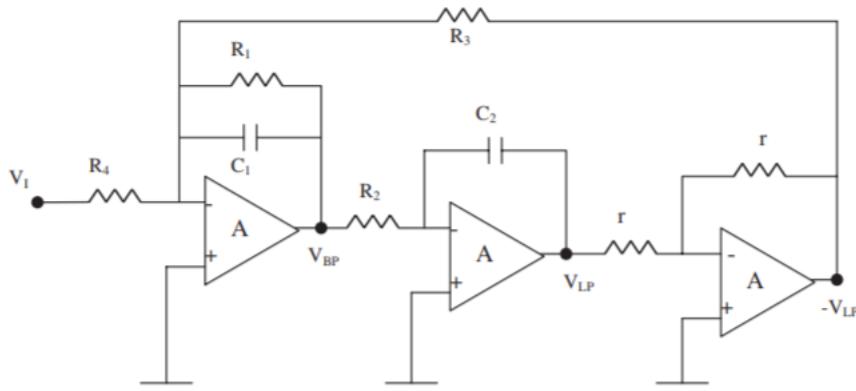


Figure 74: Configuración Tow-Thomas

La configuración Tow-Thomas parte de la configuración anterior. La diferencia es que se junta el bloque sumador con el primer integrador y se agrega un inversor, que combinado con el segundo integrador forman un integrador no inversor. En este caso se pierde la salida del pasa altos, por lo que no es posible realizar un Notch.

Las funciones transferencia del pasa bajos y del pasa banda son las siguientes:

$$\frac{V_{BP}}{V_I} = -\frac{\frac{s}{C_1 R_1}}{s^2 + \frac{s}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \quad (12)$$

La condición del rechazabanda impone $R_1 = R_4$.

$$\frac{V_{LP}}{V_I} = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}{s^2 + \frac{s}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \quad (13)$$

Donde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}}, \quad Q = R_1 \sqrt{\frac{C_1}{C_2 R_2 R_3}} \quad (14)$$

Tomando $C_1 = C_2 = C$ y a $R_3 = R_2 = R$:

$$\omega_0 = \frac{1}{CR}, \quad Q = \frac{R_1}{R} \quad (15)$$

De esta manera la resistencia R modifica tanto el factor de calidad como el ω_0 del circuito, lo que hace que el diseño sea mas restrictivo

4.2.3. Ackerberg-Mossberg

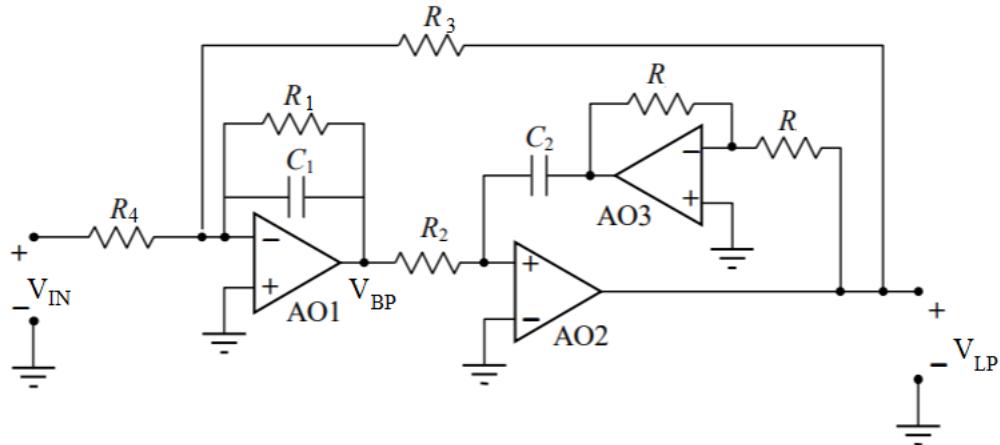


Figure 75: Configuración Ackerberg-Mossberg

Esta configuración es muy similar a Tow-Thomas y las ecuaciones de diseño son las mismas y por lo tanto también coinciden las sensibilidades. La diferencia entre ambas es la forma de implementar el integrador no inversor, de forma de mejorar el comportamiento del filtro, el segundo integrador tiende a compensar los efectos del primero cuando estos estan matcheados.

