

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

Trabajo Práctico N°5: Filtros Activos y Celdas Teoría de Circuitos - 2019

Grupo 1:

Farall, Facundo David
Gaytan, Joaquín Oscar
Kammann, Lucas
Maselli, Carlos Javier
Müller, Malena

Profesores:

Jacoby, Daniel Andrés
Belaustegui Goitia, Carlos
Iñaki Iribarren, Rodrigo

9 de diciembre de 2019

ÍNDICE

1. Celda Sallen-Key	4
1.1. Celda 2do Orden Sallen-Key: Análisis ideal	4
1.1.1. Función transferencia y parámetros	4
1.1.2. Sensibilidades	5
1.1.3. Métodos de ajuste	6
1.1.4. Impedancia de entrada	9
1.1.5. Impedancia de salida	12
1.2. Celda 2do Orden Sallen-Key: Análisis real	12
1.2.1. Función transferencia y parámetros	12
1.2.2. Sensibilidades	13
1.2.3. Impedancia de entrada	13
1.2.4. Impedancia de salida	14
1.2.5. Restricciones reales sobre impedancias	14
1.2.6. Rango dinámico	15
1.3. Celda 1er Orden pasabajos: Análisis ideal	16
1.3.1. Función transferencia	16
1.3.2. Impedancia de entrada	16
1.4. Diseño de un filtro con Legendre	17
1.4.1. Especificaciones y función aproximación	17
1.4.2. Diseño de etapas	18
1.4.3. Rango dinámico	19
1.4.4. Simulación y verificación	20
1.4.5. Resultados prácticos	21
1.5. Diseño de un filtro con Bessel	24
1.5.1. Especificaciones y función aproximación	24
1.5.2. Diseño de etapas	25
1.5.3. Rango dinámico	27
1.5.4. Simulación y verificación	27
1.5.5. Resultados prácticos	29
1.6. Diseño de PCB	32
1.7. Conclusiones	33
2. Celda Rauch (Deliyannis - Friend modificada)	34
2.1. Celda a utilizar y justificación	34
2.2. Celda Rauch pasabanda: Análisis ideal	35
2.2.1. Tranferencia y características	35
2.2.2. Características de diseño	35
2.2.3. Impedancia de entrada	36
2.2.4. Impedancia de salida	37
2.2.5. Sensibilidades	37
2.3. Celda Rauch pasabanda: Análisis real	38
2.3.1. Tranferencia y características	38
2.3.2. Impedancia de entrada	39
2.4. Diseño del filtro con Chebyshev	39
2.4.1. Plantilla y transferencia	39
2.4.2. 1º etapa	40
2.4.3. 2º etapa	42
2.4.4. Simulaciones en cascada	44
2.4.5. Mediciones y comparaciones	45
2.4.6. Rango dinámico	47
2.5. Conclusiones	48

3. Celda Sedra-Ghorab-Martin	49
3.1. Introducción	49
3.2. La celda Sedra-Ghorab-Martin	49
3.2.1. Ecuaciones de diseño	52
3.2.2. Sensibilidades	52
3.3. Implementación de filtro	53
3.3.1. Diseño de etapa I	55
3.3.2. Diseño de etapa II	59
3.3.3. Impedancia de entrada	62
3.4. Ensayo de Montecarlo	65
3.5. Rango dinámico	67
3.6. Conclusión	67
4. Celdas Universales	69
4.1. Configuraciones correspondientes a distintas celdas universales: Análisis ideal	69
4.2. Celda 2do orden Kerwin-Huelsman-Newcomb (KHN)	70
4.2.1. Función transferencia y parámetros	70
4.2.2. Sensibilidades	71
4.2.3. Impedancias	71
4.3. Celda 2do orden Tow-Thomas	71
4.3.1. Función transferencia y parámetros	72
4.3.2. Sensibilidades	72
4.3.3. Impedancias	73
4.4. Celda 2do orden Ackerberg-Mossberg	73
4.4.1. Función transferencia y parámetros	73
4.4.2. Sensibilidades	74
4.4.3. Impedancias	74
4.5. Celda 2do orden Fleischer-Tow	74
4.5.1. Función transferencia y parámetros	75
4.5.2. Sensibilidades	75
4.5.3. Impedancia de entrada	76
4.5.4. Impedancia de salida	76
4.6. Diseño de filtro rechaza banda mediante la aproximación Chebychev Inverso	76
4.6.1. Especificaciones del filtro y aproximación	76
4.6.2. Selección de celda	77
4.6.3. Diseño de etapas	77
4.6.4. Limitaciones	80
4.6.5. Simulación y verificación	82
4.6.6. Resultados obtenidos	85
4.7. Conclusiones	87

1. CELDA SALLEN-KEY

El objetivo de esta sección es la construcción de dos filtros que cumplan con un conjunto de especificaciones, empleando para el diseño en cascada la celda Sallen-Key. Para esto último, es necesario primero realizar un análisis ideal y real de dicha celda para obtener ciertas conclusiones que faciliten el proceso de diseño e impongan restricciones sobre las exigencias que se definen a cada etapa. Es importante aclarar que sólo se analizará la celda pasabajos de Sallen-Key dado que es la única necesaria para la realización de los filtros en cuestión.

1.1. CELDA 2DO ORDEN SALLEN-KEY: ANÁLISIS IDEAL

En el siguiente análisis se asume un comportamiento ideal del amplificador operacional, considerando una impedancia de entrada del mismo $Z_{IN} \rightarrow \infty$, corrientes de entrada e impedancia de salida nulas, y finalmente una ganancia también $A_{VOL} \rightarrow \infty$.

El análisis ideal consiste en determinar la función transferencia y los parámetros característicos para configurar la celda, así como también un análisis de las sensibilidades relativas respecto de los componentes a utilizar y un conjunto de estrategias propuestas para poder realizar el ajuste correcto de la celda. Por otro lado, es de interés analizar las impedancias de entrada y salida de la celda, ya que las mismas son las que permiten determinar hasta qué punto es válido asumir que en la conexión en cascada no se produce una carga de una etapa con otra y efectivamente se puede aproximar $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot \dots \cdot H_n(s)$.

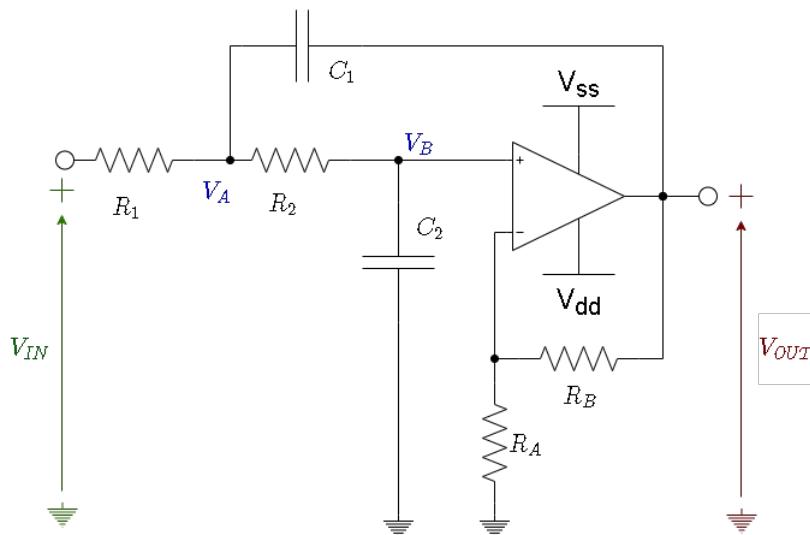


Figura 1.1: Celda Sallen-Key para pasabajos

1.1.1. FUNCIÓN TRANSFERENCIA Y PARÁMETROS

Dentro del marco de los criterios expuestos anteriormente, para hallar la función transferencia se define el parámetro de ganancia de la celda K , y luego se plantean un conjunto de ecuaciones empleando las leyes de Kirchhoff. Finalmente, el sistema se resuelve y se obtiene la función $H(s)$ de la cual se deducen parámetros característicos como ω_o y Q .

$$K = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad (1.1)$$

$$\begin{aligned}V_o &= V_b \cdot K \\V_b &= V_a \cdot \frac{\frac{1}{sC_2}}{\frac{1}{sC_2} \cdot R_2} \\ \frac{V_i - V_a}{R_1} &= \frac{V_a - V_o}{\frac{1}{sC_1}} + \frac{V_a - V_b}{R_2}\end{aligned}$$

$$H(s) = \frac{K}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot s^2 + s \cdot [C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)] + 1} \quad (1.2)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2}} \quad (1.3)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2}}{C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)} \quad (1.4)$$

A partir de estos resultados se puede observar que el parámetro definido K corresponde a la ganancia de la banda de paso, o en continua. Por otro lado, es importante señalar la influencia de tal ganancia, entre otras variables, sobre el valor del factor de calidad Q del circuito. Esto último deberá ser tenido en cuenta en el análisis de sensibilidades.

ESTABILIDAD DE LA $H(s)$: Si se toma la función transferencia ideal, y luego aplicando la teoría de la transformada de Laplace, todo polo tal que $\text{Re}(\text{polo}) \geq 0$ hará que el sistema se vuelva inestable, por tanto la respuesta transitoria no logrará nunca estabilizarse y ante cualquier cambio brusco de excitación el sistema nunca puede converger a un estado estable. Para evitar que esto suceda, se impone una restricción sobre el término lineal, dado que controla la parte real del polo, y de ahí se obtiene que:

$$K < 1 + \frac{C_2}{C_1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (1.5)$$

De aquí que la ganancia de una celda de este tipo nunca puede superar un determinado valor, impuesto por el propio diseño de la frecuencia de corte.

1.1.2. SENSIBILIDADES

En el siguiente análisis se emplea la definición de sensibilidades relativas para cada una de las magnitudes o parámetros característicos de la función transferencia. Esto es, calcular $S_x^y = \frac{x_o}{y(x_o)} \cdot \frac{\delta y}{\delta x}$.

R_A	R_B	R_1	R_2	C_1	C_2
0	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$

Tabla 1.1: Sensibilidades de ω_o

R_A	R_B	R_1	R_2	C_1	C_2
$\frac{1}{K} - 1$	$1 - \frac{1}{K}$	0	0	0	0

Tabla 1.2: Sensibilidades de K

K	$K \cdot Q \cdot \sqrt{\frac{C_1 \cdot R_1}{C_2 \cdot R_2}}$
R_A	$-Q \cdot \frac{R_B}{R_A} \cdot \sqrt{\frac{R_1 \cdot C_1}{R_2 \cdot C_2}}$
R_B	$Q \cdot \frac{R_B}{R_A} \cdot \sqrt{\frac{R_1 \cdot C_1}{R_2 \cdot C_2}}$
R_1	$\frac{-1}{2} + Q \cdot \sqrt{\frac{C_2 \cdot R_2}{C_1 \cdot R_1}}$
R_2	$\frac{1}{2} - Q \cdot \sqrt{\frac{C_2 \cdot R_2}{C_1 \cdot R_1}}$
C_1	$\frac{-1}{2} + Q \cdot \left[\sqrt{\frac{C_1 \cdot R_1}{C_2 \cdot R_2}} + \sqrt{\frac{C_1 \cdot R_2}{C_2 \cdot R_1}} \right]$
C_2	$\frac{1}{2} - Q \cdot \left[\sqrt{\frac{C_1 \cdot R_1}{C_2 \cdot R_2}} + \sqrt{\frac{C_1 \cdot R_2}{C_2 \cdot R_1}} \right]$

Tabla 1.3: Sensibilidades de Q

1.1.3. MÉTODOS DE AJUSTE

En el proceso de diseño en cascada, para la composición de cada una de las etapas se realiza una agrupación de ceros y polos acordes para la formación de una función transferencia que pueda ser implementada por alguna de las celdas existentes o disponibles, no obstante su implementación requiere de un proceso de ajuste para garantizar el diseño menos sensible a variaciones por imperfecciones de los componentes o efectos parásitos de los mismos. En este apartado se proponen y analizan diferentes métodos o enfoques de diseño, determinando sus beneficios al momento de ajustar los parámetros de la celda a la etapa deseada.

DISEÑO POR COMPONENTES IGUALES: Como estrategia de diseño para facilitar la elección de componentes ante los grados de libertad de los cuales se disponen, se propone $R = R_1 = R_2$ y luego $C = C_1 = C_2$. De esta imposición se simplifican las expresiones de los parámetros y de las sensibilidades, obteniendo:

$$\omega_o = \frac{1}{R \cdot C} \quad (1.6)$$

$$Q = \frac{1}{3 - K} \quad (1.7)$$

K	$\frac{K}{3-K}$
R_A	$-Q \cdot \frac{R_B}{R_A}$
R_B	$Q \cdot \frac{R_B}{R_A}$
R_1	$\frac{-1}{2} + Q$
R_2	$\frac{1}{2} - Q$
C_1	$\frac{-1}{2} + Q \cdot 2$
C_2	$\frac{1}{2} - Q \cdot 2$

Tabla 1.4: Sensibilidades de Q

Estos resultados revelan que si bien es más simple la elección de componentes, el ajuste de la celda se vuelve más complejo cuando la etapa requiere una selectividad alta, provocando que ante variaciones de los componentes, para sistemas de selectividad muy alta, cambie el comportamiento del sistema drásticamente. No obstante, este enfoque puede simplificar el proceso de diseño en los casos donde se requiera un Q bajo.

DISEÑO POR COMPONENTES PROPORCIONALES: Como estrategia se impone que no haya ganancia de banda de paso en esta etapa, es decir que $K = 1$, y luego que los componentes sean proporcionales entre sí, para lo cual se definen dos constantes de proporcionalidad tomando como referencia $R_2 = R \Rightarrow R_1 = m \cdot R$ y $C_2 = C \Rightarrow C_1 = n \cdot C$.

$$\omega_o = \frac{1}{R \cdot C \cdot \sqrt{m \cdot n}} \quad (1.8)$$

$$Q = \frac{\sqrt{m \cdot n}}{1 + m} \quad (1.9)$$

K	$\frac{m \cdot n}{1+m}$
R_A	$\frac{m \cdot n}{1+m} \cdot \frac{R_B}{R_A}$
R_B	$-\frac{m \cdot n}{1+m} \cdot \frac{R_B}{R_A}$
R_1	$\frac{-1}{2} + \frac{1}{1+m}$
R_2	$\frac{1}{2} - \frac{1}{1+m}$
C_1	$\frac{-1}{2} + Q \cdot \left(\sqrt{\frac{m}{n}} + \sqrt{m \cdot n} \right)$
C_1	$\frac{-1}{2} + Q \cdot \left(\sqrt{\frac{m}{n}} + \sqrt{m \cdot n} \right)$

Tabla 1.5: Sensibilidades de Q

En primer lugar uno de los beneficios de esta estrategia es poder imponer restricciones adicionales sobre el diseño, como asignar valores a m o a n por separado. Esto último permitiría según el caso minimizar la sensibilidad, suponiendo por ejemplo que $m = 1$, o en otro caso que $n = \frac{1}{2}$. Es importante aclarar que según el enfoque aplicado, los valores de referencia R y C son utilizados para determinar el valor de la frecuencia de corte del filtro, no obstante las proporcionalidades permiten ajustar además la selectividad, con lo cual sólo uno de los dos criterios para minimizar la sensibilidad puede ser utilizado. En segundo lugar, se puede observar que a diferencia de antes la estabilidad frente a variaciones de los valores nominales de componentes es mayor, no obstante esto implica una cota superior a la selectividad que puede garantizar esta celda, para el caso donde $m = 1$ y luego, $Q = \frac{\sqrt{n}}{2}$.

En conclusión, este enfoque de diseño permite según se tenga mayor probabilidad de variaciones en los capacitores o resistencias, ajustar las sensibilidades para minimizar el efecto de tales componentes, y además definir los valores de forma más simplificada. Además, al buscar que $K = 1$, se reduce el amplificador a un seguidor de tensión o buffer, lo cual tiene sus ventajas al reducir los componentes necesitados y aumentar el ancho de banda de tal etapa. Por otro lado, puede resultar que para valores grandes de Q este enfoque resulte en valores de capacitores muy grandes.

DISEÑO CON ATENUACIÓN: Es posible que durante el uso de etapas se necesite una determinada atenuación en la misma si se considera que la entrada puede ser de alta señal, volviéndose susceptible a saturar y distorsionar. Esto último, como se verá posteriormente, afectará directamente al rango dinámico de la celda diseñada. Por lo tanto, es deseable poder imponer una atenuación que mejore tales características, pero en la configuración propuesta no se puede conseguir un $K < 1$, salvo que se utilicen resistencias negativas con algún circuito adicional pero eso agregaría complejidad. Entonces, para solucionarlo se propone agregar una resistencia que produzca una división de tensión, de forma tal que al aplicar el teorema de Thevenin, todo el análisis previo es replicable asumiendo que la $R_1 = R_{TH} = R_{1A} // R_{1B}$.

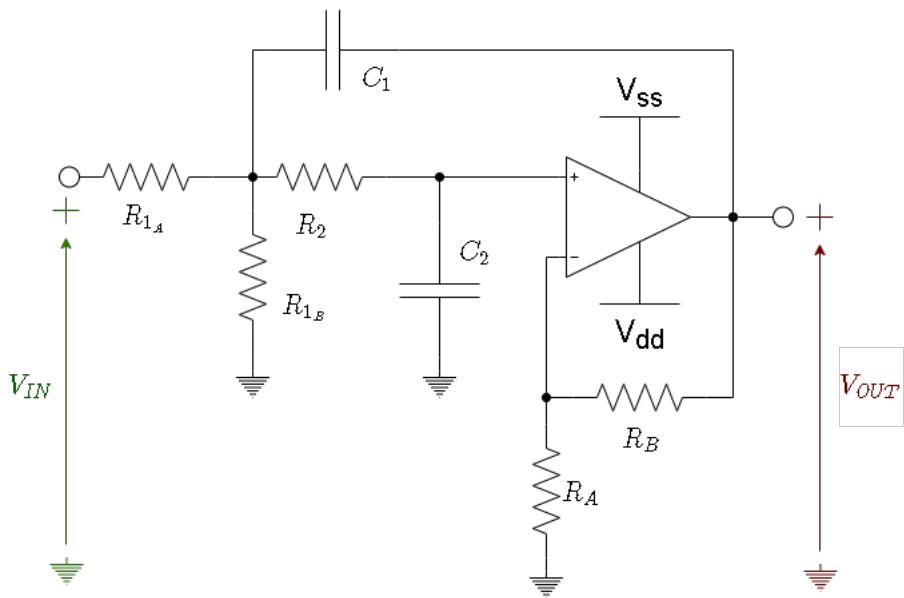


Figura 1.2: Circuito Sallen-Key pasabajos con atenuación

$$A = \frac{R_{1B}}{R_{1A} + R_{1B}} \quad (1.10)$$

$$H(s) = \frac{K \cdot A}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot s^2 + s \cdot [C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)] + 1} \quad (1.11)$$

1.1.4. IMPEDANCIA DE ENTRADA

En la Fig. 1.3 se puede observar que para calcular la impedancia de entrada se debe plantear un sistema de ecuaciones empleando las leyes de Kirchhoff correspondientes.

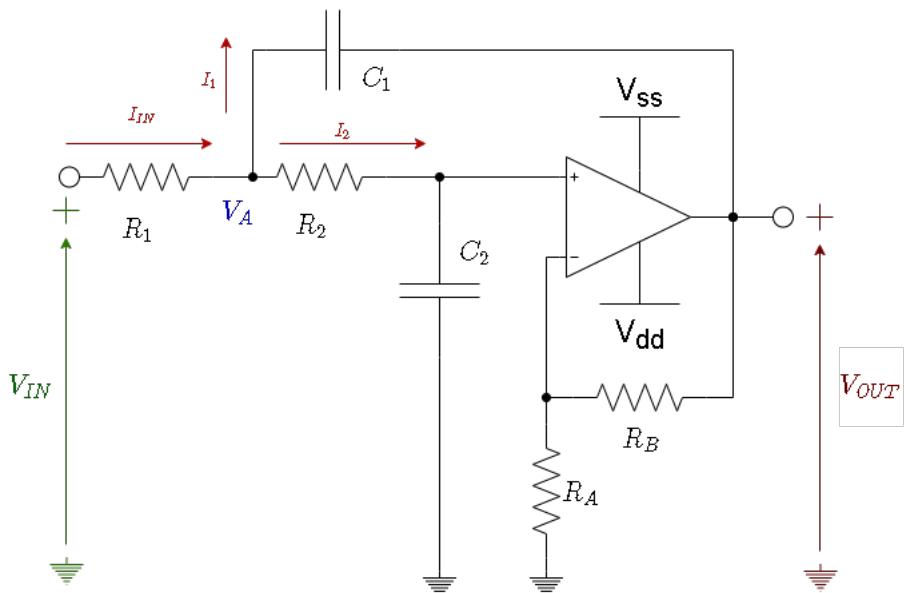


Figura 1.3: Circuito Sallen-Key pasabajos para cálculo de $Z_{IN}(s)$

$$\frac{V_i - V_A}{R_1} = \frac{V_A}{R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2}} + \frac{V_A - V_o}{\frac{1}{s \cdot C_2}}$$

$$V_o = V_A \cdot K \cdot \frac{\frac{1}{s \cdot C_2}}{R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2}}$$

$$I_2 = \frac{V_A}{R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2}}$$

$$I_1 = \frac{V_A - V_o}{\frac{1}{s \cdot C_1}}$$

$$Z_{IN}(s) = \frac{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot s^2 + s \cdot [C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)] + 1}{s \cdot [C_2 + C_1 \cdot (1 - K)] \cdot \left[1 + \frac{s \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_2}{C_2 + C_1 \cdot (1 - K)} \right]} \quad (1.12)$$

A partir de la expresión de la Ec. 1.12, en primer lugar se puede observar que la etapa como amplificador de transimpedancia es inestable y que para corriente continua la impedancia de entrada $Z_{IN} \rightarrow \infty$. No obstante, es de interés realizar un análisis sobre esta expresión que permita estimar de cierta forma una condición de diseño para garantizar que la conexión en cascada de la etapa es viable sin producir mayores desviaciones en la función transferencia total.

Se propone observar que la función $Z_{IN}(s)$ es de segundo orden, posee un polo en el origen y uno real, y luego dos ceros caracterizan un polinomio que es el mismo que el denominador de la función transferencia, lo cual tiene sentido dado que caracteriza el comportamiento natural del sistema. A partir de esta observación se concluye que los ceros no influyen significativamente, sino que, asumiendo que el sistema se encuentra en todo caso críticamente amortiguado o subamortiguado y luego empleando las aproximaciones asintóticas utilizadas en un diagrama de bode, se puede asumir que para las frecuencias de la banda de paso de este filtro, los ceros no tienen mayor influencia. Así, se reduce la complejidad del análisis ya que cuando se vuelva apreciable el efecto que estas tienen, se estará en la banda de transición o de rechazo. De esta forma, sea que el polo real se encuentra antes o después de dicha frecuencia de corte, para la banda de paso la impedancia de entrada es monótona decreciente, con lo cual podemos estimar de manera aproximada que dentro de esta región de interés el valor mínimo se encuentra sobre la frecuencia de corte, con lo cual $Z_{IN_{min}} \approx Z_{IN}(s = j \cdot \omega_o)$. En la Fig. 1.4 se observa un gráfico con valores arbitrarios para apreciar lo explicado.

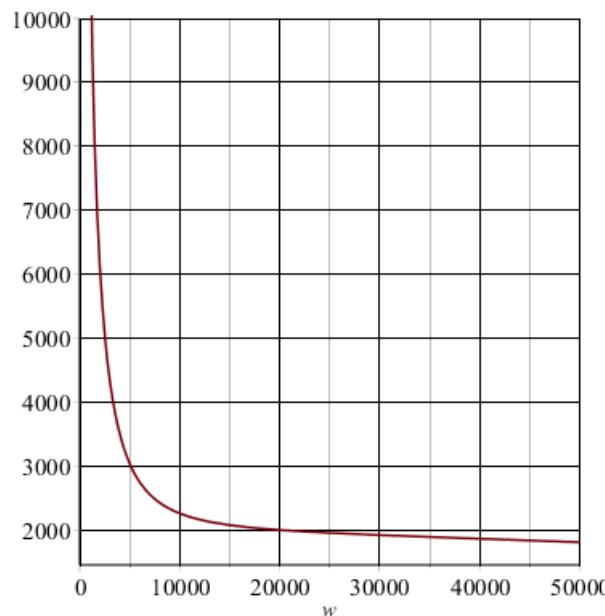


Figura 1.4: Gráfico de $|Z_{IN}(j \cdot \omega)|$ con valores arbitrarios

Entonces, reutilizando las expresiones presentadas y usando la definición de la frecuencia de corte como se la encontró en apartados anteriores, se llega a la siguiente expresión de la impedancia de entrada mínima en toda la banda de paso.

$$Z_{IN_{min}} = \frac{C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)}{C_1 \cdot (1 - K) + C_2 + j \cdot \sqrt{\frac{C_1 \cdot C_2 \cdot R_2}{R_1}}} \quad (1.13)$$

Puesto que se han propuesto métodos de ajuste apropiados para la celda estudiada, se simplifica esta expresión en el marco de tales enfoques, para obtener una expresión reducido en función de sus respectivos coeficientes o parámetros.

Para el diseño con componentes iguales:

$$|Z_{IN_{min}}| = \frac{R \cdot |3 - K|}{\sqrt{K^2 - 4 \cdot K + 5}} \quad (1.14)$$

Para el diseño con componentes proporcionales:

$$|Z_{IN_{min}}| = \frac{R \cdot (1 + m)}{\sqrt{1 + \frac{n}{m}}} \quad (1.15)$$

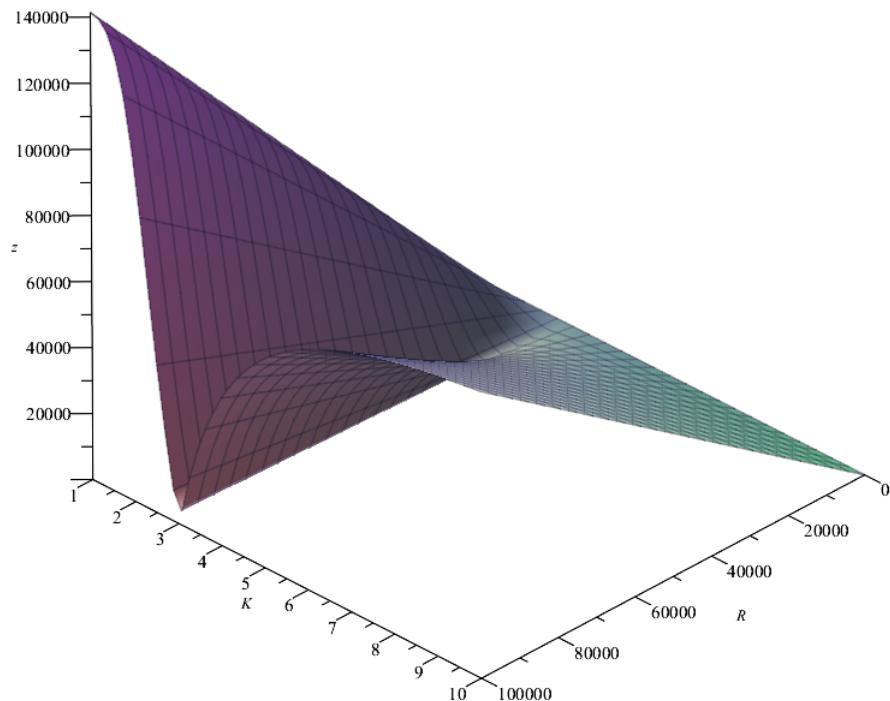


Figura 1.5: Impedancia de entrada mínima con componentes iguales

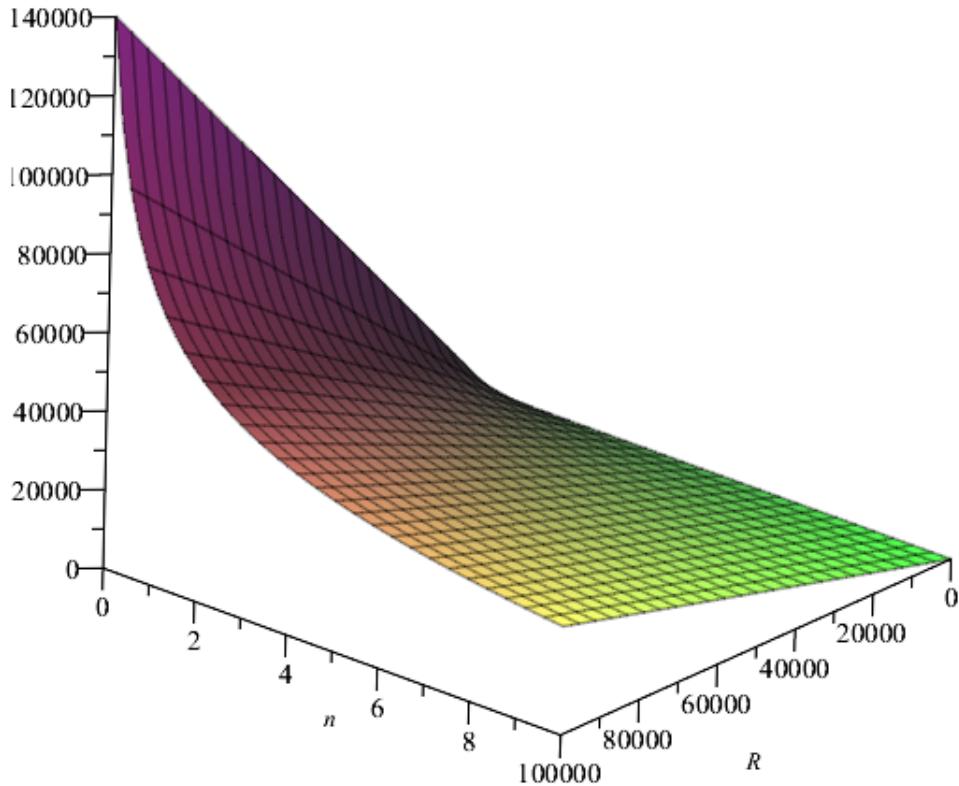


Figura 1.6: Impedancia de entrada mínima con componentes proporcionales

1.1.5. IMPEDANCIA DE SALIDA

En el contexto de análisis ideal, dado que la salida del circuito está impuesta por un amplificador operacional con realimentación negativa, luego la impedancia de salida tiende a ser nula. Es decir, $Z_O = 0$ siempre y cuando sea considerado un amplificador operacional ideal.

1.2. CELDA 2DO ORDEN SALLEN-KEY: ANÁLISIS REAL

A continuación se realiza un análisis del comportamiento de la celda tomando consideraciones del amplificador operacional que no sean ideales, no obstante el objetivo principal es estudiar de forma simplificada las desviaciones teóricas causadas por variaciones en su A_{VOL} , entre otros aspectos. Es por esto que se sigue asumiendo una impedancia de entrada lo suficientemente grande en el amplificador para que las corrientes de entrada sean despreciables, luego asumiendo que su ganancia de tensión es grande, pero finita, y que varía en función de la frecuencia, se hallan expresiones para la función transferencia, la impedancia de entrada, de salida y algunas sensibilidades relacionadas con los nuevos parámetros reales tenidos en cuenta.

1.2.1. FUNCIÓN TRANSFERENCIA Y PARÁMETROS

Se reutiliza el análisis ideal agregando como expresión adicional para la resolución del sistema de ecuaciones, que la relación impuesta por el amplificador operacional es en verdad $V_o = (V^+ - V^-) \cdot A_{vol}$. Resolviendo se

puede obtener la nueva función de transferencia y sus parámetros.

$$H(s) = \frac{A_{vol} \cdot K}{A_{vol} + K} \cdot \frac{1}{s^2 \cdot C_1 \cdot R_1 \cdot C_2 \cdot R_2 + s \cdot \left[\frac{(C_1 \cdot R_1 + C_2 \cdot R_1 + C_2 \cdot R_2) \cdot K}{A_{vol} + K} + A_{vol} \cdot \frac{C_2 \cdot (R_1 + R_2) + (1 - K) \cdot C_1 \cdot R_1}{A_{vol} + K} \right] + 1}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 \cdot R_1 \cdot C_2 \cdot R_2}} \quad (1.16)$$

$$Q = \frac{(A_{vol} + K) \cdot \sqrt{C_1 \cdot R_1 \cdot C_2 \cdot R_2}}{K \cdot [C_1 \cdot R_1 + C_2 \cdot (R_1 + R_2)] + A_{vol} \cdot [C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)]} \quad (1.17)$$

En primer lugar, es importante destacar que la frecuencia de corte de la celda se mantiene invariante frente a las variaciones del A_{vol} según se de su valor en un circuito integrado o en otro. A los fines del análisis buscado, no es necesario, pero debe mencionarse que considerando además la disminución de la ganancia por la presencia del polo dominante como compensación para mejorar la estabilidad del amplificador, se incrementa en orden la función transferencia pero el término adicional tiene un efecto o una contribución que puede demostrarse no apreciable para las frecuencias que en relación al nuevo polo son bajas. En segundo lugar, el valor de Q se ve significativamente afectado por la presencia del A_{vol} por ello es necesario tener en cuenta cuán sensible es a variaciones por cambiar de un integrado a otro integrado, para tener en cuenta durante los procesos de ajuste. Por otro lado, en los casos donde sea necesario contrastar los resultados, se hará uso de esta última expresión, analizandola con el polo dominante, reemplazando por la expresión de la Ec. 1.18, y luego reemplazando numéricamente para graficar.

$$A_{vol} = \frac{GBP}{s + \omega_p} \quad (1.18)$$

1.2.2. SENSIBILIDADES

Se resuelve algebraicamente la expresión que define a la sensibilidad relativa, en este caso de Q , respecto del A_{vol} . Se hace de esta manera, ya que para todos los demás parámetros se realizó en el análisis ideal, y si bien podría cambiar ligeramente se busca asumir para el diseño que el comportamiento ideal es suficiente para imponer tales restricciones.

$$S_{A_{vol}}^Q = \frac{A_{vol}}{A_{vol} + K} - \frac{Q \cdot A_{vol}}{A_{vol} + K} \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2} \cdot [C_2 \cdot (R_1 + R_2) + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K)] \quad (1.19)$$

A modo de verificación, puede observarse que si se hace tender a infinito la ganancia $A_{vol} \rightarrow \infty \Rightarrow S_{A_{vol}}^Q = 0$. Lo cual denota que cuanto mayor sea su valor, luego más invariante es el circuito ante sus variaciones.

1.2.3. IMPEDANCIA DE ENTRADA

Para estudiar la impedancia de entrada se reutilizan las expresiones y ecuaciones ya deducidas anteriormente, agregando el siguiente sistema para encontrar la corriente total de entrada, y a partir de ello determinar la impedancia de entrada teórica.

$$I_{R_2} = \frac{V_a}{R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2}}$$

$$I_{C_1} = \frac{V_a - V_o}{\frac{1}{s \cdot C_1}}$$

$$Z_{in}(s) = \frac{V_i}{I_{R_2} + I_{C_1}} \quad (1.20)$$

$$Z_{in}(s) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + s \cdot \frac{K \cdot (C_2 \cdot R_2 + C_2 \cdot R_1 + C_1 \cdot R_1) + A_{vol} \cdot (R_2 \cdot C_2 + C_2 \cdot R_1 + C_1 \cdot R_1 \cdot (1 - K))}{A_{vol} + K} + 1}{s \cdot \left[s \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 + \frac{(C_1 + C_2) \cdot K + A_{vol} \cdot (C_2 + C_1 \cdot (1 - K))}{A_{vol} + K}\right]} \quad (1.21)$$

1.2.4. IMPEDANCIA DE SALIDA

En primer lugar, es importante remarcar que una de las principales funciones en realimentación negativa de un amplificador operacional ideal, es la de mejorar la impedancia de salida disminuyéndola en casos en donde dicha realimentación sea con salida de tensión. En la práctica este comportamiento no es tan alejado, ya que se logra una impedancia de salida muy baja, no obstante el objetivo del análisis es estudiar su respuesta en frecuencia para concluir si en la conexión en cascada, ante cambios bruscos en la excitación, existen inconvenientes.

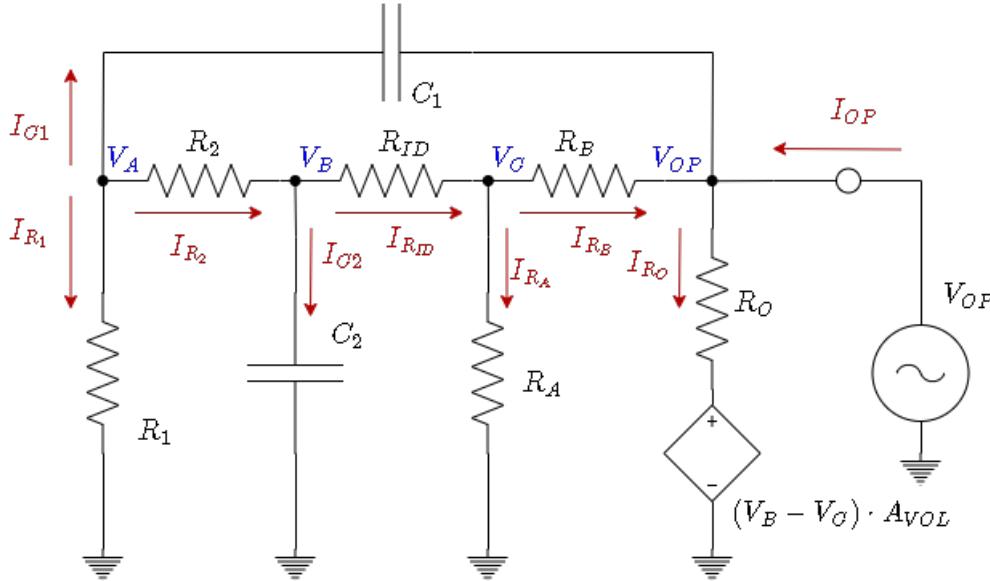


Figura 1.7: Circuito equivalente para impedancia de entrada

Empleando las correspondientes leyes de Kirchhoff se logra llegar a un sistema de ecuaciones del cual se puede despejar la impedancia de salida, no obstante, tal expresión es demasiado extensa, y de su análisis considerando los valores correspondientes al amplificador real usado, no pudo llegarse a una desviación notoria respecto del resultado ideal. Esto se debió a que el TL084 que se utilizó, tiene entrada diferencial con JFET, con lo cual la R_{ID} es tan grande que puede ser despreciada, luego R_o es de aproximadamente 37Ω , además luego la configuración empleada es de seguidor de tensión por lo cual $R_B = 0\Omega$ y $R_A \rightarrow \infty$. Aplicando estas simplificaciones al desarrollo, se obtiene la Ec. 1.22.

$$Z_o(s) = \frac{R_o}{A_{vol} + 1} \cdot \frac{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + s \cdot (R_1 \cdot C_1 + R_1 \cdot C_2 + C_2 \cdot R_2) + 1}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 \cdot \left[1 + \frac{R_o}{R_1 // R_2}\right] + s \cdot \left[C_2 \cdot (R_1 + R_2) + \frac{C_1 \cdot (R_1 + R_2)}{A_{vol} + 1}\right] + 1} \quad (1.22)$$

Es de interés observar que, en primer lugar si se cumple que la ganancia es muy elevada, luego la $Z_o \approx 0$. En segundo lugar, nuevamente el numerador tiene la misma forma que el denominador de la $H(s)$ y con ello las mismas implicancias que lo que se mencionó para la impedancia de entrada.

1.2.5. RESTRICCIONES REALES SOBRE IMPEDANCIAS

El diseño de un filtro mediante la separación del sistema total en sistemas de segundo o primer orden, es en primer lugar algo que se busca para reducir la sensibilidad de los parámetros del filtro frente a los valores de componentes empleados. En este proceso de separación, se busca la interconexión de dichas etapas o celdas para lo cual es necesario que se cumpla como condición que una etapa o celda no cargue a la anterior para poder buscar que el sistema total sea descrito por el producto de las funciones transferencia de las etapas.

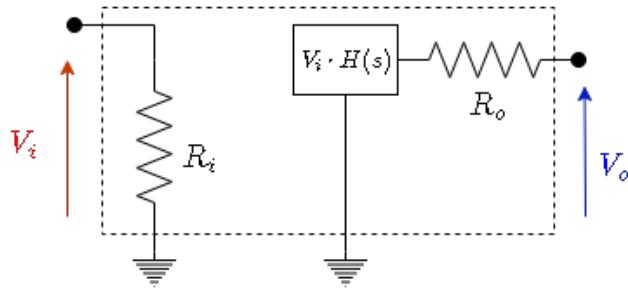


Figura 1.8: Representación de una celda simplificada

En la Fig. 1.8 se puede observar una simplificación del modelo de una celda, donde en particular es de interés contemplar que para esta modelización, la interconexión de dos etapas $H_1(s)$ y $H_2(s)$ implica un término adicional resultante del divisor entre sus resistencias de salida y entrada respectivamente.

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot \frac{R_{i_2}}{R_{i_2} + R_{o_1}} \quad (1.23)$$

Es de gran importancia para garantizar el comportamiento esperado del filtro, que R_{i_2} sea mucho más grande que R_{o_1} , y así lograr establecer que $H(s) \approx H_1(s) \cdot H_2(s)$.

1.2.6. RANGO DINÁMICO

El rango dinámico es una magnitud que se emplea para describir sistemas según su capacidad de operar con altas y pequeñas señales, es decir, se expresa según la relación entre la mayor y menor señal de entrada que se permite. Esta definición suele expresarse en decibeles como se muestra en la Ec. 1.24.

$$R_D = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{max}}{V_{min}}\right) \quad (1.24)$$

En primer lugar, el máximo valor de amplitud de entrada de una celda está limitado por dos aspectos del amplificador operacional, por un lado la máxima pendiente de cambio determinada por una limitación de corriente interna en la etapa de salida de dicho dispositivo, a lo cual se conoce como Slew Rate, y por otro lado la máxima tensión de salida tal que que se produzca una distorsión por salir del rango de operación lineal. Para poder determinar V_{max} es necesario encontrar el mínimo entre estas dos limitaciones, es decir:

$$V_{max} = \min(V_{max_{sat}}, V_{max_{SR}}) \quad (1.25)$$

Para determinar la máxima amplitud por saturación debe tenerse en cuenta cuál es la máxima ganancia de la etapa construida, para ello no sólo hay que contemplar la banda de paso y su ganancia, sino además el factor de calidad del sistema, dado que para casos de suboamortiguamiento se produce una frecuencia con sobreíto que limitará este aspecto. Entonces, derivando el módulo de la respuesta en frecuencia, encontrando el máximo y evaluando, se encuentra que:

$$\omega_{max} = \omega_o \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2 \cdot Q^2}} \quad (1.26)$$

$$|H(j \cdot \omega_{max})| = \frac{K \cdot Q^2}{\sqrt{Q^2 + \frac{1}{2}}} \quad (1.27)$$

Con lo cual a partir de esta expresión es necesario determinar $V_{max_{sat}} = \frac{V_{cc}}{|H_{max}|}$.