En este caso tampoco se cuenta con una salida pasa altos, por lo que tampoco sirve para realizar el filtro del ejercicio.

4.2.4. Fleischer-Tow

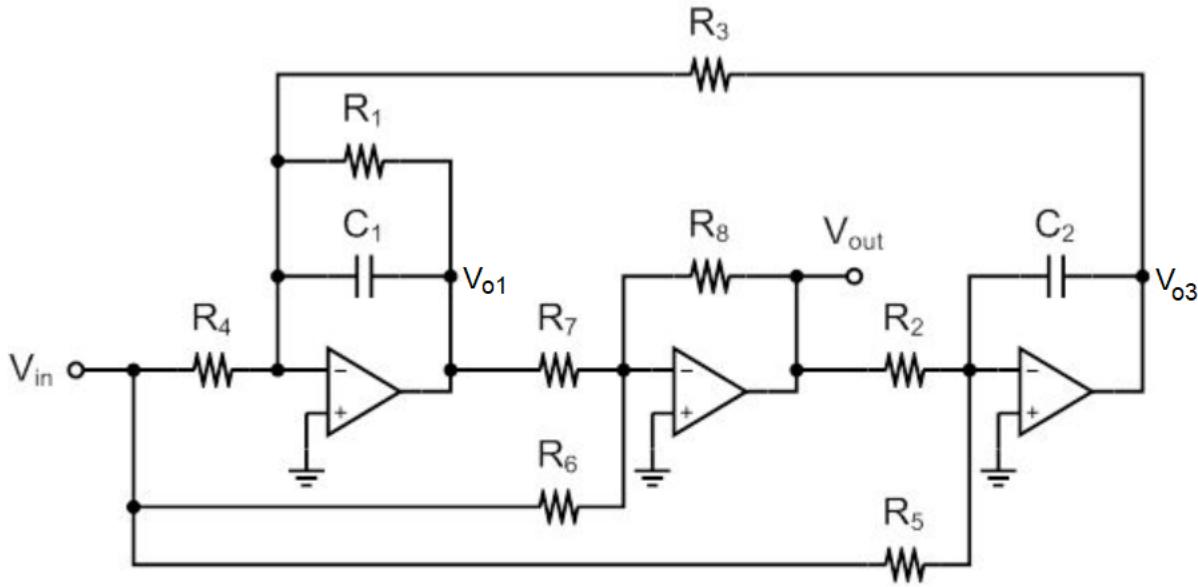


Figure 76: Configuración Fleischer-Tow

Esta configuración es una modificación de la Tow-Thomas, utilizando la técnica del feedforward, se inyecta la señal de entrada en las entradas de los sucesivos amplificadores. Esto produce que haya ceros en el numerador de la transferencia y hace posible obtener una función rechaza-banda, por ejemplo.

A continuación se resuelve la transferencia del circuito:

Se tiene que

$$\frac{V_{in}}{R_4} = -\frac{V_{o1}}{\frac{R_1}{sC_1R_1+1}} - \frac{V_{o3}}{R_3} \quad (16)$$

$$\frac{V_{in}}{R_6} = -\frac{V_{o1}}{R_7} - \frac{V_o}{R_8} \quad (17)$$

$$\frac{V_{in}}{R_5} = -\frac{V_o}{R_2} - V_{o3}sC_2 \quad (18)$$

Y resolviendo el sistema se llega a la transferencia buscada:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{R_8}{R_6}s^2 + \frac{1}{R_1C_1}\left(\frac{R_8}{R_6} - \frac{R_8R_1}{R_4R_7}\right)s + \frac{R_8}{R_3R_5R_7C_1C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_1C_1}s + \frac{R_8}{R_3R_2R_7C_1C_2}} \quad (19)$$

A partir de una sola salida, dependiendo de las condiciones de diseño se pueden obtener diferentes funciones. En el caso de la respuesta rechaza bandas se debe cumplir que $R_4 = \frac{R_6R_1}{R_8}$ y $R_7 = R_8$ para anular el término lineal en el numerador. Por lo tanto la función transferencia queda:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{R_8}{R_6}s^2 + \frac{1}{R_3R_5C_1C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_1C_1}s + \frac{1}{R_3R_2C_1C_2}} \quad (20)$$