Por otro lado, para el caso de la limitación de Slew Rate, es necesario determinar el punto de máxima pendiente de la señal de entrada que se asume senoidal, luego a partir de esta limitación se puede considerar que para la máxima frecuencia de paso está el peor caso, y se puede tener una restricción máxima sobre ello.

$$V_{max_{SR}} = \frac{V_{CC}}{K \cdot 2\pi \cdot f_p} \quad (1.28)$$

Finalmente, para determinar la mínima tensión de entrada de la celda, es necesario tener alguna estimación de la contribución en tal entrada del ruido, dado que lo mínimo de amplitud es aquello a partir de lo cual la señal inyectada se confunde con el ruido. Es válido estimar un valor de piso de ruido para obtener una estimación aproximada que determine el mejor caso de rango dinámico, pues luego en la práctica el ambiente y la interacción con el mismo podrá empeorar las condiciones y afectar al verdadero valor de rango dinámico. Para aquellos casos donde se realiza una conexión en cascada de las etapas, es necesario realizar una propagación de estos valores para determinar el rango dinámico total. Esto implica que, el valor de tensión mínima de la siguiente etapa, estará dada por el piso de ruido de la primera etapa, que puede ser estimado por la contribución en la salida de los elementos resistivos y el amplificador.

1.3. CELDA 1ER ORDEN PASABAJO: ANÁLISIS IDEAL

En el diseño de los filtros, en los casos donde es necesario un orden de transferencia impar, se requiere el uso de celdas de primer orden. Particularmente en este caso se hace uso de un circuito RC simple con un amplificador operacional de seguidor de tensión o buffer para adaptar las impedancias en la conexión en cascada, tal configuración se puede apreciar en la Fig. 1.9.

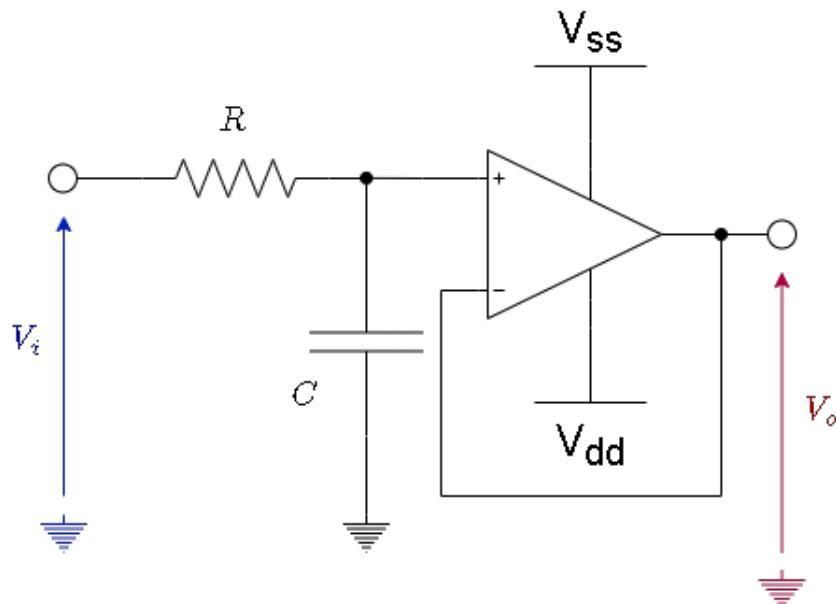


Figura 1.9: Circuito 1er Orden Pasabajos

1.3.1. FUNCIÓN TRANSFERENCIA

Se puede calcular la función de transferencia considerando el amplificador operacional de forma ideal con su configuración de buffer, luego la transferencia se puede reducir a un simple divisor resistivo de tensión, como se muestra en la Ec. 1.29.

$$H(s) = \frac{\frac{1}{s \cdot C}}{R + \frac{1}{s \cdot C}} = \frac{1}{1 + s \cdot C \cdot R} \quad (1.29)$$

Entonces, se puede ajustar sencillamente el circuito para ubicar el polo de primer orden necesario en la frecuencia correspondiente a $\omega_o = \frac{1}{R \cdot C}$.

1.3.2. IMPEDANCIA DE ENTRADA

Asumiendo condiciones de idealidad, como el amplificador operacional tiene una impedancia de entrada tal que $Z_{IN} \rightarrow \infty$, luego la corriente de entrada del mismo es nula con lo cual la impedancia de entrada vista por el generador de información se simplifica a la forma mostrada en Ec. 1.30.

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{s \cdot C} + R = \frac{s \cdot C \cdot R + 1}{s \cdot C} \quad (1.30)$$

La principal conclusión de esto, es que para todo el rango de frecuencias se puede aproximar que la impedancia de entrada mínima es cuando la frecuencia es tal que el capacitor tiene una reactancia nula, por ende la resistencia define el mínimo valor de impedancia del circuito. Ergo, $Z_{in_{min}} = R$. Lo cual deberá ser tenido en cuenta durante la conexión en cascada para poder asegurar que las etapas no se carguen entre sí.

1.4. DISEÑO DE UN FILTRO CON LEGENDRE

Entre las funciones de aproximación disponibles para el diseño de filtros, se pueden utilizar los polinomios de Legendre de los cuales mediante procesos de cálculo se obtienen polinomios asociados que permiten construir una aproximación cuyas beneficios más destacables son la máxima pendiente de cambio en la frecuencia de banda de paso normalizada y una buena estabilidad del mismo.

$$|H(j \cdot \omega_N)|^2 = \frac{1}{1 + \xi^2 \cdot L_n(\omega_N)^2} \quad (1.31)$$

1.4.1. ESPECIFICACIONES Y FUNCIÓN APROXIMACIÓN

Se desea diseñar un filtro pasabajas implementado con una función de Legendre para altas señales que cumpla con las especificaciones ilustradas en la Tabla 1.6.

Orden	5
f_p	27 kHz
A_p	3 dB
$ Z_{IN}(f) $	$\geq 50 k\Omega$

Tabla 1.6: Especificaciones de filtro con aproximación Legendre

A partir de las especificaciones dadas se obtiene el polinomio de Legendre de orden 5, y utilizando las ecuaciones correspondientes se llega a la función aproximación, es decir, la función transferencia normalizada para la frecuencia unitaria que cumple con lo impuesto anteriormente. Luego se realiza una transformación de frecuencia para correr el filtro normalizado a la frecuencia deseada, finalmente se obtiene la función a implementar con sus polos correspondientes, realizando un ajuste para la ganancia unitaria de la banda de paso si fuera necesario. Los siguientes polos de la función aproximación fueron encontrados tomando un margen respecto de la plantilla consignada para conseguir mayor libertad en las desviaciones prácticas por efectos parásitos de componentes.

Polo	Ubicación
Complejo conjugado	$f_o = 28.371 \text{ kHz}$ y $Q = 2.88$
Complejo conjugado	$f_o = 21.313 \text{ kHz}$ y $Q = 0.84$
Simple	$f_o = 15.527 \text{ kHz}$

Tabla 1.7: Polos desnomarlizados de la $H(s)$

1.4.2. DISEÑO DE ETAPAS

Para diseñar este filtro partiendo de los polos obtenidos de la aproximación de Legendre, se los separa en tres etapas. En primer lugar, es necesario tener en cuenta que como la señal de entrada es de amplitud grande según lo especificado, entonces es necesario ordenar la conexión en cascada de las etapas de un menor a un mayor Q, para prevenir que en los sobrepicos de las frecuencias de corte se produzca la saturación de las primeras etapas. Por otro lado, es necesario tener en cuenta que la etapa de entrada debe cumplir con lo consignado para la impedancia de entrada, y entre sí las etapas deben estar correctamente balanceadas para no cargarse entre sí, con lo cual como idealmente la impedancia de salida de los amplificadores es nula, luego basta con tener una impedancia de entrada relativamente grande para garantizar un correcto acoplamiento.

1° ETAPA: Se diseña una etapa de filtro pasabajo con los parámetros $\omega_o = 2\pi \cdot 15.527\text{kHz}$. En primer lugar, como se desea que el filtro en general tenga una impedancia de entrada $\geq 50k\Omega$, entonces esa misma restricción se impone sobre R . Luego iterando sobre valores comerciales se encuentra con menos desviación nominal, donde $R = 100k\Omega$ y $100pF$. Si bien es un valor sensible para realizar mediciones, deberá ser tenido en cuenta a la hora de escoger la punta de medición, y contemplado al momento de observar los resultados siempre y cuando se mida sobre el capacitor.

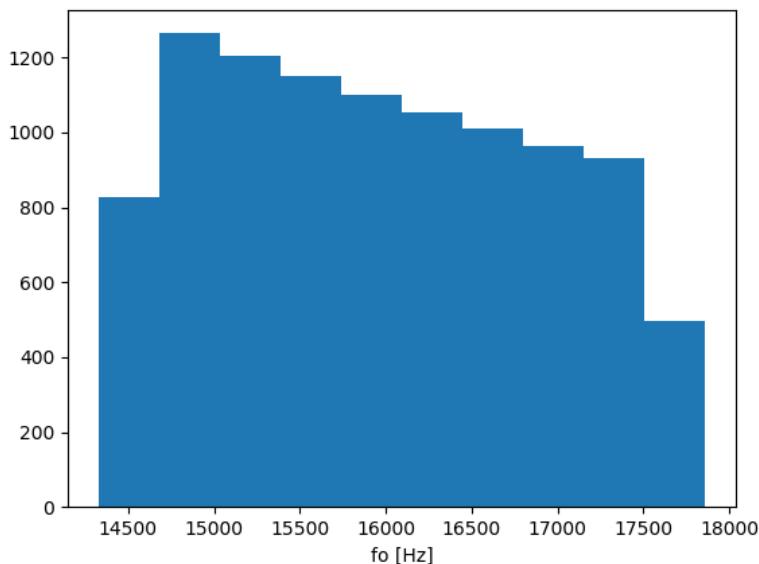


Figura 1.10: Histograma para la primera etapa de Legendre

2° ETAPA: Se diseña una etapa de filtro pasabajo con los parámetros $\omega_o = 2\pi \cdot 21.313\text{kHz}$ y $Q = 0.84$, obteniendo así que se debía utilizar $R_1 = R_2 = 7.5k\Omega + 430\Omega$ y $C_2 = 560pF$ y $C_1 = 1.5nF$.

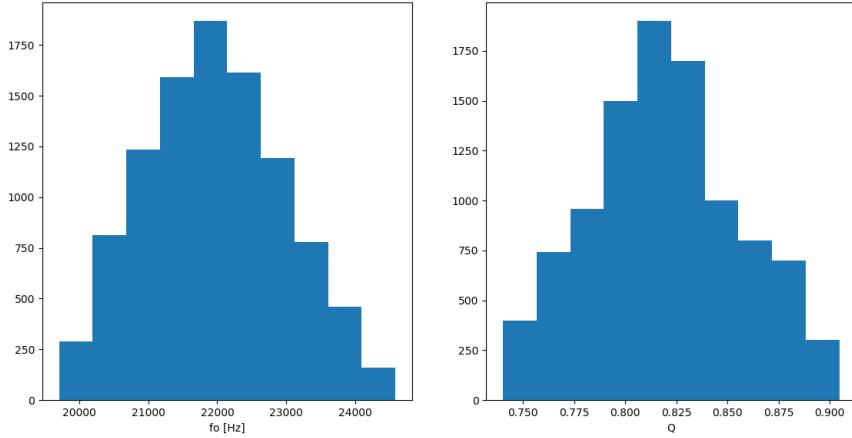


Figura 1.11: Histograma para la segunda etapa de Legendre

3º ETAPA: Se diseña una etapa de filtro pasabajo con los parámetros $\omega_o = 2\pi \cdot 28.371 \text{ kHz}$ y $Q = 2.88$, obteniendo así que se debía utilizar $R_1 = R_2 = 9.1 \text{ k}\Omega + 620\Omega$ y $C_2 = 100 \text{ pF}$ y $C_1 = 3.3 \text{ nF}$.

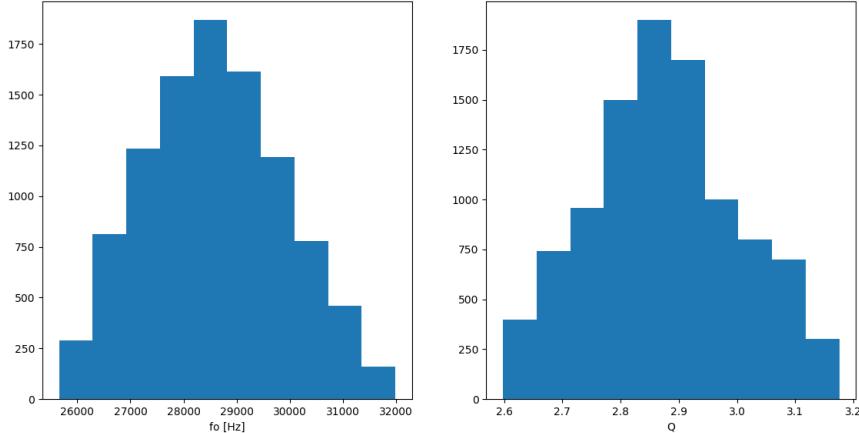


Figura 1.12: Histograma para la tercera etapa de Legendre

Para el diseño de las etapas se utiliza como amplificador operacional TL084 por su alto producto de ganancia y ancho de banda, así como su alto slew rate, para garantizar una mayor región dentro de la cual se puede operar bajo condiciones ideales o asumiendo que lo son.

1.4.3. RANGO DINÁMICO

Empleando el análisis teórico previamente realizado para las celdas, luego en base a las especificaciones y los resultados de las aproximaciones, el valor más grande de factor de calidad del sistema a diseñar es $Q_{max} = 2.88$ con lo cual dado que la ganancia de banda de paso es unitaria, entonces la ganancia máxima está dada sobre el sobrepico que cae en banda de paso para una de las etapas. Por lo tanto, calculando esa ganancia como $G_{max} = 2.796$, luego la amplitud máxima $V_{max} = 4.47V$. Finalmente, si se quisiera realizar de forma correcta la estimación del rango dinámico en el mejor de sus casos, debería calcularse la contribución de un posible ruido de entrada sobre las salidas de cada etapa, no obstante este resultado no es del todo representativo de la realidad, dado que el nivel del ruido varía según múltiples variables del entorno, por tanto se estima un valor

$V_{min} = 10mV$ para obtener simplemente una referencia. Por lo tanto, el $R_D = 53.01dB$, y es una cota superior al rango dinámico que se puede encontrar en la realidad.

1.4.4. SIMULACIÓN Y VERIFICACIÓN

Se realizan las simulaciones del filtro conectado en cascada utilizando las 3 etapas correspondientes, utilizando un análisis de Monte Carlo se puede apreciar que ante las variaciones por tolerancias de los componentes luego se cumple con la plantilla consignada en todo caso. Se puede observar que el orden del filtro es $n = 5$ en función del cambio de 450° en la fase, 90° por cada polo.

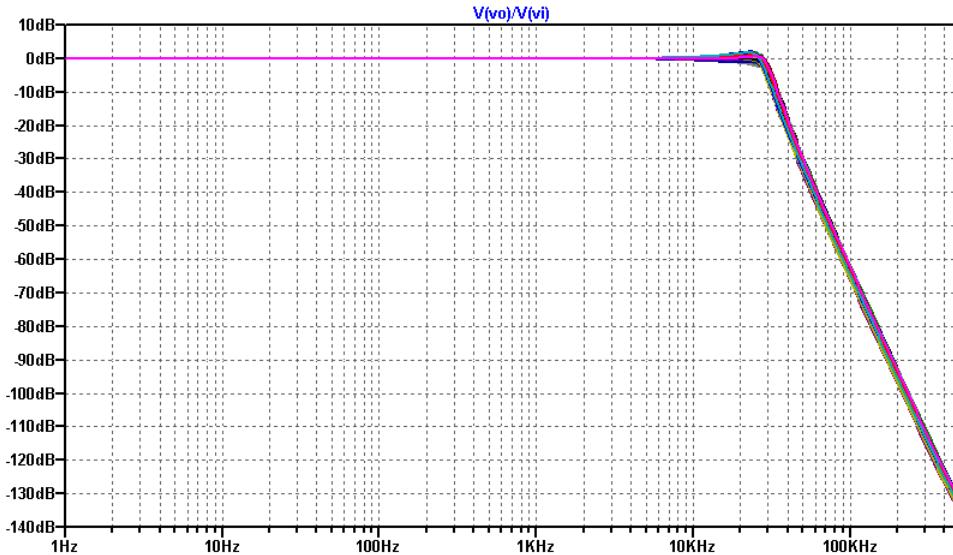


Figura 1.13: Diagrama de bode en módulo simulado

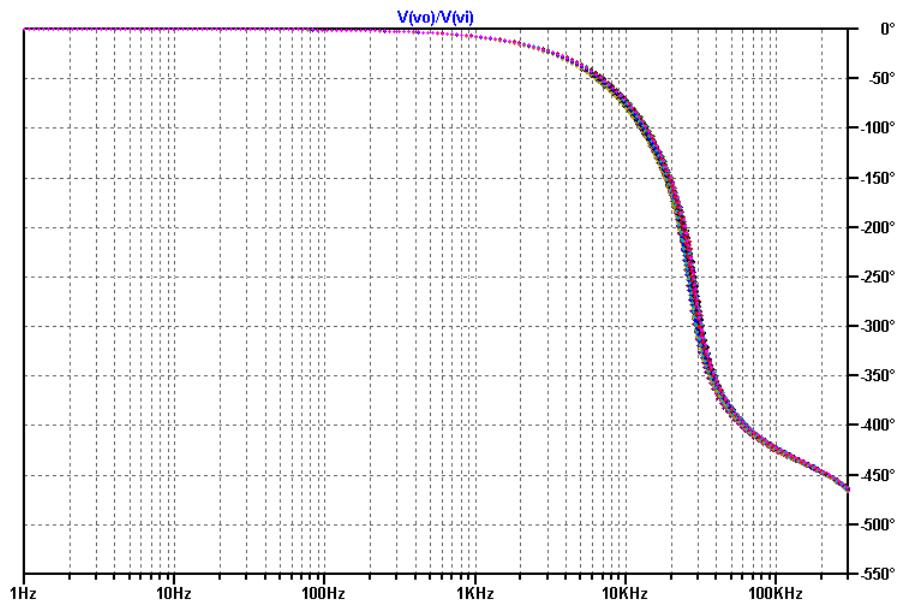


Figura 1.14: Diagrama de bode en fase simulado

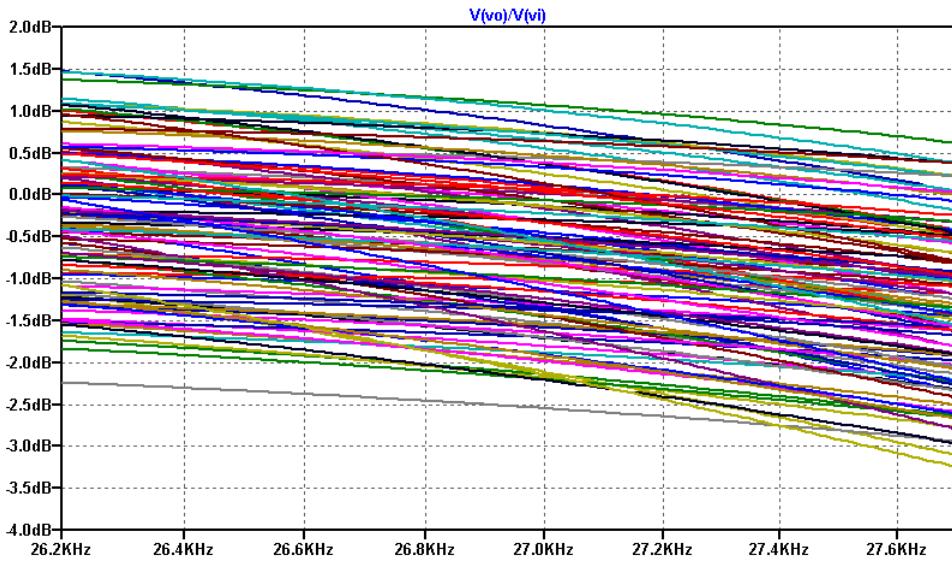


Figura 1.15: Verificación de la frecuencia de polo

1.4.5. RESULTADOS PRÁCTICOS

RESPUESTA EN FRECUENCIA: En las Figs. 1.16 y 1.17 se pueden observar los resultados de la implementación práctica del filtro de Legendre con las celdas Sallen Key. Se realiza la contrastación de los resultados teóricos, prácticos y simulados, acotando el rango de frecuencias en donde se vuelvan apreciables las magnitudes medidas, ya que para mayores frecuencias la señal de salida se encuentra atenuada por debajo del piso de ruido. Se puede observar que para la frecuencia $f_p = 27\text{kHz}$ la caída medida es de -1.73dB .

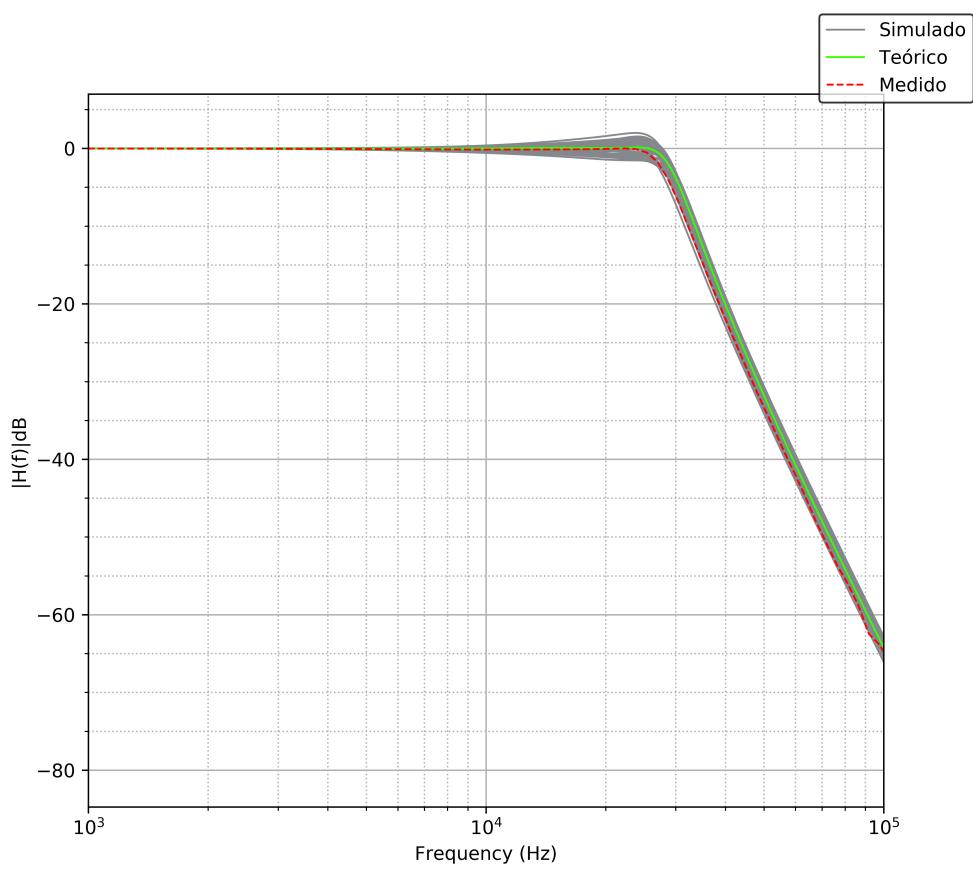


Figura 1.16: Diagrama de bode en módulo

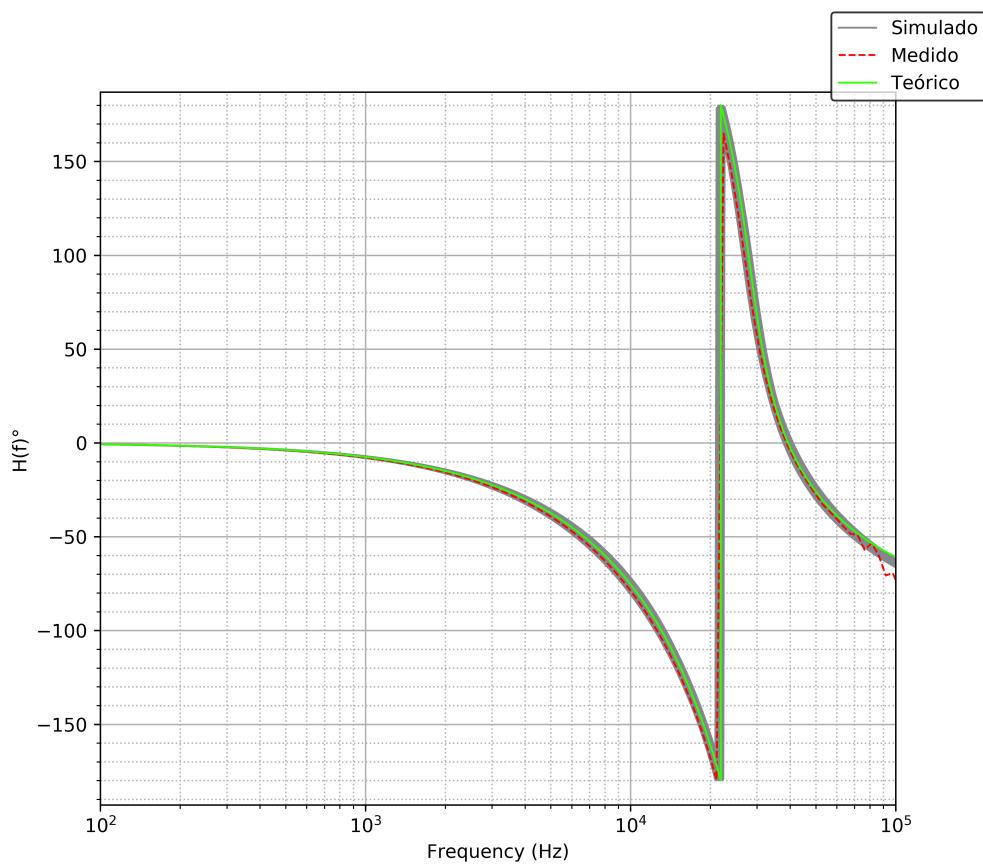


Figura 1.17: Diagrama de bode en fase

IMPEDANCIA DE ENTRADA: En la Fig. 1.18 se puede observar la impedancia de entrada medida para el circuito que implementa el filtro de la aproximación de Legendre. Para menores frecuencias la impedancia era mayor, y para mayores frecuencias la impedancia se mantenía constante en un valor, como se puede observar, $Z_{in} \approx 100k\Omega$.

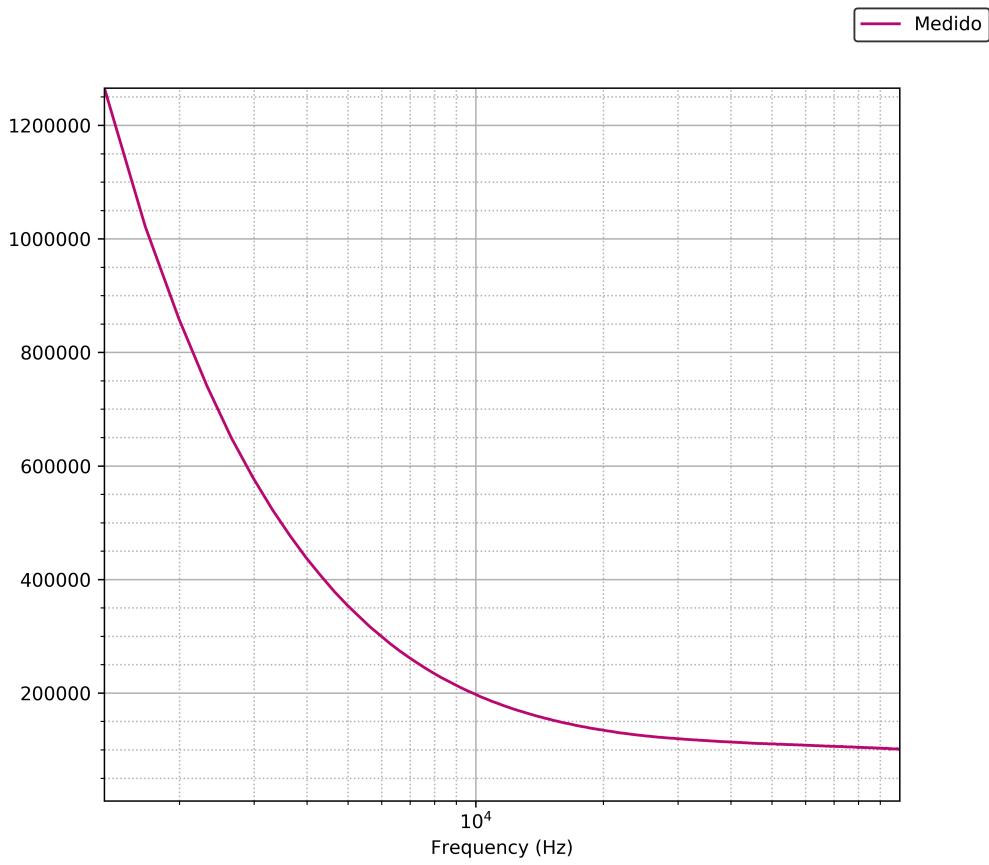


Figura 1.18: Impedancia de entrada medida

1.5. DISEÑO DE UN FILTRO CON BESEL

La función de aproximación de Bessel se obtiene a partir de considerar una función racional como transferencia del sistema, a partir de la cual se realizan aproximaciones sobre la fase de su respuesta en frecuencia buscando conseguir la modulación más lineal posible, de esta forma por propiedades de la transformada de Fourier se puede garantizar que el retardo temporal que sufren las señales que entran al sistema es constante para un rango dado de frecuencias. Esta última es la ventaja principal de la aproximación de Bessel, no obstante, como consecuencia de tal análisis además permite implementar un filtro pasabajos con tales características. Es importante mencionar que Bessel consigue la máxima planicie en el retardo de grupo, pero no existen expresiones cerradas para su cálculo, sino que dado un determinado orden de filtro se puede obtener la función transferencia a partir de un cálculo recursivo, y de ahí es necesario verificar si cumple con las exigencias de las especificaciones del filtro a diseñar.

$$H(s_N) = \frac{B_n(0)}{B_n(s_N)} \quad (1.32)$$

En esta expresión se emplean los polinomios de Bessel obtenidos de la ecuación recursiva de Bessel.

1.5.1. ESPECIFICACIONES Y FUNCIÓN APROXIMACIÓN

Se desea diseñar un filtro pasabajos implementado con una función de Bessel para bajas señales que cumpla con las especificaciones ilustradas en la Tabla 1.8.

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

Tabla 1.8: Especificaciones de filtro con aproximación Bessel

A partir de estas especificaciones se debe iterar el orden de la función de Bessel hasta encontrar la $H(s_N)$ cuya pendiente en banda de transición sea suficiente para cumplir con la plantilla normalizada. Luego, es importante verificar que para dicho orden se cumple la máxima desviación admitida del retardo de grupo, que dicho sea de paso, no tiene restricción alguna en su valor pero sí en su variación porcentual respecto del valor constante esperado.

Finalmente, analizando la función de Bessel para cumplir con la plantilla de pasabajos y la máxima desviación del retardo de grupo, tomando cierto margen para evitar error por tolerancia de componentes, se elige una función de orden $n = 6$.

Polo	Ubicación
Complejo conjugado	$f_o = 1275.48\text{Hz}$ y $Q = 1.02$
Complejo conjugado	$f_o = 1131.14\text{Hz}$ y $Q = 0.61$
Complejo conjugado	$f_o = 1074.05\text{Hz}$ y $Q = 0.51$

Tabla 1.9: Polos desnomarlizados de la $H(s)$

1.5.2. DISEÑO DE ETAPAS

Para el diseño de este filtro se divide la función transferencia en tres diferentes etapas de segundo orden, donde se asume que se cumple la condición necesaria para la conexión en cascada, esto es, que no se carguen las etapas entre sí en función de que sus impedancias de entrada son lo suficientemente grandes para lograr este objetivo. Por otro lado, se impone como restricción que la impedancia de entrada del circuito total sea $Z_{IN}(f) \geq 50k\Omega$, para esto último se puede considerar la aproximación obtenida en el análisis ideal, o suponiendo como peor caso considerar que para frecuencias muy grandes la impedancia más chica depende directamente de las resistencia en la entrada, con lo cual eso determinará el límite inferior en la selección de sus valores. Finalmente, este filtro es para señales bajas con lo cual se ordenan los filtros de forma tal que se encuentren ordenados de menor a mayor atenuación para evitar bajar la señal a los niveles del ruido.

1º etapa: Se diseña un filtro de segundo orden pasabajos con requisitos $f_0 = 1074.05\text{Hz}$ y $Q = 0.51$, empleando la celda Sallen-Key se llega a los valores $R_1 = R_2 = 120k\Omega + 1k\Omega$, $C_1 = 1.2nF$ y $C_2 = 1.2nF$

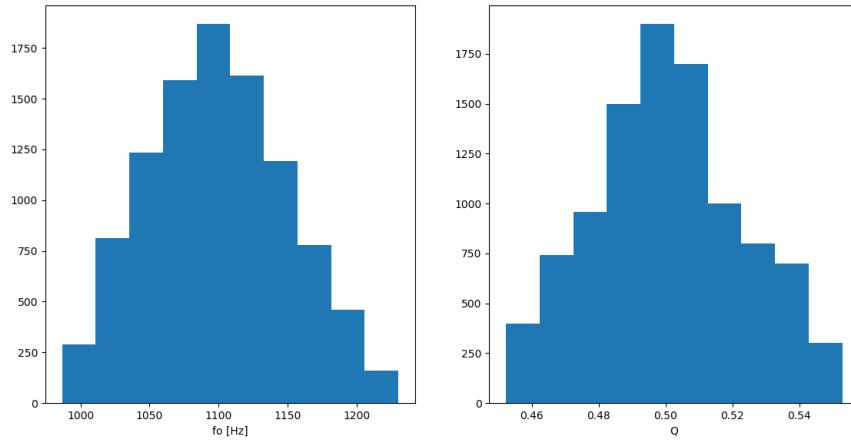


Figura 1.19: Histograma para la primer etapa de Bessel

2º etapa: Se diseña un filtro de segundo orden pasabajos con requisitos $f_0 = 1131.14\text{Hz}$ y $Q = 0.61$, empleando la celda Sallen-Key se llega a los valores $R_1 = R_2 = 75k\Omega + 1k8\Omega$, $C_1 = 2.2nF$ y $C_2 = 1.5nF$

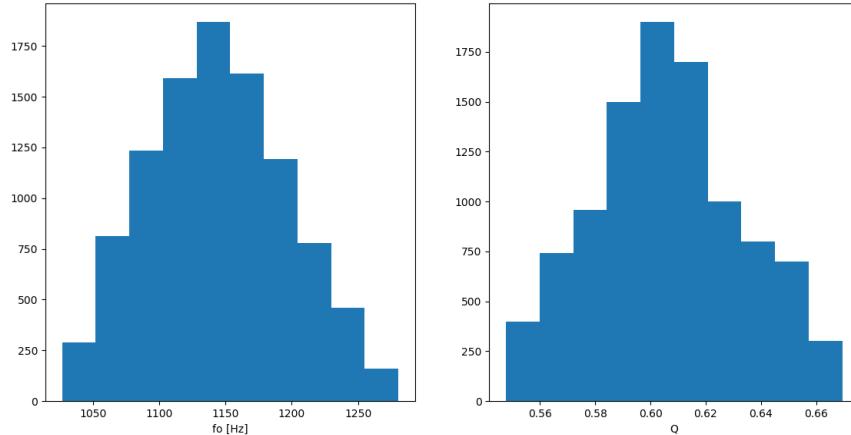


Figura 1.20: Histograma para la segunda etapa de Bessel

3º etapa: Se diseña un filtro de segundo orden pasabajos con requisitos $f_0 = 1275.48\text{Hz}$ y $Q = 1.02$, empleando la celda Sallen-Key se llega a los valores $R_1 = R_2 = 22k\Omega + 680\Omega$, $C_1 = 12nF$ y $C_2 = 2.7nF$.

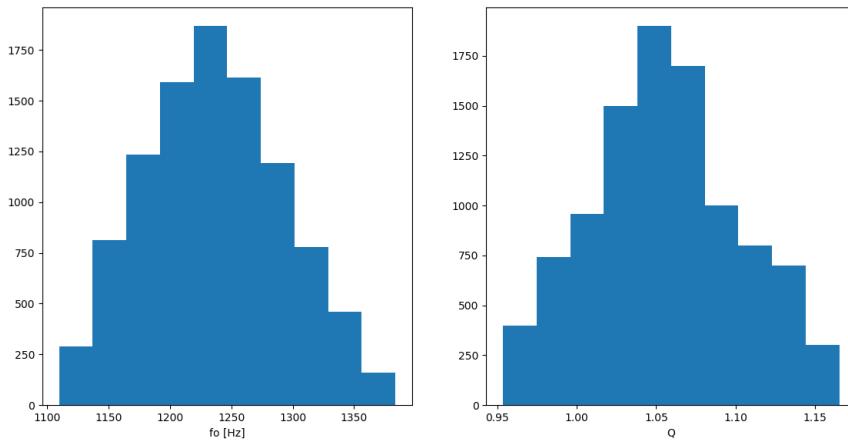


Figura 1.21: Histograma para la tercera etapa de Bessel

Al igual que para el filtro de Legendre, para maximizar el ancho de banda del circuito se emplea el operacional disponible con mayor producto de ganancia y ancho de banda, que además disponga de 4 operacionales y una gran impedancia de entrada, este es el TL084.

1.5.3. RANGO DINÁMICO

Siguiendo el proceso de cálculo presentado anteriormente de forma teórica y en el filtro de Legendre, y dado que ninguno de los factores de calidad denota en las etapas algún sobrepico sobre la banda de paso, luego considerando la ganancia de banda de paso unitaria, se establece el rango dinámico como $R_D = 61.93dB$.

1.5.4. SIMULACIÓN Y VERIFICACIÓN

Se realizan las simulaciones utilizando un análisis de Monte Carlo para contemplar las variaciones respecto de los valores nominales de los componentes por sus tolerancias, se puede observar en la fase que el sistema es de sexto orden dado el cambio de fase correspondiente.

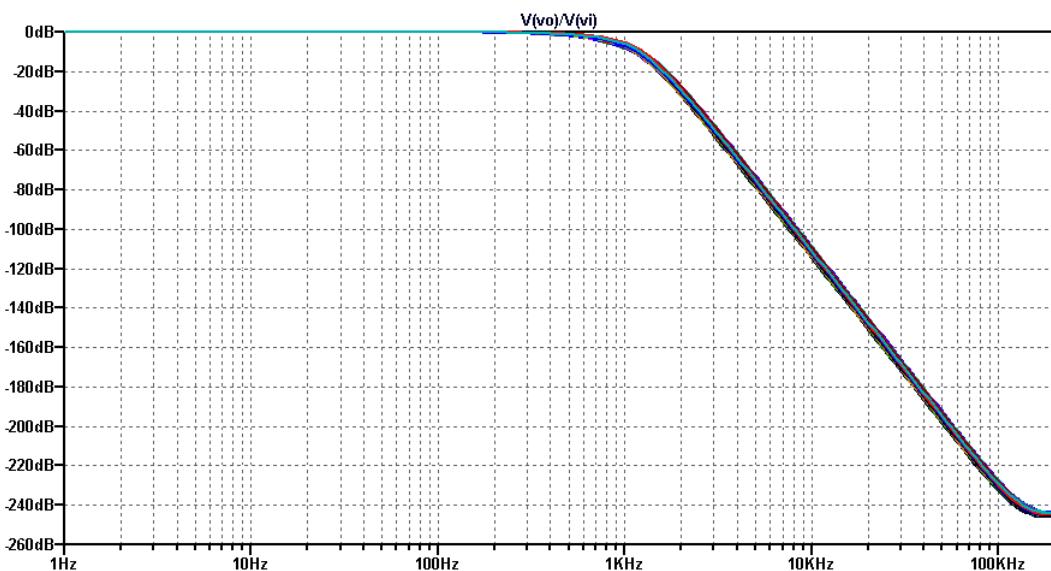


Figura 1.22: Verificación de la frecuencia de rechazo

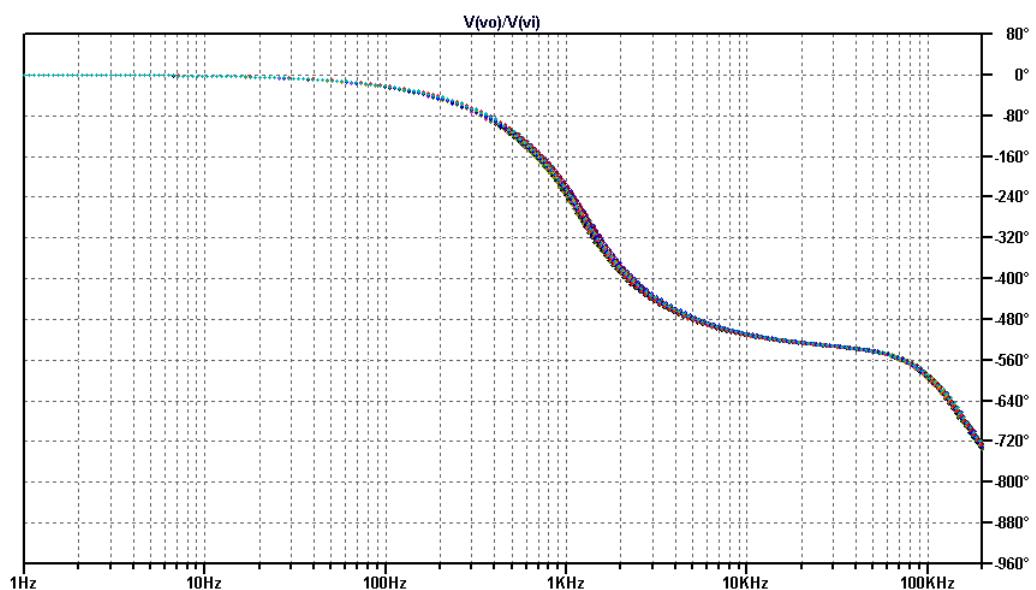


Figura 1.23: Verificación de la frecuencia de rechazo

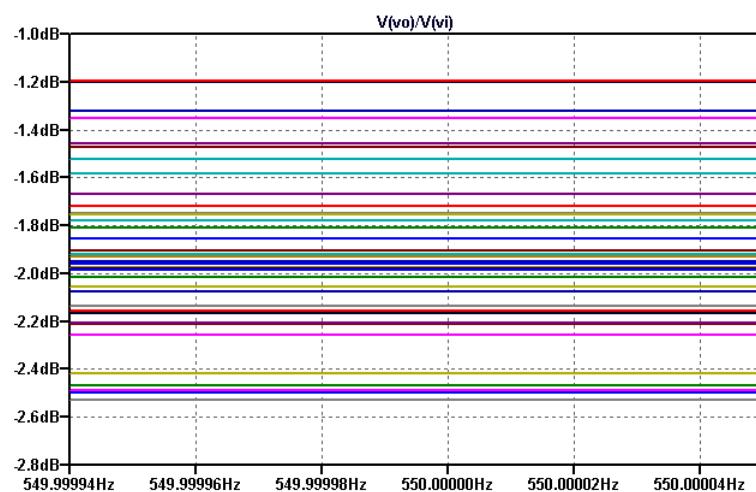


Figura 1.24: Verificación de la frecuencia de paso

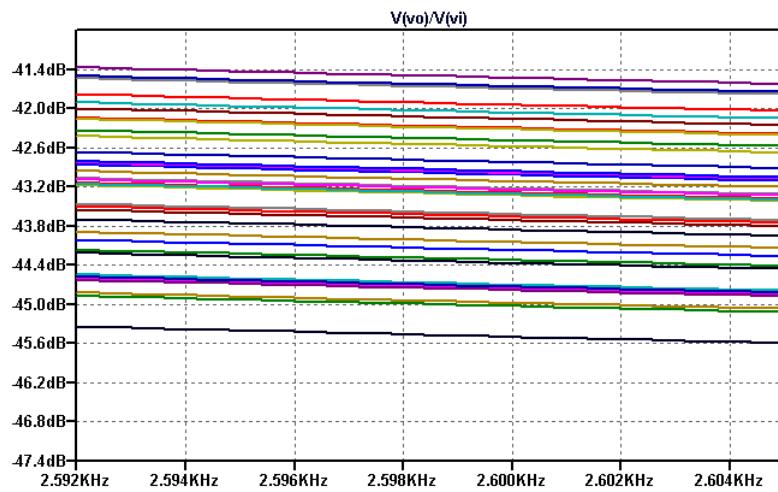


Figura 1.25: Verificación de la frecuencia de rechazo

1.5.5. RESULTADOS PRÁCTICOS

RESPUESTA EN FRECUENCIA: En las Figs. 1.26 y 1.27 se pueden observar los resultados contrastados entre la teoría, la práctica y lo simulado, donde el rango de frecuencia se restringe dado que para mayores frecuencias la atenuación provocaba que la salida se encontrase por debajo del piso del ruido. Se puede observar que para $f_p = 550\text{Hz}$ la caída medida es de -2.1dB y para $f_a = 2600\text{Hz}$ la caída medida es de -44.4dB .