Donde:

$$\omega_z = \sqrt{\frac{R_6}{R_3R_5R_8C_1C_2}} \quad (21)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 R_2 C_1 C_2}} \quad (22)$$

$$Q = R_1 C_1 \omega_0 = R_1 \sqrt{\frac{C_1}{R_3 R_2 C_2}} \quad (23)$$

Para simplificar el diseño y poder ajustar los parámetros del circuito fácilmente y de manera independiente al resto se eligen $R_2 = R_3 = R$, $C_1 = C_2 = C$ y $R_5 = R_6$:

$$H(s) = G \frac{\left(\frac{s}{\omega_z}\right)^2 + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q\omega_0}s + 1} \quad (24)$$

$$\omega_z = \frac{1}{C\sqrt{RR_7}} \quad (25)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (26)$$

$$Q = \frac{R_1}{R} \quad (27)$$

$$G = \frac{R}{R_6} \quad (28)$$

4.3. Elección de configuración

De acuerdo con los parámetros del filtro rechaza banda provistos por la consigna:

$$Q = 3,5 \quad f_\infty = 51KHz \quad (29)$$

Para realizar los cálculos se utilizó $Q = 5$ para tomar un margen respecto del mínimo que pide la consigna. Además se pide un filtro de orden 5, pero aprovechando de que cada celda es de orden 2, se optó por realizar uno de orden 6.

Por lo tanto:

$$\Delta f_p = \frac{f_\infty}{Q} = 10.2KHz \quad (30)$$

Además se sabe que:

$$\Delta f_p = f_p^+ - f_p^- \quad (31)$$

$$f_\infty^2 = f_p^+ f_p^- \quad (32)$$

Resolviendo el sistema:

$$f_p^- = 46154.4Hz \quad (33)$$

$$f_p^+ = 56354.4Hz \quad (34)$$

Para obtener el Δf_a , utilizando el programa de aproximaciones realizado en el tp anterior, se buscó el máximo valor tal que se cumpla el orden deseado, en este caso se eligió $\Delta f_a = 1.5KHz$, y análogamente al cálculo anterior se llega a:

$$f_a^- = 50255.5Hz \quad (35)$$

$$f_a^+ = 51755.5Hz \quad (36)$$

Una vez elegida la plantilla se procede la elección de la configuración que se utilizará. Como se mencionó anteriormente las configuraciones Tow-Thomas y Akerberg-Mossberg al no tener la salida pasa altos se descartaron, por lo que queda decidir entre la KHN y la Fleischer-Tow. Considerando que para la KHN se necesita agregar un sumador para lograr la respuesta Notch se optó por la configuración Fleischer Tow. Además la KHN no tiene buena sensibilidad para la ganancia lo que puede afectar el rango dinámico.

4.4. Análisis de sensibilidades

Ya seleccionada la configuración a utilizar, se procederá a analizar como afecta cada componente de la celda a los parámetros de la misma. A continuación se realiza el cálculo de las sensibilidades relativas para la ganancia, el factor de calidad y la frecuencias de los polos y los ceros. Para ello se utilizó la siguiente fórmula:

$$s_{x_k}^{f(X)} = \left(\frac{\partial f(X)}{\partial x_k} \frac{x_k}{f(X)} \right) \quad (37)$$

- Factor de calidad del cero

Para realizar este cálculo se ignorarán las igualdades de componentes realizadas en la sección 2, ya que si se cumplen el factor de calidad sería infinito y el propósito es saber cuales son los componentes que mas lo afectan.

$$Q_z = \frac{R_1 R_4}{R_4 R_7 - R_1 R_6} \sqrt{\frac{R_6 R_7 C_1}{R_3 R_5 C_2}} \quad (38)$$

$$s_{C_2}^{Q_z} = s_{R_3}^{Q_z} = s_{R_5}^{Q_z} = -\frac{1}{2} \quad (39)$$

$$s_{C_1}^{Q_z} = \frac{1}{2} \quad (40)$$

$$s_{R_1}^{Q_z} = -\frac{R_4 R_7}{R_1 R_6 - R_4 R_7} \quad (41)$$

$$s_{R_4}^{Q_z} = \frac{R_1 R_6}{R_1 R_6 - R_4 R_7} \quad (42)$$

$$s_{R_6}^{Q_z} = -\frac{1}{2} \frac{R_1 R_6 + R_7 R_4}{R_1 R_6 - R_7 R_4} \quad (43)$$

$$s_{R_7}^{Q_z} = \frac{1}{2} \frac{R_1 R_6 + R_7 R_4}{R_1 R_6 - R_7 R_4} \quad (44)$$