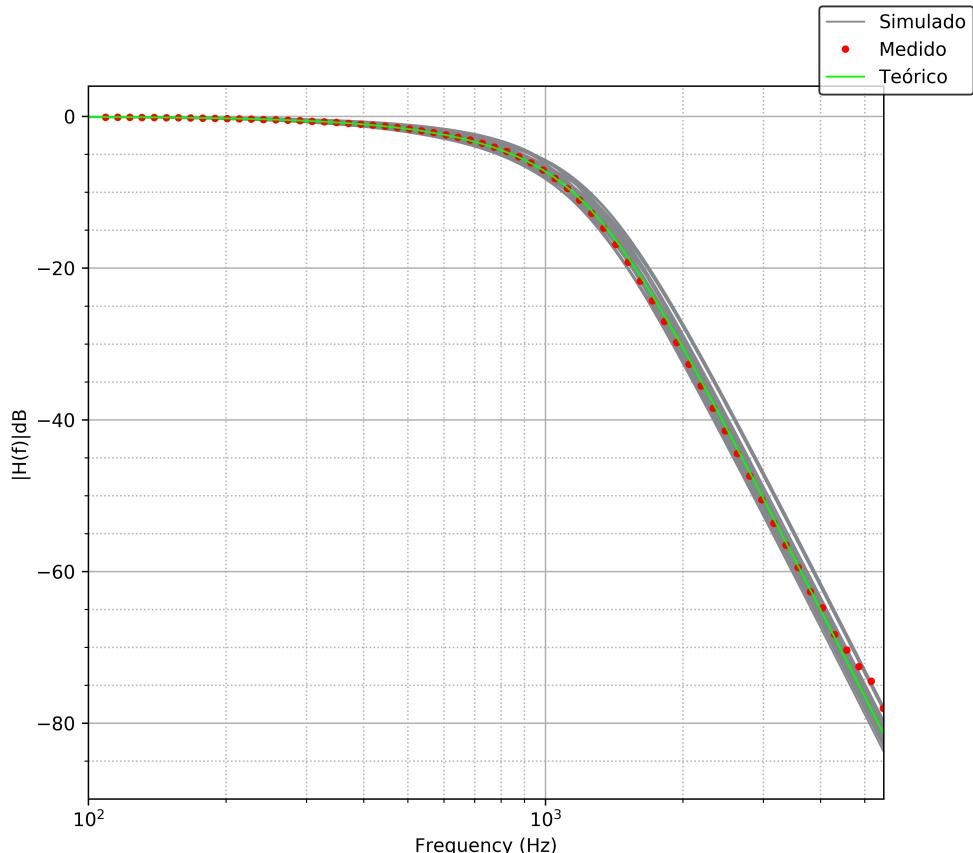


Figura 1.26: Diagrama de bode en módulo

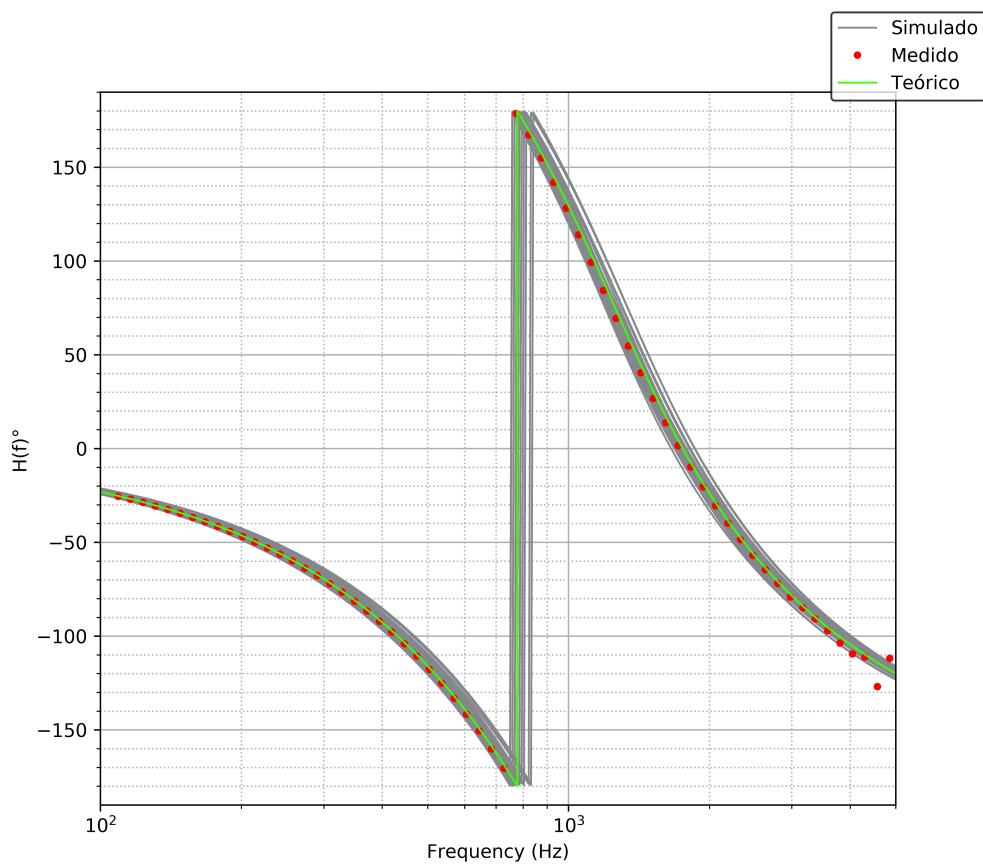


Figura 1.27: Diagrama de bode en fase

IMPEDANCIA DE ENTRADA: En la Fig. 1.28 se puede observar la impedancia de entrada del circuito, donde para menores frecuencias el valor era mayor, mientras que para mayores frecuencias se mantenía casi constante, siempre por encima del valor mínimo que puede observarse como $Z_{in} = 127k\Omega$.

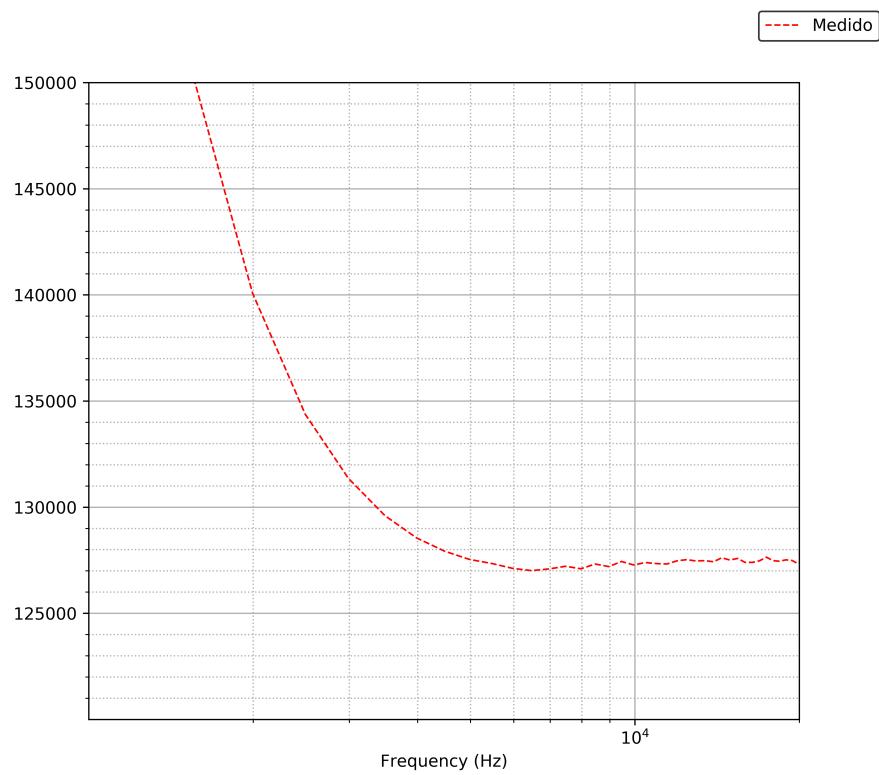


Figura 1.28: Impedancia de entrada medida

RETARDO DE GRUPO: En la Fig. 1.29 se puede observar el retardo de grupo del filtro, contrastando tanto los resultados medidos como teóricos de la aproximación. Es importante observar para la frecuencia $f_p = 550\text{Hz}$, efectivamente la desviación es menor al 5% tal cual fue consignado..

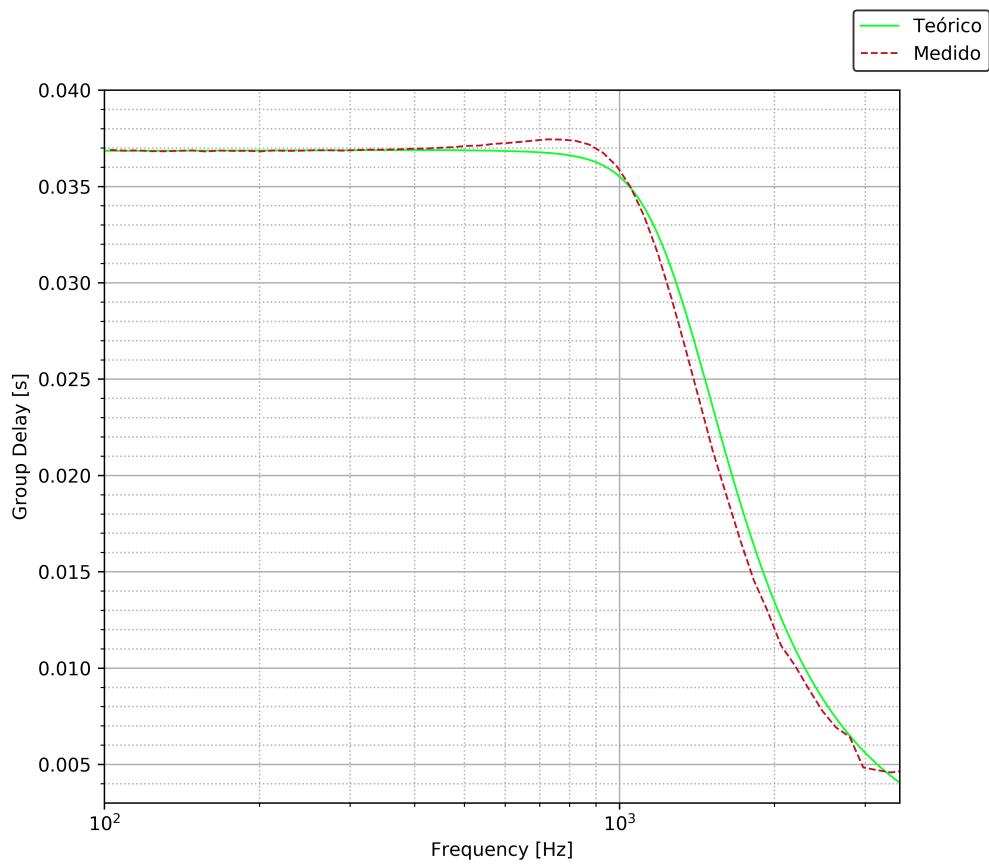


Figura 1.29: Retardo de grupo de Bessel

1.6. DISEÑO DE PCB

En la práctica se reutilizó el mismo diseño de PCB para ambos filtros, empleando una configuración de entrada Sallen Key, que sin conectar el capacitor de la realimentación se convierte en un filtro de primer orden RC con buffer, lo necesario para el caso de Legendre. Se pueden visualizar los resultados de PCB en la Fig. 1.30.

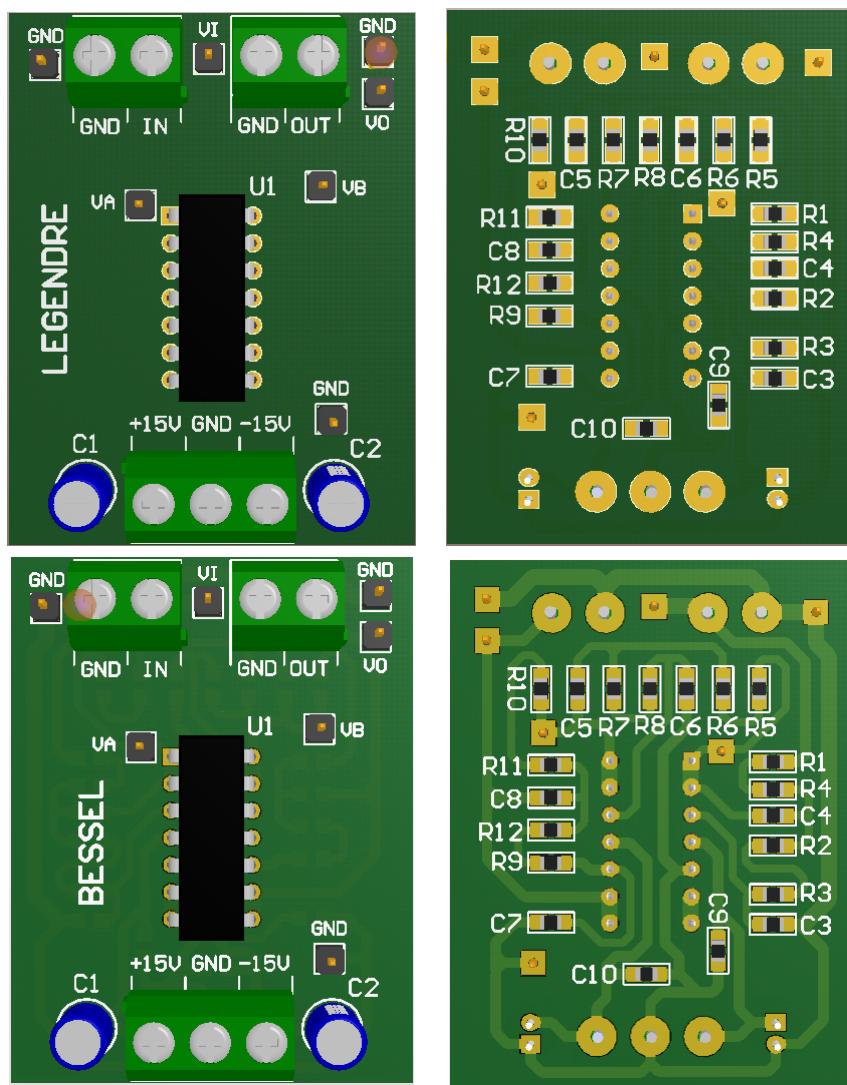


Figura 1.30: Diseños de PCB en Altium Designer

1.7. CONCLUSIONES

Las celdas de Sallen Key son útiles para implementar funciones de aproximación de segundo orden con muy baja sensibilidad, garantizando que ante plantillas un poco más restrictivas, las variaciones prácticas sean casi imperceptibles, sin necesidad de mayor ajuste que la definición de los componentes a tolerancias del 1% o al 10% según el caso. Por otro lado, está limitada a trabajar con valores bajos de factor de calidad, evitando utilizar mucha ganancia para no inestabilizar al sistema. En conclusión, se recomienda el uso de esta celdas para aquellas etapas de bajo factor de calidad y ganancia moderada siempre que sea posible.

2. CELDA RAUCH (DELIYANNIS - FRIEND MODIFICADA)

En esta sección se detalla el proceso de diseño e implementación de un filtro pasabanda que cumple con las características detalladas en la Tabla 2.1. Se utiliza para encontrar una transferencia que cumpla con la plantilla, la aproximación de Chebyshev, y para la implementación del circuito, la celda Rauch de baja señal.

Parámetros de diseño	
Pendiente de pasabajos normalizado	-40dB/dec
f_p	36KHz
B	1/10
A_p	3dB
$ Z_{in}(f) $	$\geq 50K\Omega$
Filtro	Pasa-Banda

Tabla 2.1: Parámetros de diseño para el filtro a implementar

2.1. CELDA A UTILIZAR Y JUSTIFICACIÓN

Se presenta en la Figura 2.1 la celda pasabanda Rauch simple, que es la utilizada generalmente en el diseño de filtros con dicha celda.

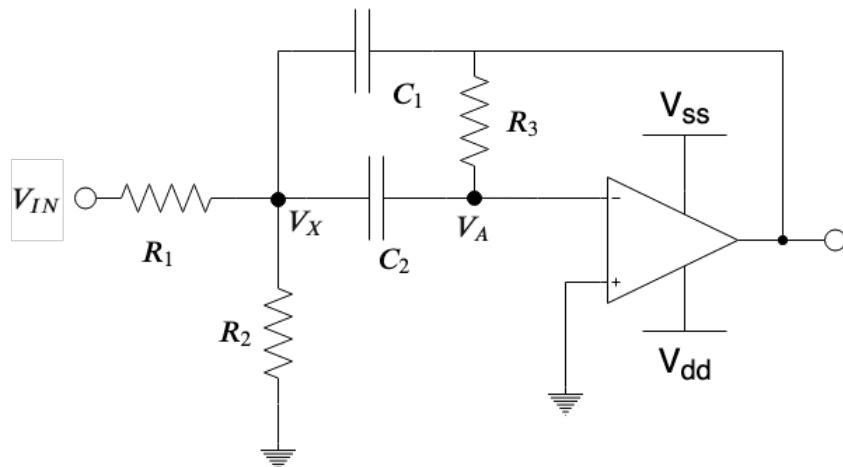


Figura 2.1: Celda Rauch simple

Sin embargo, se observa que uno de los requisitos que debe cumplir el filtro es que $B = \frac{1}{Q} = 10$. Este valor de Q hace que, las relaciones entre las resistencias R1 y R2 sea muy dispar, puesto que los valores de estas resistencias son inversamente proporcionales, respectivamente, a este valor.

En base a lo tratado en la bibliografía utilizada ¹ se decide utilizar la versión mejorada de esta celda. Las resistencias conservan la misma relación con el factor de calidad del circuito. La diferencia se encuentra en que se hace más pequeño este valor, pero aplicando una pequeña realimentación positiva al amplificador operacional se logra mantener el factor de calidad deseado cambiando los valores de las resistencias en dicha realimentación. Es de suma importancia remarcar que, al agregar estas resistencias en la realimentación, se reduce considerablemente el error debido al A_{vol} del amplificador, en la frecuencia de corte y en el factor de calidad. Se hace un análisis con mayor profundidad de esta característica en las siguientes secciones.

Se presenta en la Figura 2.2 el circuito que se propone y el que se utiliza en las siguientes secciones para realizar el análisis. Es

¹Rolf Schaumann, Mac van Valkenburg, Design of analog filters (Oxford University Press 2001)

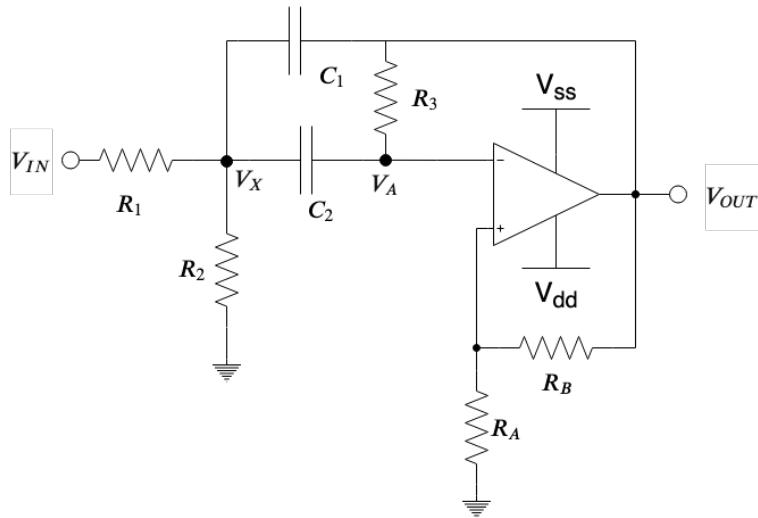


Figura 2.2: Celda Rauch mejorada

2.2. CELDA RAUCH PASABANDA: ANÁLISIS IDEAL

En esta sección se considera al amplificador de la celda como ideal, es decir impedancia de entrada Z_{IN} infinita, impedancia de salida Z_{OUT} nula, y A_{vol} infinito e invariante con la frecuencia.

Este análisis permite obtener una primera aproximación al funcionamiento de la celda con una precisión correcta. Además de la transferencia ideal, se analiza a continuación las características de diseño propuestas, las sensibilidades, la impedancia de entrada y salida del sistema y finalmente el rango dinámico.

2.2.1. TRANSFERENCIA Y CARACTERÍSTICAS

Se parte del sistema de ecuaciones 2.1

$$\begin{cases} VA = \frac{V_{out} RA}{RB+RA} \\ (Vx - VA) sC2 + \frac{Vx}{R2} + (Vx - Vout) sC1 = \frac{V_{in} - Vx}{R1} \\ (Vx - VA) sC2 = (VA - Vout) R3 \end{cases} \quad (2.1)$$

Se obtienen entonces las características del sistema mostradas en 2.2

$$H(s) = -\frac{C2 R2 s (RB + RA)}{C1 C2 R1 R2 RB s^2 + (C1 R1 R2 R3 RB + C2 R1 R2 R3 RB - C2 R1 RA - C2 R2 RA) s + R1 R3 RB + R2 R3 RB}$$

$$\omega_0^2 = \frac{R3 (R1 + R2)}{C1 C2 R1 R2}$$

$$Q = \frac{C1 C2 R1 R2 RB \omega_0}{C1 R1 R2 R3 RB + C2 R1 R2 R3 RB - C2 R1 RA - C2 R2 RA} \quad (2.2)$$

2.2.2. CARACTERÍSTICAS DE DISEÑO

Al diseñar un filtro de varias etapas se distribuyen polos y ceros de la transferencia deseada entre dichas etapas. Para esto existen algunos métodos de elección de valores que cumplen con los requerimientos y que se obtenga una mejor sensibilidad en los componentes. Un ejemplo es el diseño por componentes iguales o el diseño por componentes proporcionales, ambos tratados en profundidad en el punto anterior.

Sin embargo, y siguiendo con el diseño propuesto en la bibliografía¹, se propone una mezcla de ambos métodos. Se muestra en la Figura 2.3

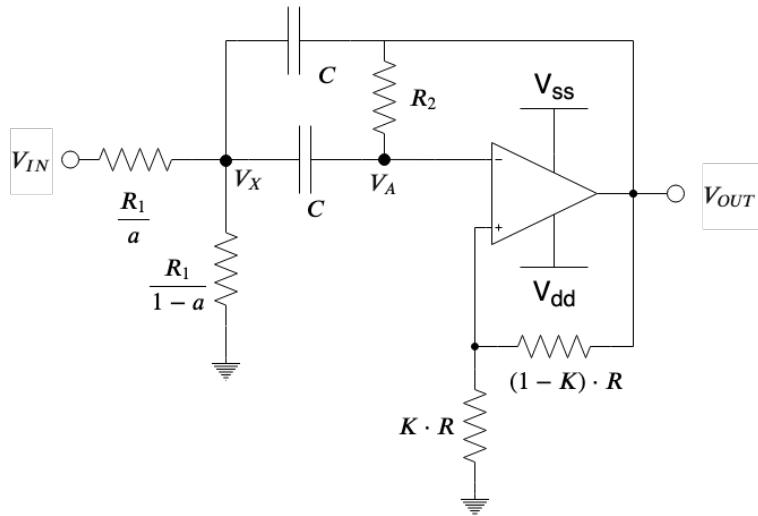


Figura 2.3: Criterio de diseño propuesto

Al utilizar esta estrategia se logran minimizar las sensibilidades de ω_0 y Q. Además aparecen parámetros que relacionan a componentes, lo que facilita la selección de valores para los mismos, ya que al fijar el valor para uno de ellos, el resto se obtienen a partir de la relación. Es posible entonces expresar tanto la transferencia de la celda como ω_0 y Q como se muestra en 2.3

$$\begin{aligned}
 H(s) &= -\frac{1}{1-K} \cdot \frac{\frac{a \cdot s}{R1 \cdot C}}{s^2 + \frac{2}{R2 \cdot C} \cdot \left(1 + \frac{K}{K-1} \cdot \frac{R2}{2 \cdot R1}\right) \cdot s + \frac{1}{C^2 \cdot R1 \cdot R2}} \\
 \omega_0^2 &= \frac{1}{C^2 \cdot R1 \cdot R2} \\
 Q &= \frac{R2 \cdot C \cdot \omega_0}{2 \cdot \left(1 + \frac{K}{K-1} \cdot \frac{R2}{2 \cdot R1}\right)} \\
 H_P &= -\frac{1}{1-K} \cdot \frac{\frac{a}{R1 \cdot C}}{\frac{2}{R2 \cdot C} \cdot \left(1 + \frac{K}{K-1} \cdot \frac{R2}{2 \cdot R1}\right)}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Se puede observar que, debido a la menor cantidad de variables y longitud de las expresiones obtenidas, es posible extraer conclusiones a partir de ellas de una manera más sencilla.

2.2.3. IMPEDANCIA DE ENTRADA

Se presenta a continuación el cálculo de impedancia de entrada bajo la suposición de idealidad.

Cabe recalcar que el cálculo de la impedancia de entrada y de salida es de suma importancia para el diseño de filtros compuestos por varias etapas. Esto es debido a que al conectarlos en cascada, se espera que la transferencia del sistema sea el producto de las etapas que lo componen. Para lograrlo, es necesario que la impedancia de salida de una etapa sea mucho menor que la impedancia de entrada de la etapa siguiente. Se logra entonces, que las etapas no se carguen mutuamente y que las transferencias no se vean afectadas.

Se parte del sistema de ecuaciones 2.8.

$$\begin{cases} Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} \\ I_{IN} = \frac{V_{IN} - V_X}{\frac{R1}{a}} \end{cases} \tag{2.4}$$

Se puede observar en 2.9 la expresión obtenida para la impedancia de entrada.

$$Z_{IN}(s) = R1 \cdot \frac{C^2 R1 R2 \cdot (K-1) \cdot s^2 + 2CR1 \left(K + \frac{KR2}{2R1} - 1\right) \cdot s + (K+1)}{C^2 R1 R2 \cdot (K-1) \cdot s^2 + 2CR1 \left(\frac{R2}{2R1} \cdot K \cdot (1-a) + (1-a) + (K-1)\right) \cdot s + K \cdot (1-a) + a - 1} \tag{2.5}$$

A partir de la expresión de la impedancia de entrada es posible observar la dependencia directa del valor de la impedancia de entrada, con el valor elegido para el parámetro R1. Es de suma importancia realizar correctamente

la elección de este valor para garantizar que la impedancia de entrada de las etapas sea lo más alta posible y así asegurar un correcto desacople entre estas.

Si bien se realizó un análisis para encontrar los mínimos de la impedancia de entrada para obtener un parámetro adicional al momento de realizar la selección de los componentes, las expresiones genéricas no permiten extraer conclusiones debido a su complejidad. Se decide por lo tanto no incluirlo en este trabajo.

2.2.4. IMPEDANCIA DE SALIDA

En el caso del análisis ideal el cálculo de la impedancia de salida es trivial. Al ser la salida del sistema, la salida de un amplificador operacional con realimentación negativa, la haber una variación en la salida, el sistema evoluciona para mantener la salida constante. Por lo tanto, se obtiene la conclusión de que en el caso ideal la impedancia de salida debe ser necesariamente 0.

2.2.5. SENSIBILIDADES

En el siguiente análisis se emplea la definición de sensibilidades relativas para cada una de las magnitudes o parámetros característicos de la función transferencia. Esto es, calcular $S_x^y = \frac{x_0}{y(x_0)} \cdot \frac{\delta y}{\delta x}$. Si bien se define el circuito con parámetros relacionales que facilitan su diseño, es importante calcular las sensibilidades respecto a todos los componentes del circuito. En el caso se K , se mantiene en el circuito pues los valores de las resistencias no aportan información relevante al comportamiento del circuito, sino que solamente es de interés la relación entre ellas, y en base a eso se hace el estudio de sensibilidades. Se presenta en la Figura 2.4 el circuito utilizado para relizar el cálculo de las sensibilidades. La expresiones de las que se parte para realizar los cálculos no se agregan al informe pues no aportan información adicional ya que coinciden con las halladas anteriormente, simplemente que con un grado de complejidad menor. En pocas palabras, es posible utilizar convenientemente las ecuaciones halladas anteriormente.

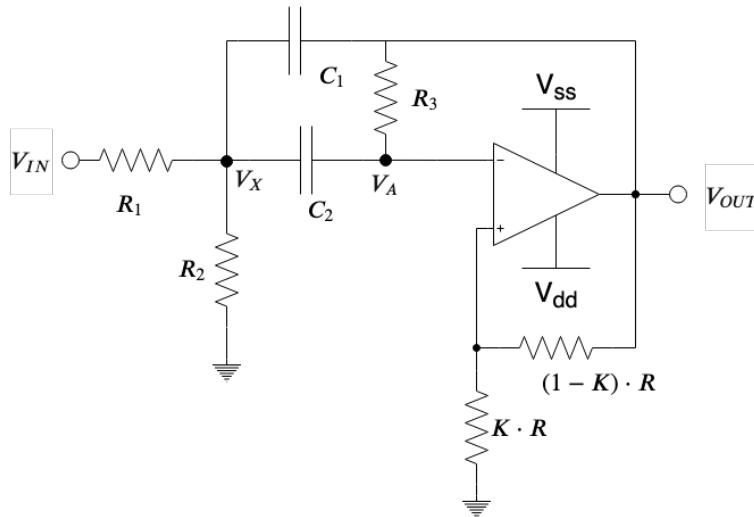


Figura 2.4: Celda Rauch utilizada para el cálculo de sensibilidades

Se muestran en las Tablas 2.2 y 2.3 las sensibilidades obtenidas.

Componente	$S_X^{\omega_0}$	$S_X^{H_P}$
R_1	$-\frac{R_3}{2.0R_1+2.0R_3}$	$-\frac{(C1KR3+CKR2C2+C2KR3-C1R3-C2R3R1)}{C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3}$
R_2	-0.5	$\frac{R_1}{C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3}$
R_3	$-\frac{R_1}{2.0R_1+2.0R_3}$	$\frac{R_1}{C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3}$
C_1	-0.5	$-\frac{(C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3)}{C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3}$
C_2	-0.5	$-\frac{(C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3)}{C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3}$
K	0	$-\frac{2KR_1R_2(R_1+R_2)}{2R_1R_2(K-1)+KR_3(R_1+R_2)}$

Tabla 2.2: Tabla de sensibilidades de ω_0 y de la ganancia en la banda pasante

Componente	S_X^Q
R_1	$1/2 \frac{R_3(KR2C1R1-C1KR1R3+KR2C1R3-C2KR1R3+C1R1R3+C2R1R3)}{(KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3-C2R1R3)(R_1+R_3)}$
R_2	$-1/2 \frac{KR2C1R1-C1KR1R3+KR2C1R3-C2KR1R3+C1R1R3+C2R1R3}{(KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3-C2R1R3)}$
R_3	$1/2 \frac{R_1(KR2C1R1-C1KR1R3+KR2C1R3-C2KR1R3+C1R1R3+C2R1R3)}{(KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3-C2R1R3)(R_1+R_3)}$
C_1	$1/2 \frac{KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3-C2R1R3}{(KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3+C2R1R3)}$
C_2	$-1/2 \frac{KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3-C2R1R3}{(KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3+C2R1R3)}$
K	$\frac{R_3(R_1+R_2)}{(K-1)(R_1((K-1)2R_2+KR_3)+KR_2R_3)}$

Tabla 2.3: Tabla de sensibilidades de Q

2.3. CELDA RAUCH PASABANDA: ANÁLISIS REAL

En esta sección se repite el análisis realizado anteriormente pero sin la consideración de A_{vol} infinito e invariante con la frecuencia. En este caso, se considera A_{vol} finito y, además, su respectiva variación con la frecuencia en concordancia con el polo dominante.

2.3.1. TRANFERENCIA Y CARACTERÍSTICAS

En este caso, para hallar la transferencia, se parte del sistema de ecuaciones 2.6.

$$\begin{cases} VA = \frac{VoutRA}{RB+RA} \\ (Vx - VA) sC2 + \frac{Vx}{R2} + (Vx - Vout) sC1 = \frac{Vin - Vx}{RI} \\ (Vx - VA) sC2 = (VA - Vout) R3 \end{cases} \quad (2.6)$$

De este sistema, y luego de operar sobre el resultado obtenido, se llega a la expresión de la transferencia mostrada en 2.7.

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{s \cdot \alpha}{CR1\alpha} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{2}{CR2\alpha} \cdot \left(\alpha + \frac{R2(A_{vol}-1)}{2A_{vol}R1} \right) \cdot s + \frac{1}{C^2R1R2}} \\ \omega_0^2 &= \frac{1}{C^2 \cdot R1 \cdot R2} \\ Q &= \frac{\omega_0}{\frac{2}{CR2\alpha} \cdot \left(\alpha + \frac{R2(A_{vol}-1)}{2A_{vol}R1} \right)} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Donde se define la variable auxiliar α como $\alpha = K - 1 - \frac{1}{A_{vol}}$. De la expresión de la transferencia es posible obtener conclusiones de interés. La primera de ellas, y la menos relevante, es que al hacer tender A_{vol} a ∞ se obtiene nuevamente la expresión hallada en la Sección 2.2, en donde se asume idealidad.

Se puede observar además que la frecuencia de resonancia ω_0 no sufre ninguna variación, es decir que este parámetro del sistema es independiente de A_{vol} . Esto indica que, al intercambiar en el circuito un amplificador operacional por otro distintivo, la frecuencia de resonancia no debe cambiar. Por último, el valor de Q se ve afectado por la presencia del A_{vol} por ello es necesario tener en cuenta su sensibilidad a variaciones de este parámetro para tener en cuenta durante los procesos de ajuste.

Cabe aclarar que, en este caso y para no complejizar la escritura de las ecuaciones, no se reemplaza A_{vol} por su equivalente al tener en cuenta el polo dominante. Sin embargo, en secciones siguientes se realizan gráficos de, entre otras cosas, la transferencia. Para esos casos se reemplaza $A_{vol} = \frac{A_o}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$, donde ω_p es la frecuencia a la que se encuentra el polo dominante y A_o la ganancia a lazo abierto del amplificador operacional.

2.3.2. IMPEDANCIA DE ENTRADA

Se parte del sistema de ecuaciones 2.8.

$$\begin{cases} Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} \\ I_{IN} = \frac{\frac{V_{IN}-V_X}{R_1}}{a} \end{cases} \quad (2.8)$$

Se puede observar en 2.9 la expresión obtenida para la impedancia de entrada.

$$Z_{IN}(s) = \frac{((AvolC^2KR1R2 - AvolC^2R1R2 - C^2R1R2)s^2 + (2AvolCKR1 + AvolCKR2 - 2AvolCR1 - 2CR1 - CR2)s + AvolK - Avol - 1)R1}{((AvolC^2KR1R2 - AvolC^2R1R2 - C^2R1R2)s^2 + (-AvolCKR2a + 2AvolCKR1 + AvolCKR2 - 2AvolCR1 + CR2a - 2CR1 - CR2)s - AvolKa + AvolK + Avola - Avol + a - 1)a} \quad (2.9)$$

Si bien ahora la expresión depende de A_{vol} , se observan las mismas características señaladas en el análisis para el caso ideal.

2.4. DISEÑO DEL FILTRO CON CHEBYSHEV

Para obtener una función trasferencia que cumpla con una plantilla, es posible utilizar la aproximación de Chebyshev cuyas fórmulas características se muestran en 2.11.

$$\begin{aligned} |H(s)|^2 &= \frac{1}{1 + \epsilon^2 \cdot T_n^2(\omega_N)} \\ \epsilon &= \sqrt{10^{\frac{dB}{dec}} - 1} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Donde $T_n(\omega)$ son los polinomios de Chebyshev.

2.4.1. PLANTILLA Y TRANSFERENCIA

Partiendo de la tabla de especificaciones 2.1 y teniendo en cuenta las propiedades mostradas en ?? se puede obtener una plantilla que permite obtener la transferencia por medio de esta aproximación

$$\begin{aligned} f_0^2 &= f_P^+ \cdot f_P^- \\ B &= \frac{\Delta f}{f_0} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Y, al ser una especificación la pendiente de la atenuación normalizada, se fija un orden del filtro, en este caso el orden es 2 por ser $40 \frac{dB}{dec}$, por lo que la atenuación en la banda atenuada y la frecuencia a la que comienza esta, quedan fijas por diseño. En base a lo mencionada anteriormente se muestra en la Tabla 2.4 la plantilla utilizada para realizar la aproximación.

Parámetros de diseño	
Orden normalizado(n)	2
Orden del filtro	4
f_p^+	34.2KHz
f_p^-	37.8KHz
A_p	1dB

Tabla 2.4: Plantilla del filtro

Se obtiene entonces la transferencia que se observa en 2.12.

$$H(s) = \frac{1.68 \times 10^9 s^2}{s^4 + 53.66 \times 10^3 s^3 + 103.77 \times 10^9 s^2 + 2.74 \times 10^{15} s + 2.6 \times 10^{21}} \quad (2.12)$$

A partir de esta transferencia es posible observar los polos y los ceros que debe tener el filtro. Se muestra dicho gráfico en la figura 2.5

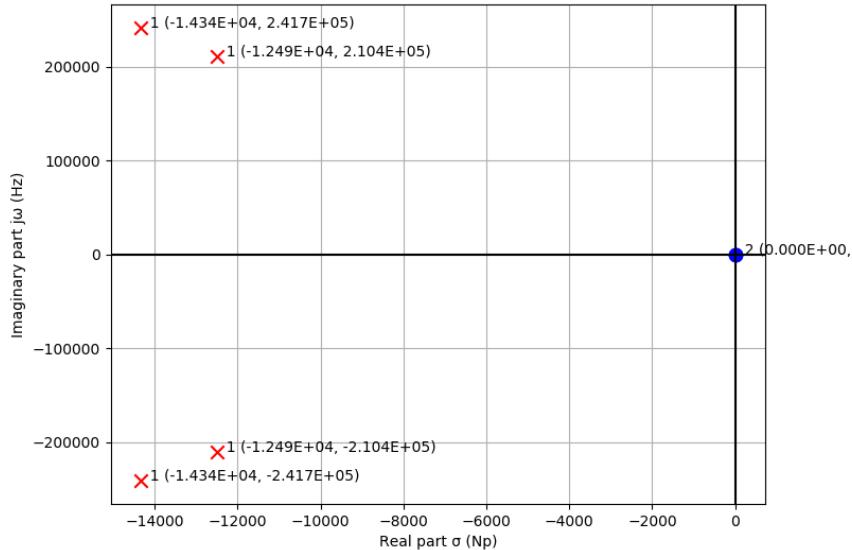


Figura 2.5: Polos y ceros de la transferencia

Se pueden observar los diagramas de atenuación y fase de la transferencia en la Figura 2.6.