- Frecuencia del polo

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (45)$$

$$s_C^{\omega_0} = s_R^{\omega_0} = -1 \quad (46)$$

- Factor de calidad

$$Q = \frac{R_1}{R} \quad (47)$$

$$s_{R_1}^Q = 1 \quad (48)$$

$$s_R^Q = 1 \quad (49)$$

- Frecuencia del cero

$$\omega_z = \frac{1}{C \sqrt{R R_7}} \quad (50)$$

$$s_C^{\omega_z} = -1 \quad (51)$$

$$s_R^{\omega_z} = s_{R_7}^{\omega_z} = -\frac{1}{2} \quad (52)$$

- Ganancia

$$G = \frac{R}{R_6} \quad (53)$$

$$s_R^G = 1 \quad (54)$$

$$s_{R_6}^Q = -1 \quad (55)$$

4.5. Rango dinámico

Para realizar este cálculo se tomó como piso de ruido $V_{Outmin} = 10mV$ y $V_{OutMax} = 13.5V$ (tensión de saturación del amplificador menos un margen de tensión). Se tiene que las ganancias máximas de cada etapa son:

$$G3(dB) = 9.5dB \implies G3 = 2.985 \quad (56)$$

$$G2(dB) = 16.5dB \implies G2 = 6.683 \quad (57)$$

$$G1(dB) = 0.5dB \implies G1 = 1.059 \quad (58)$$

Por lo tanto:

$$V_{out} = G3 \cdot V_{in3} \quad (59)$$

$$V_{in3} = V_{out2} = G2 \cdot V_{in2} \quad (60)$$

$$V_{in2} = G1 \cdot V_{in} \quad (61)$$

$$V_{out} = G3 \cdot G2 \cdot G1 \cdot V_{IN} \implies V_{inMax} = 0.639V \quad (62)$$

Ahora se realizó lo mismo pero con la ganancia mínima de la banda pasante

$$G3(dB) = -4.1dB \implies G3 = 0.624 \quad (63)$$

$$G2(dB) = -2.2dB \implies G2 = 0.776 \quad (64)$$

$$G1(dB) = -2.5dB \implies G1 = 0.750 \quad (65)$$

$$V_{out} = G3 \cdot G2 \cdot G1 \cdot V_{IN} \implies V_{inMin} = 0.03V \quad (66)$$

Finalmente, el rango dinámico será:

$$RD = 20 \log \left(\frac{V_{inMax}}{V_{inMin}} \right) = 26.57dB \quad (67)$$

4.6. Diseño

Para el diseño del filtro se utilizó un programa de aproximaciones. En este caso se pide usar Chebyshev II, introduciendo los parámetros calculados en la sección 3, el programa calcula los factores de calidad, los polos y los ceros de cada etapa. Cada una de ellas esta compuesta por un par de polos y otro de ceros complejos conjugados. En cada caso se eligió agrupar el par de polos con el par de ceros mas cercano para mejorar el rango dinámico lo mas posible. El diagrama de bode que se obtuvo fué el siguiente:

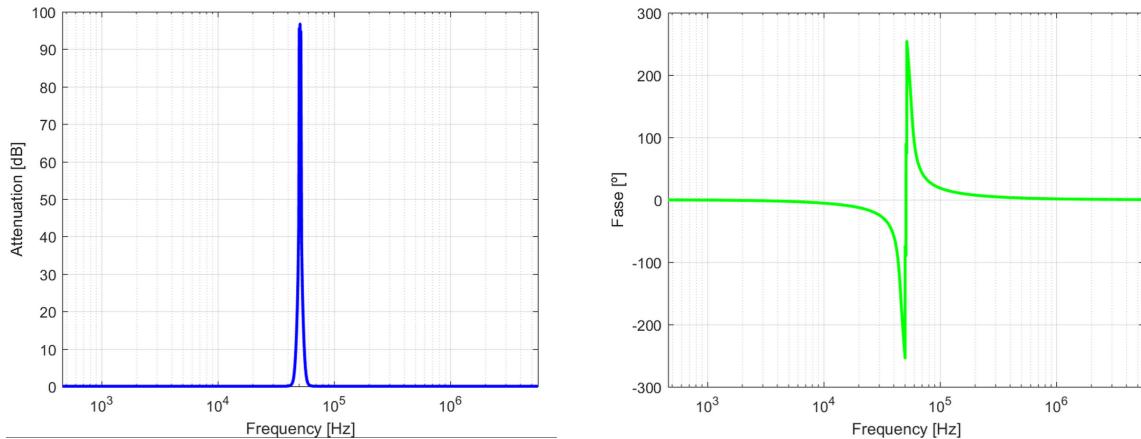


Figure 77: Diagrama de bode teórico

Cuyos polos y ceros corresponden a:

- Etapa 1:

$$\omega_0 = 320442 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (68)$$

$$\omega_z = 320442 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (69)$$

$$Q = 4,23 \quad (70)$$

- Etapa 2:

$$\omega_0 = 288919 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (71)$$

$$\omega_z = 315250 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (72)$$

$$Q = 8,51 \quad (73)$$

- Etapa 3

$$\omega_0 = 355404 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (74)$$

$$\omega_z = 325719 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (75)$$

$$Q = 8,51 \quad (76)$$

En base a los valores obtenidos en cada etapa, como se ha visto en la sección 2 en la configuración Fleischer-Tow, con las ecuaciones 27, 26, 25, 28 y con las igualdad necesaria de R_4 para el notch se calcularon los valores de los componentes.

4.7. Simulación

Se realizó la simulación con el modelo real del operacional utilizado, el TL074. Los valores predefinidos, al haber sido calculados con los operacionales ideales, no cumplían los valores de la consigna, es por ello, que teniendo en cuenta las sensibilidades, se fueron ajustando para llegar a la plantilla deseada.

Se obtuvieron los siguientes resultados:

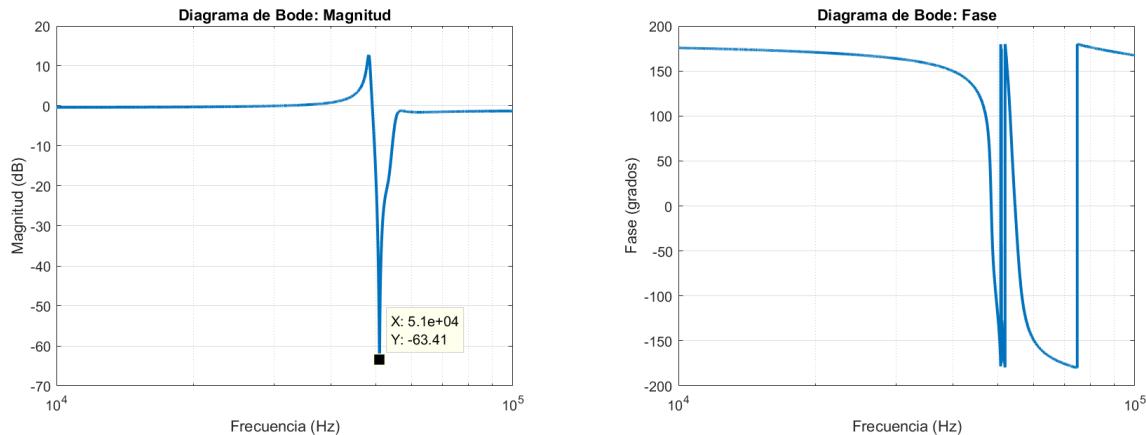


Figure 78: Diagrama de Bode simulado

El Q simulado da de 8.15, el cual es mucho mas alto del que se utilizó para hacer los cálculos.

4.8. Análisis Montecarlo

Se realizó un análisis montecarlo antes de armar la placa para buscar los mejores y peores casos que pueden aparecer según la tolerancia de los componentes. En este caso se usó 1% para las resistencias y 5% para los capacitores.