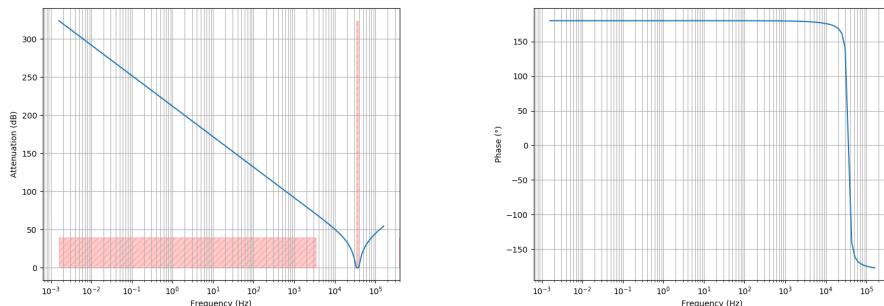


Figura 2.6: Diagramas de atenuación y fase de la transferencia

Sin embargo, debido a que la celda a implementar tiene una transferencia que es de segundo orden, es necesario separar la transferencia obtenida en 2 transferencias de menor orden. De esta forma es posible calcular los componentes que se requieren para cada etapa. Este análisis, junto con las respectivas simulaciones, es tratado en las siguientes secciones

Al separar la transferencia en 2 etapas de segundo orden se obtiene el resultado que se observa en 2.13

$$H(s) = 1.68 \times 10^9 \cdot \frac{s}{s^2 + 28.68 \times 10^3 s + 58.61 \times 10^9} \cdot \frac{s}{s^2 + 24.98 \times 10^3 s + 44.44 \times 10^9} \quad (2.13)$$

2.4.2. 1º ETAPA

Como se debe hacer un filtro para bajas señales, se prioriza que la primera etapa tenga mayor ganancia que la segunda. Sin embargo también se debe tener en cuenta que, de preferencia, la segunda etapa no debe atenuar y

además debe poder realizarse la etapa con componentes de valores razonables. Con esas consideraciones, se diseña la etapa para que cumpla con la transferencia que se muestra en 2.15

$$H(s) = \frac{42 \times 10^3 \cdot s}{s^2 + 24.98 \times 10^3 s + 44.44 \times 10^9} \quad (2.14)$$

En base a las expresiones para los componentes mostradas en el análisis, y en las características que se obtienen de la transferencia que se observan en la Tabla 2.5, se obtienen para esta etapa los valores de componentes mostrados en la Tabla 2.6

Primera etapa	
H_P (Veces)	1.681
Q	8.44
ω_0 (rad/s)	2.11×10^5

Tabla 2.5: Características de la primera etapa

Valores de componentes	
R1/a	$85.56K\Omega$
R1/(1-a)	5075Ω
R2	$43.12K\Omega$
$K \cdot R$	$1.54K\Omega$
$(1 - K) \cdot R$	$8.46K\Omega$
C	330pF

Tabla 2.6: Valores de componentes para la primera etapa

Se muestra en la Figura 2.7 un histograma donde se puede observar la variación de la frecuencia a la que se encuentran los polos del sistema con respecto a la variación debida a la tolerancia de los componentes.

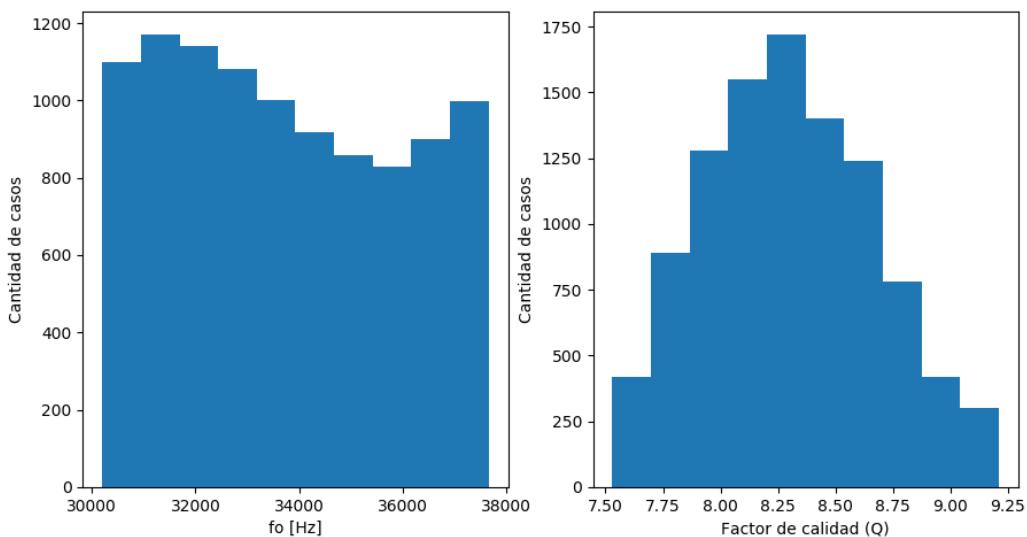


Figura 2.7: Histograma de la primera etapa

Por último se muestra en la Figura 2.10 una comparación entre los resultados obtenidos en LTSpice por medio del análisis Monte Carlo y la curva teórica de la transferencia esperada.

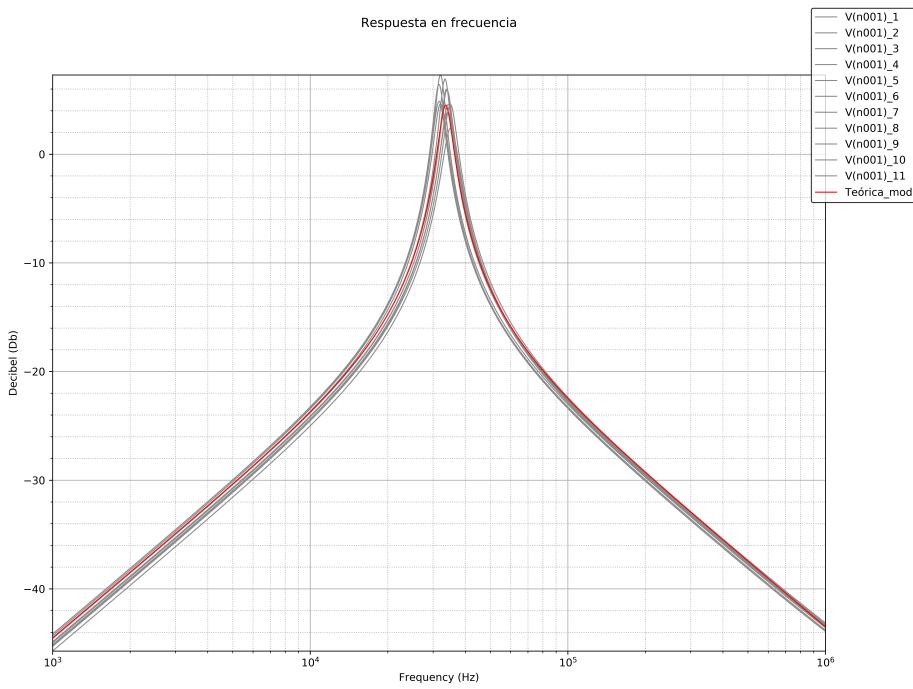


Figura 2.8: Comparación con simulaciones de la primera etapa

2.4.3. 2º ETAPA

Se diseña la etapa para que cumpla con la transferencia que se muestra en ??

$$H(s) = \frac{39.9 \times 10^3 \cdot s}{s^2 + 28.68 \times 10^3 s + 58.61 \times 10^9} \quad (2.15)$$

En base a las expresiones para los componentes mostradas en el análisis, y en las características que se obtienen de la transferencia que se observan en la Tabla 2.7, se obtienen para esta etapa los valores de componentes mostrados en la Tabla 2.8

Segunda etapa	
H_P (Veces)	1.391
Q	8.44
ω_0 (rad/s)	2.42×10^5

Tabla 2.7: Características de la segunda etapa

Valores de componentes	
R1/a	$63.68 K\Omega$
R1/(1-a)	3070Ω
R2	$26.36 K\Omega$
$K \cdot R$	$1.54 K\Omega$
$(1 - K) \cdot R$	$8.46 K\Omega$
C	$470 pF$

Tabla 2.8: Valores de componentes para la segunda etapa

Se muestra en la Figura 2.9 un histograma donde se puede observar la variación de la frecuencia a la que se encuentran los polos del sistema con respecto a la variación debida a la tolerancia de los componentes.

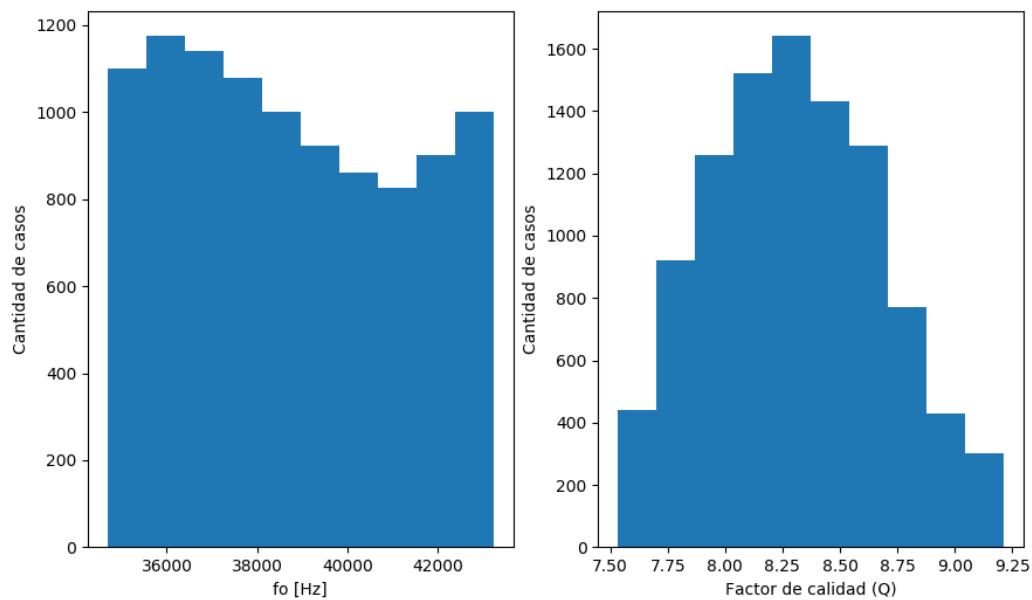


Figura 2.9: Histograma de la segunda etapa

Por último se muestra en la Figura 2.10 una comparación entre los resultados obtenidos en LTSpice por medio del análisis Monte Carlo y la curva teórica de la transferencia esperada.

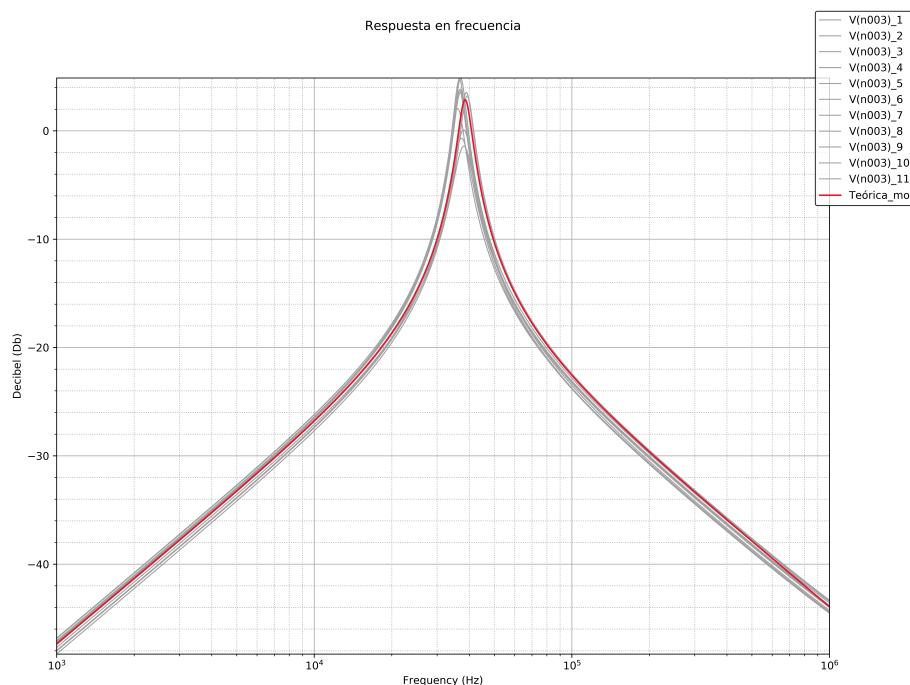


Figura 2.10: Comparación con simulaciones de la segunda etapa

2.4.4. SIMULACIONES EN CASCADA

Se realizan simulaciones Monte Carlo en LTSpice de las 2 etapas anteriores conectadas en cascada para verificar que tanto la transferencia cumpla con la plantilla, como que la impedancia de entrada se mantenga en los rango especificados, al menos en las simulaciones.

Se muestra en las Figuras 2.11 y 2.12 las simulaciones de módulo y fase de la respuesta en frecuencia del circuito.

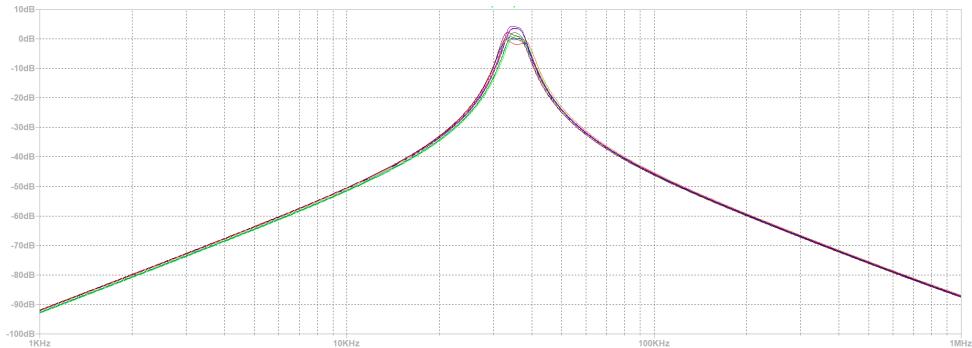


Figura 2.11: Simulación del módulo de la transferencia del filtro

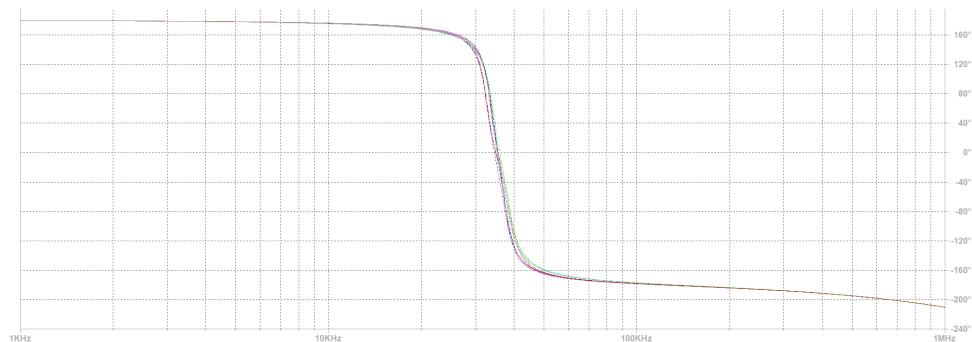


Figura 2.12: Simulación del fase de la transferencia del filtro

Se muestra en la Figura 2.13 un aumento sobre la banda de paso, con el fin de verificar que se cumple la plantilla en ese rango de frecuencias.

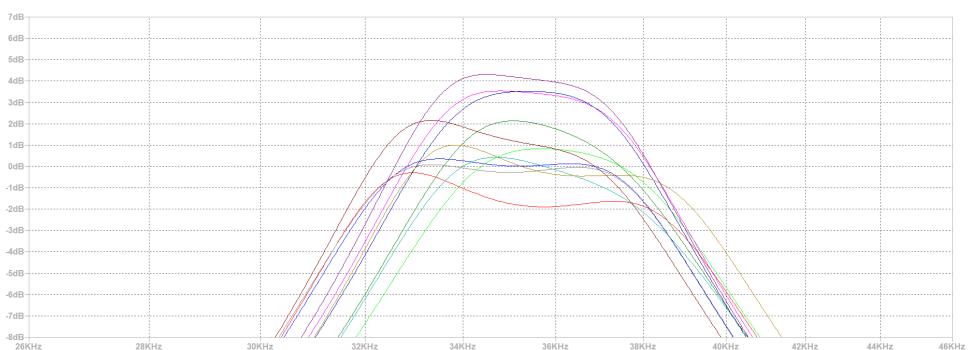


Figura 2.13: Verificación de plantilla en la banda de paso

Puede observarse que, en todos los casos se ve una frecuencia de corte de aproximadamente 36KHz, donde la atenuación al alejarse una decada de esa frecuencia es mayor a 40dB, que son parámetro de diseño, y que en la banda pasante, la atenuación nunca supera los 3dB. Sin embargo se observa que para algunos casos, la ganancia en la banda pasante es superior a 0dB. Este efecto no es deseado, pero en la mayoría de los casos la ganancia no

superá los 3dB(2veces) con lo que se supone este efecto de carácter despreciable y no se realizan correcciones sobre este ni en las simulaciones ni en el diseño físico del circuito.

Se puede observar además, la simulación de la impedancia de entrada del filtro en la Figura 2.14

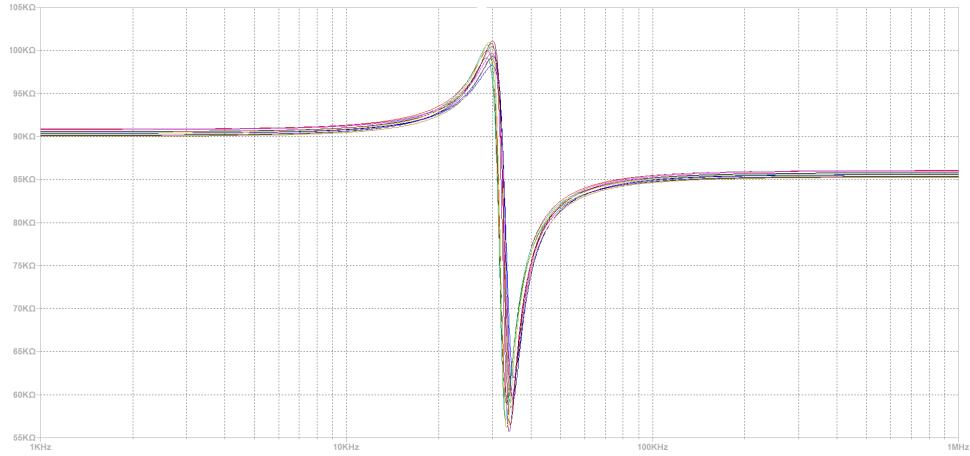


Figura 2.14: Simulación de la impedancia de entrada del sistema

2.4.5. MEDICIONES Y COMPARACIONES

En esta sección se presenta la comparación entre las curvas teóricas, simuladas y medidas de el módulo de la transferencia de las 2 etapas pasabanda por separado(Figuras 2.15 y 2.16), el módulo y la fase de la transferencia del filtro completo(Figura 2.17) y la impedancia de entrada del filtro completo (Figura 2.18).