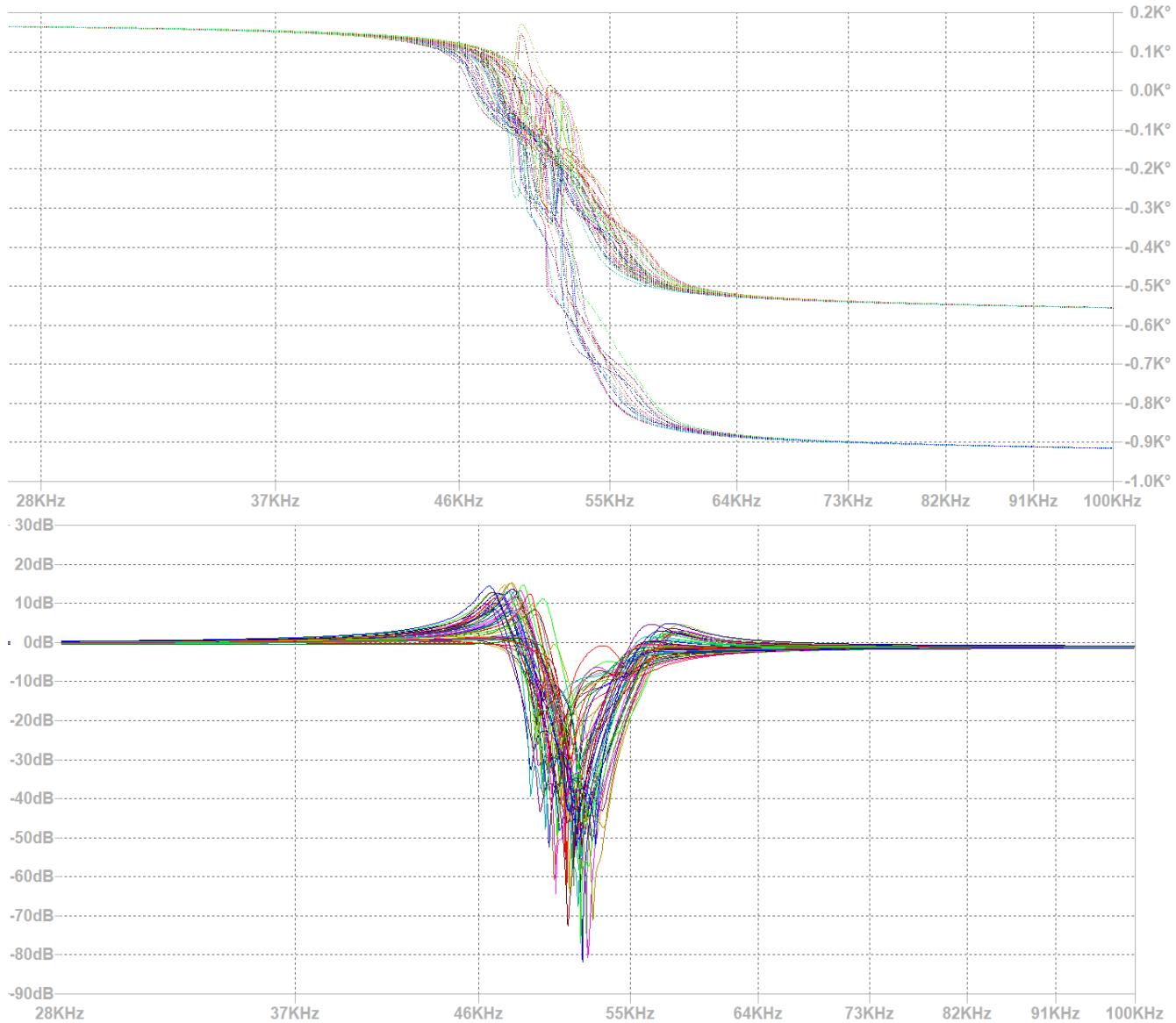


Figure 79: Diagrama de bode con análisis Montecarlo

En este gráfico se puede ver como en los peores casos los parámetros buscados no se llegan a cumplir. Lo que sucede es que todas las ecuaciones que los definen son válidas si es que se cumple la condición de resistencias para el notch. Cuanto más se desvien estos valores, peores serán los parámetros del filtro.

Otro problema es la tolerancia de los capacitores, que para evitar conflictos se midieron en el analizador de impedancias para ver conseguir el valor mas cercano al utilizado en la simulación.

También se decidió poner un preset en cada etapa para poder ajustar otras variables que lo necesiten. Los presets se colocaron en el lugar de R_6 debido a que forma parte de la condición de notch y afecta al Q_z , además permite regular la ganancia en cada etapa.

4.9. Histogramas

En el Montecarlo se graficaron 100 curvas distintas para estudiar en cada una el valor del notch depth, el ancho de banda del circuito y la frecuencia del notch. Para poder visualizar la dispersión de dichos parámetros se realizaron los siguientes histogramas:

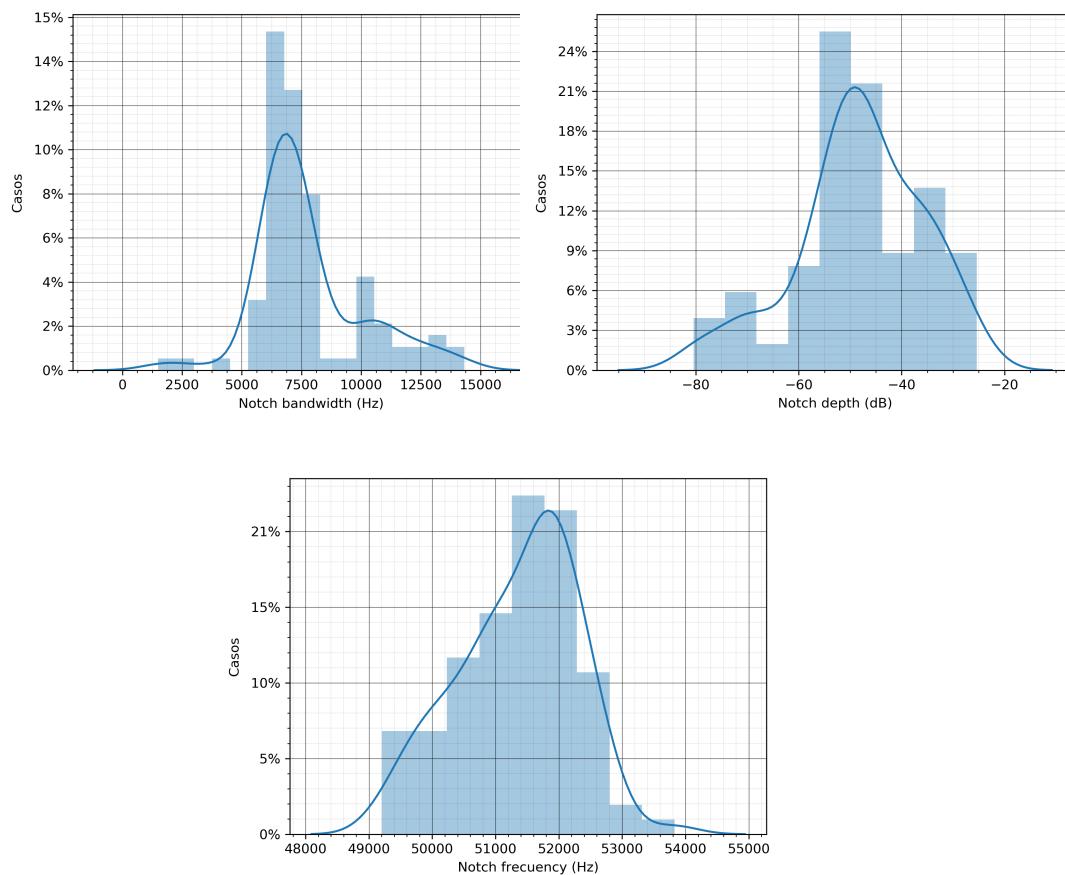


Figure 80: Histogramas

De arriba hacia abajo y de izquierda a derecha: Ancho de banda, profundidad del notch y frecuencia del notch

4.10. Impedancia de entrada y de salida

4.10.1. De una etapa

Para ver como se comporta cada etapa cuando se conecta con otra se simularon las impedancias de entrada y de salida

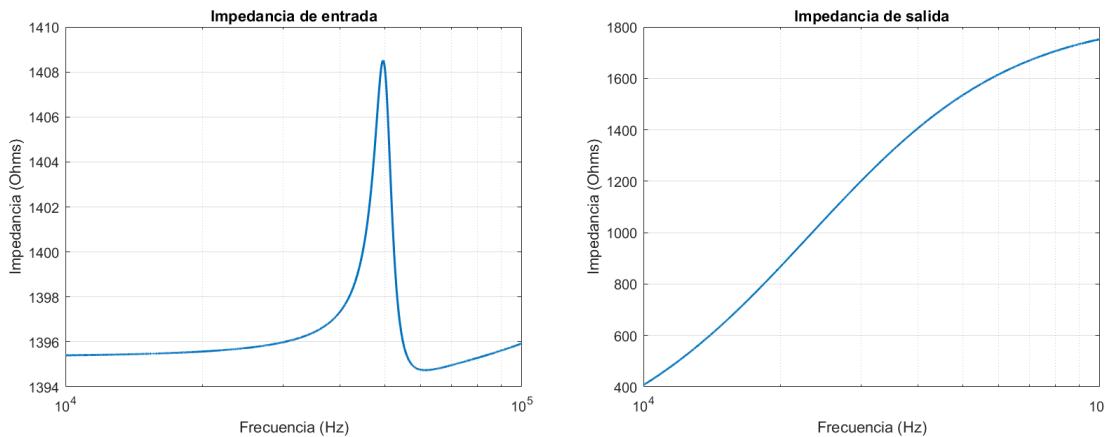


Figure 81: Impedancia de entrada y de salida de una etapa del circuito

Como se puede ver en ambos gráficos, ambas impedancias son comparables entre si, lo que provocaría que cuando se conecten en cascada se carguen entre sí. Para evitar este problema se decidió poner un buffer entre cada conexión.

4.10.2. De todo el circuito

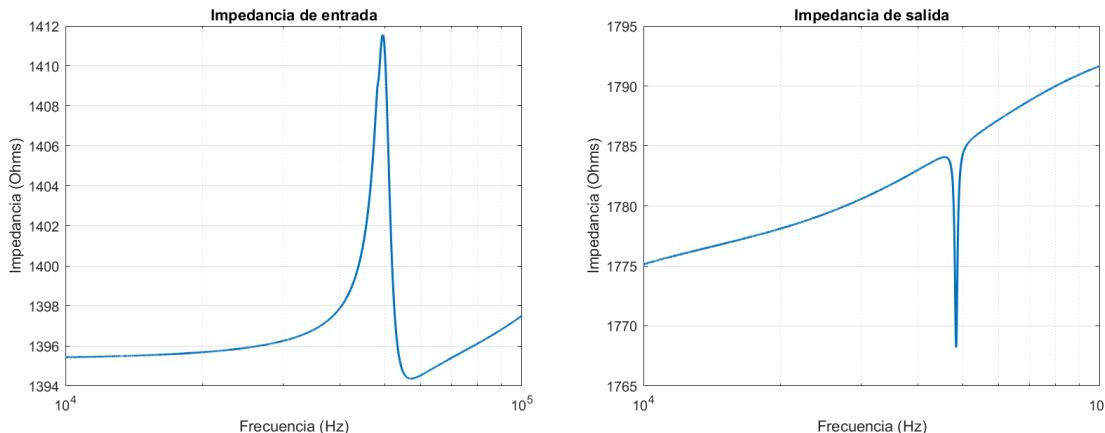


Figure 82: Impedancia de entrada y de salida del circuito

En ambas figuras de la impedancia de entrada se presenta un sobrepico, esto se debe a que en esa frecuencia el circuito está en resonancia, por lo que la impedancia será máxima y resistiva pura.

Debido a que la impedancia de entrada es baja, se optó por poner un buffer también a la entrada para evitar el efecto de carga.

4.11. Mediciones

Debido a que el circuito oscilaba no llegó a medir la placa.

4.12. Conclusiones

A pesar de que no se pudieron llevar a cabo las mediciones, se observó como a partir de un circuito dado, solo variando el valor de sus componentes se puede obtener distintos tipos de filtros y además se aprendió cómo diseñar un filtro de orden mayor conectando varios bloques de celdas en cascada.

Es muy importante la elección de los componentes para el circuito y también tener en cuenta los efectos de los amplificadores para poder conseguir el correcto funcionamiento del filtro, ya que al no hacerlo pueden aparecer efectos indeseados como en este caso la oscilación.