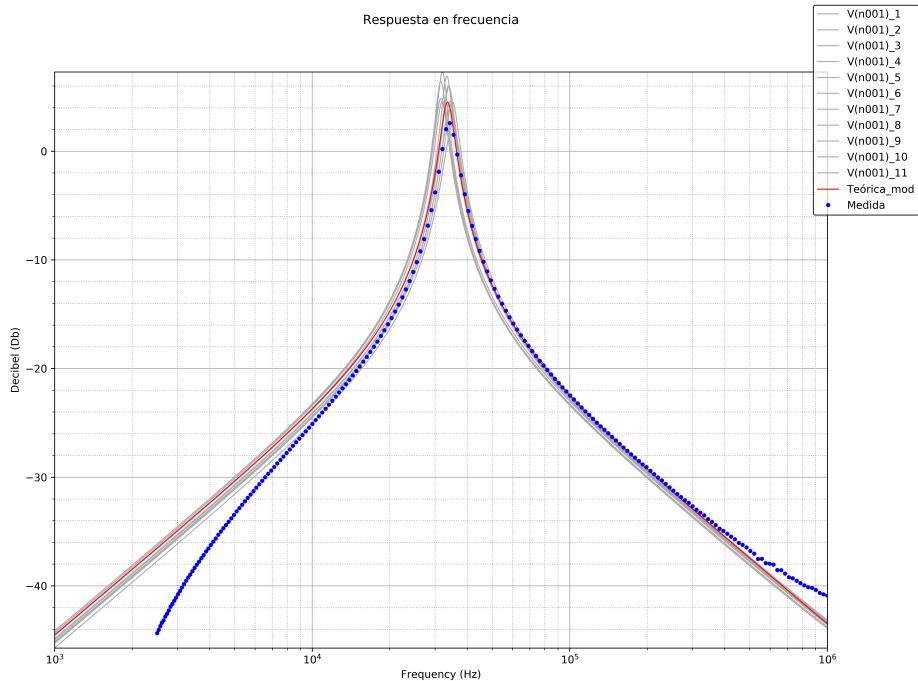


Figura 2.15: Comparación de curvas para la primera etapa

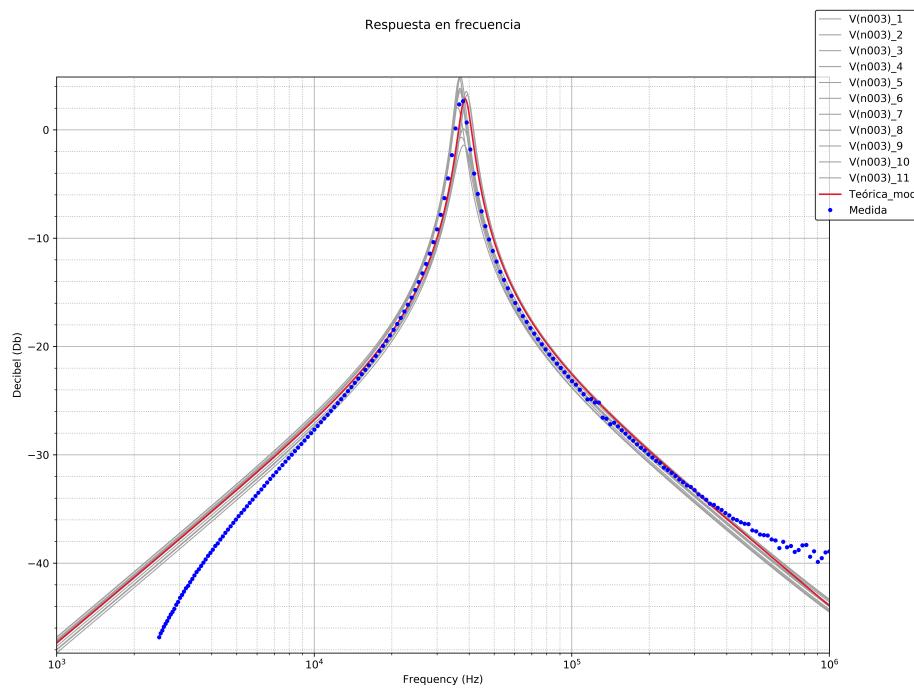


Figura 2.16: Comparación de curvas para la segunda etapa

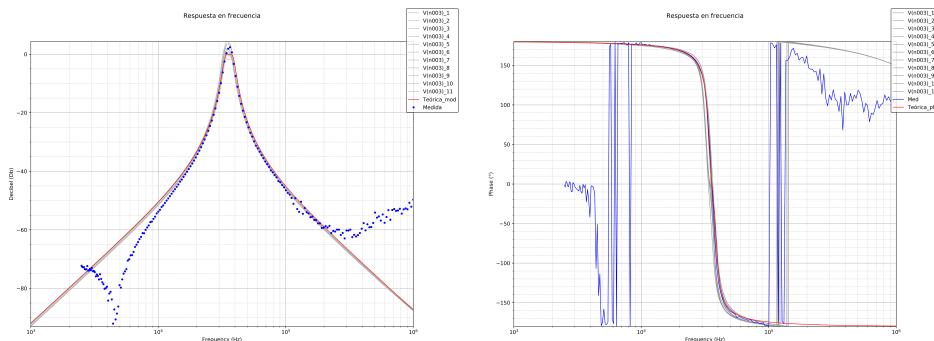


Figura 2.17: Diagrams de módulo y fase de la transferencia de todo el filtro

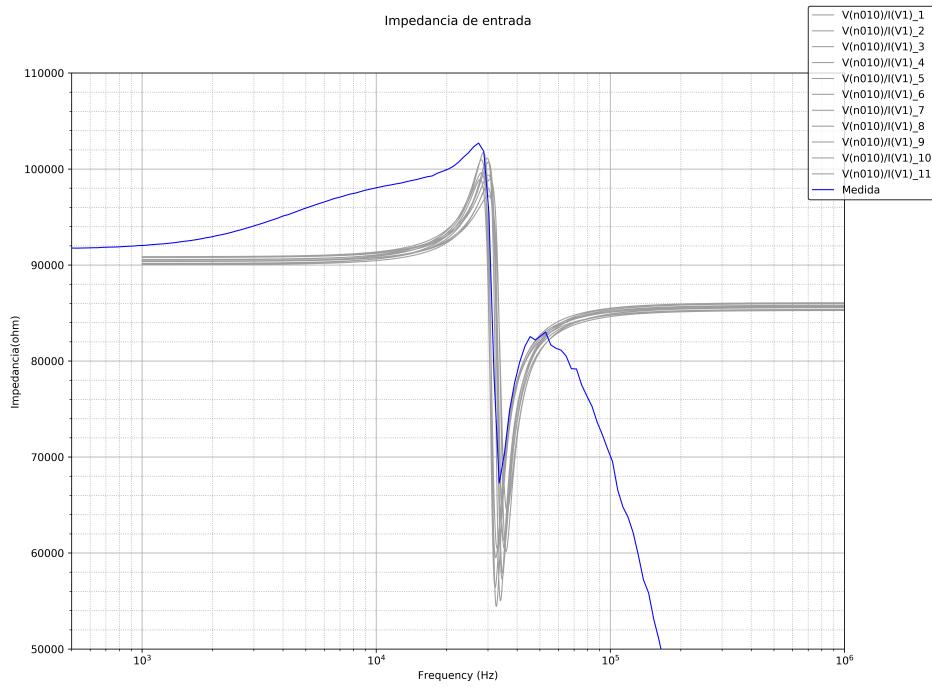


Figura 2.18: Comparación de impedancia de entrada

En todos los casos puede observarse que se corresponden correctamente los valores medidos con los calculados y los teóricos excepto por 2 cuestiones principales. La primera, como se menciona anteriormente, se observa en algunas regiones de la banda pasante una ganancia de hasta 2dB, lo que no es deseable. Pero dado el nivel de variaciones debido a la tolerancia de los componentes y dado de que se encuentra dentro de los resultados esperados, se decide mantener.

El segundo aspecto, y en donde se encuentra la mayor variación respecto de las simulaciones, es la impedancia de entrada. Se puede observar en el gráfico que a partir de aproximadamente 150KHz la impedancia de entrada medida comienza a bajar por debajo de los $50\text{ k}\Omega$ requeridos en la plantilla. Se atribuye esta diferencia al comportamiento en frecuencia de los componentes utilizados. La forma más efectiva y rápida de solucionar este defecto es conectando un buffer a la entrada del filtro, lo que subiría la impedancia de entrada y la volvería idealmente independiente de lo que hay conectado a la salida.

2.4.6. RANGO DINÁMICO

Se calcula el rango dinámico utilizando la mayor ganancia medida, que es de $G = 2.37\text{ dB} = 1.313 \text{ veces}$. La tensión máxima a la salida será 13V teniendo en cuenta que la alimentación $\pm 15\text{ V}$. Por lo tanto, para hallar la máxima tensión a la entrada basta con realizar el cálculo mostrado a continuación

$$V_i^{MAX} = \frac{V_o^{MAX}}{1.313} = 9.9V \quad (2.16)$$

Luego, suponiendo que la tensión mínima distingible es el piso de ruido, ya que por debajo de este nivel de tensión no es posible distinguir entre la señal y el ruido y asumiendo que este se encuentra en 10mV, se considera $V_o^{MIN} = 10\text{ mV}$.

$$V_i^{MIN} = 10\text{ mV} \quad (2.17)$$

Utilizando estos valores se procede a calcular el rango dinámico (RD) como se muestra a continuación:

$$RD = 20 \log\left(\frac{V_i^{MAX}}{V_i^{MIN}}\right) = 59.91\text{ dB} \quad (2.18)$$

2.5. CONCLUSIONES

Se puede observar que las celdas Rauch son útiles para implementar filtros pasabanda con elevados valores de factor de calidad. A pesar de esto, las sensibilidades tienen valores mas altos que el resto de las celdas, por lo que ajustar los valores de resistencias y capacitores puede ser difícil. Además, esta celda en particular, diseñada para poder trabajar con altos valores de factor de calidad, funciona utilizando una realimentación positiva, por lo que es de suma importancia regular con precisión los parametros que la controlan para evitar oscilaciones.

3. CELDA SEDRA-GHORAB-MARTIN

3.1. INTRODUCCIÓN

En este apartado se realiza un análisis de la celda denominada Sedra-Ghorab-Martin, y posteriormente el diseño, síntesis y análisis de un filtro activo empleando dicha celda. La principal fuente de información será el paper denominado *Optimum configurations for Single-Amplifier Biquadratic Filters*

3.2. LA CELDA SEDRA-GHORAB-MARTIN

La celda Sedra-Ghorab-Martin (en adelante, *celda SGB*) es un circuito creado en el año 1980 por los miembros de IEEE cuyos nombres se reflejan en el nombre de la celda. Dicho circuito se basa en el circuito pasabanda de Deliyannis, que se reproduce a continuación.

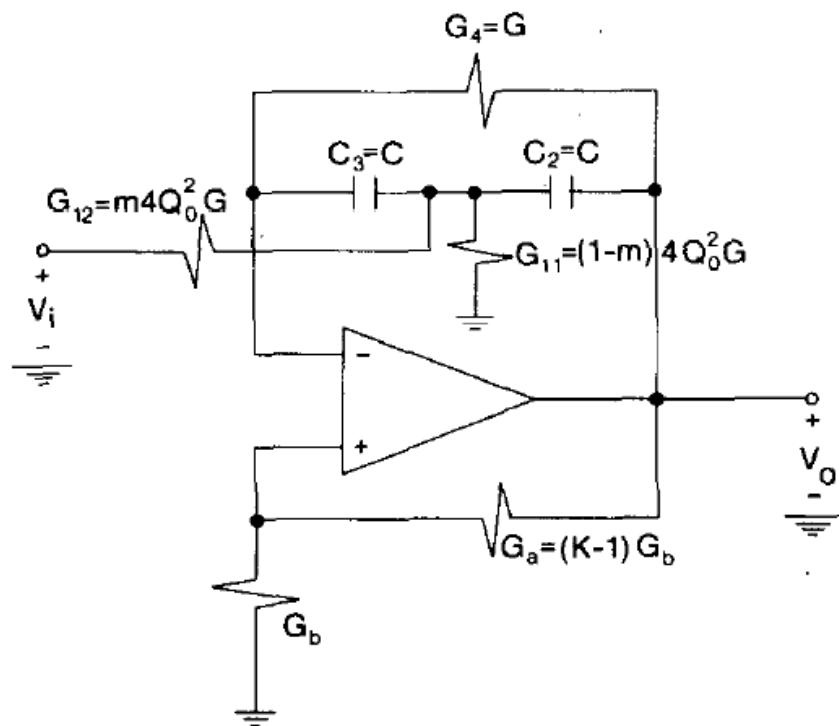


Figura 3.1: Pasabanda Deliyannis

Donde k es una constante que es directamente proporcional a la cantidad de realimentación positiva del circuito. Este circuito es posteriormente generalizado por Friend para poder construir cualquier tipo de configuración de filtro. El mismo se caracteriza por poseer una alta selectividad, empleando tanto realimentación positiva como negativa. Sin embargo, para poder sintetizar cualquier tipo de filtro es necesario cargar la red RC que se observa en la realimentación negativa del circuito 3.2, lo que hace poco realizable el diseño del mismo.

Por otro lado, se encontró que realizando una transformación complementaria sobre el circuito de Deliyannis (esto es, intercambiando la salida del amplificador operacional por masa, y procediendo análogamente con la entrada inversora y no inversora del mismo) se deriva en el circuito de Sallen-Key manteniendo una realimentación positiva. Cabe destacar que esta transformación conserva la sensibilidad de los polos del circuito, pero no así con los ceros de transmisión del mismo. Aún así, se llegó a la conclusión de que es más ventajoso implementar las configuraciones de filtros en una celda Sallen-Key con realimentación positiva (exceptuando el caso de un filtro pasabanda).

En la figura de abajo se observa como aplicando transformación complementaria y cambios en la red RC se llega a distintos circuitos con la característica de poseer una red de realimentación similares a un circuito Sallen-Key.

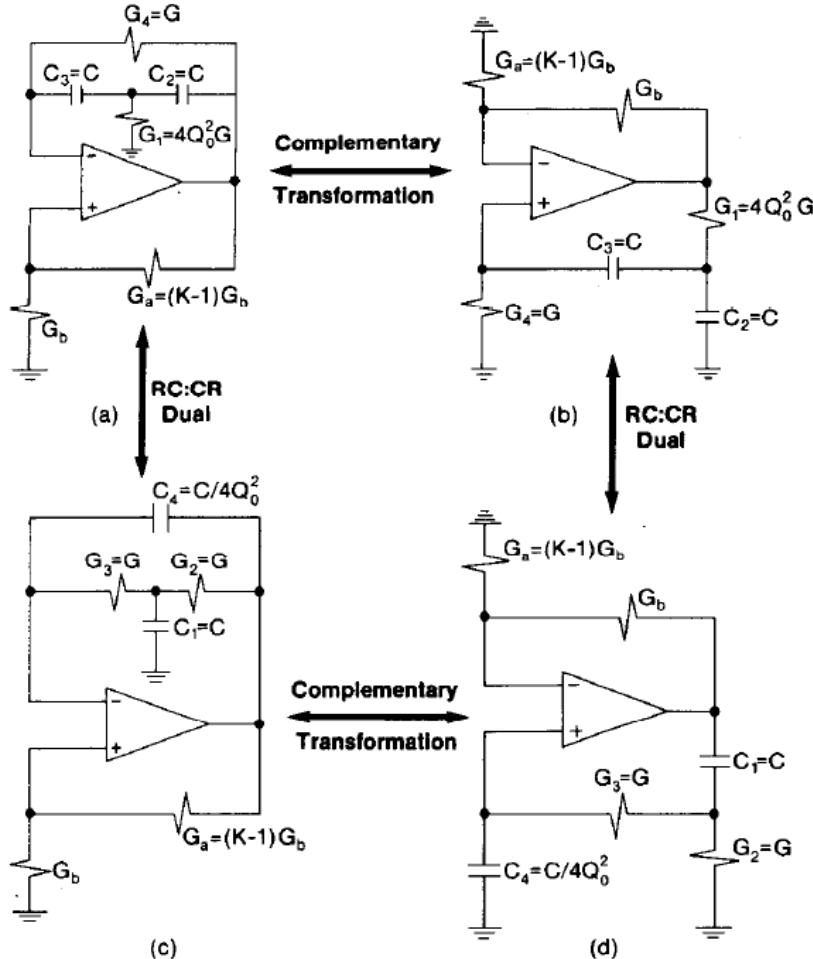


Figura 3.2: Resultados de las transformaciones

Los circuitos 3.2 b) y 3.2 d) son llamados EPF (Enhanced positive feedback), y son la base de la celda SGB. Esta característica esta dada por un coeficiente $K > 1$. Para los cuatro circuitos de la figura se cumplen las siguientes ecuaciones que describen el comportamiento de los mismos.

$$\frac{C}{G} = \frac{2Q_0}{\omega_0} \quad (3.1)$$

$$K - 1 = \frac{1}{2Q_0^2} \cdot \left(1 - \frac{Q_0}{Q}\right) \quad (3.2)$$

Donde Q_0 es un parámetro de diseño que cumple $Q > Q_0$. De esta forma, los circuitos del tipo EPF permiten implementar filtros con la siguiente función transferencia de segundo orden

$$H(s) = \frac{n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{s^2 + s \left(\frac{\omega_0}{Q}\right) + \omega_0^2} \quad (3.3)$$

Donde los coeficientes n_i determinan los ceros de transmisión, y por ende el tipo de filtro implementado por el circuito. Para poder lograr esto sin afectar la ubicación de los polos se necesita que aquellos componentes que se encuentren conectados a masa sean desconectados de la misma, total o parcialmente (dividiéndolos). Así, se

obtienen los dos circuitos HPB (*high-pass biquad*) y LPB (*low-pass biquad*) que se muestran en las figuras 3.3 y 3.4 respectivamente.

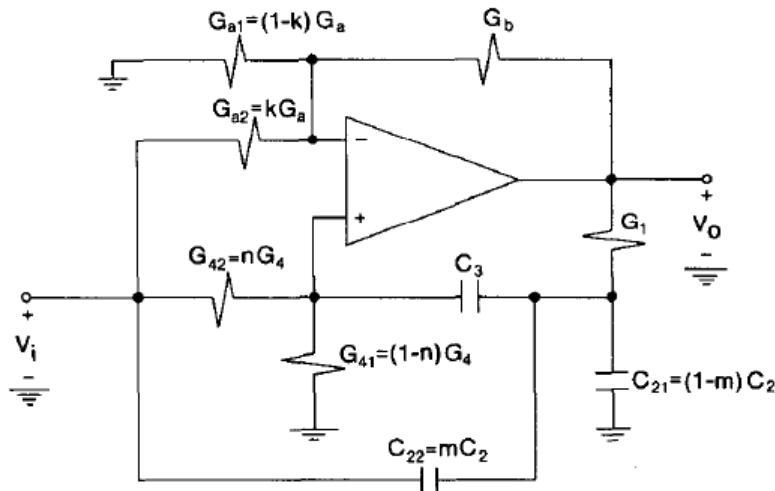


Figura 3.3: High-pass biquad

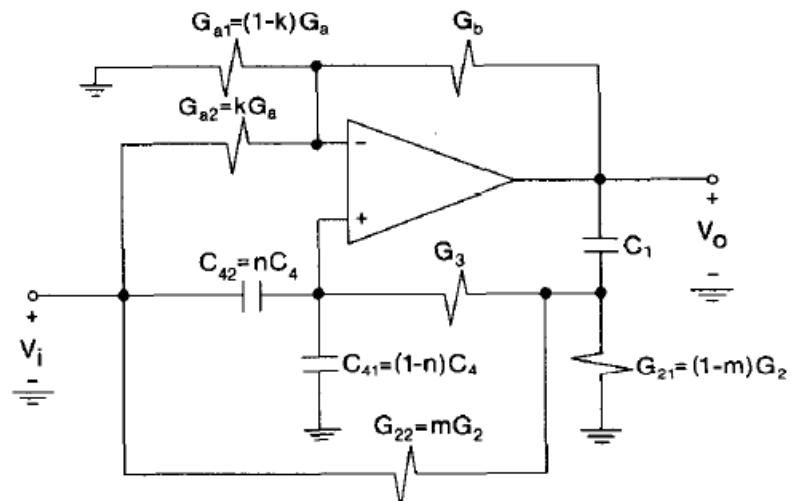


Figura 3.4: Low-pass biquad

Como sus nombres lo indican, ambos circuitos son empleados para la implementación de distintos tipos de filtros. El circuito a elegir en función de la aplicación elegida se muestra en la tabla a continuación.

Tipo de Filtro	Circuito Recomendado
Pasabajos	LPB (fig. 3.4)
Pasaaltos	HPB (fig. 3.3)
Pasabanda	Deliyannis (fig. 3.2)
Pasatodo	LPB o HPB
High pass notch	HPB
Low pass notch	LPB

Tabla 3.1: Circuitos recomendados

3.2.1. ECUACIONES DE DISEÑO

En la ecuación 3.3 se muestra la función transferencia de la celda a implementar. El valor de los coedicientes n_i de la misma están determinados en forma distinta dependiendo del circuito elegido. Para un circuito HPB están descriptos por las siguientes equivalencias.

$$n_0 = \frac{G_1(G_{41} + G_{42})}{C_3(C_{21} + C_{22})} \cdot \left(\frac{G_{42}}{G_{41} + G_{42}} \cdot \frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b} - \frac{G_{a2}}{G_b} \right) \quad (3.4)$$

$$n_1 = \frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b} \cdot G_{42} \cdot \left(\frac{1}{C_{21} + C_{22}} + \frac{1}{C_3} \right) - \frac{G_{a2}}{G_b} \cdot \left[\frac{G_1}{C_{21} + C_{22}} + (G_{41} + G_{42}) \left(\frac{1}{C_{21} + C_{22}} + \frac{1}{C_3} \right) \right] \quad (3.5)$$

$$n_2 = \frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b} \cdot \frac{C_{22}}{C_{21} + C_{22}} - \frac{G_{a2}}{G_b} \quad (3.6)$$

Asimismo, se consideran las siguientes dos ecuaciones relativas a parámetros característicos del denominador de la transferencia del circuito.

$$\omega_0^2 = \frac{G_1(G_{41} + G_{42})}{C_3(C_{21} + C_{22})} \quad (3.7)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = (G_{41} + G_{42}) \left(\frac{1}{C_{21} + C_{22}} + \frac{1}{C_3} \right) - \frac{G_1}{C_{21} + C_{22}} \cdot \frac{G_{a1} + G_{a2}}{G_b} \quad (3.8)$$

Análogamente, para un circuito LPB las ecuaciones que caracterizan a la función transferencia son las siguientes.

$$n_0 = \frac{G_3(G_{21} + G_{22})}{C_1(C_{41} + C_{42})} \cdot \left(\frac{G_{22}}{G_{21} + G_{22}} \cdot \frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b} - \frac{G_{a2}}{G_b} \right) \quad (3.9)$$

$$n_1 = \frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b} \cdot G_{42} \cdot \left(\frac{C_{42}}{C_{41} + C_{42}} \right) \cdot \left(\frac{G_{21} + G_{22} + G_3}{C_1} \right) - \frac{G_{a2}}{G_b} \cdot \left(\frac{G_3}{C_{41} + C_{42}} + \frac{G_{21} + G_{22} + G_3}{C_1} \right) \quad (3.10)$$

$$n_2 = \frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b} \cdot \frac{C_{22}}{C_1 + C_2} - \frac{G_{a2}}{G_b} \quad (3.11)$$

$$\omega_0^2 = \frac{G_3(G_{21} + G_{22})}{C_1(C_{41} + C_{42})} \quad (3.12)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \left(\frac{G_{21} + G_{22} + G_3}{C_1} \right) - \left(\frac{G_3}{C_{41} + C_{42}} \right) \cdot \left(\frac{G_{a1} + G_{a2}}{G_b} \right) \quad (3.13)$$

3.2.2. SENSIBILIDADES

Las sensibilidades del circuito respecto a sus componentes es esencial a la hora de establecer criterios de diseño en torno a la celda SGM. A grandes rasgos, se pueden evidenciar dos tipos de sensibilidades: aquellas que corresponden a componentes pasivos (tales como resistores y capacitores), y aquellas relacionadas con dispositivos activos (el amplificador operacional). En este punto juega un papel importante el parámetro de diseño Q_0 antes mencionado. Su valor determina el balance entre los dos tipos de sensibilidades, por lo que su elección debe ser llevada a cabo considerando los valores de dispersión de ambos grupos de componentes. De esta forma, Q_0 se calcula de acuerdo a la siguiente ecuación.

$$Q_0 = \left[|A(s_0)|^2 \cdot \frac{8\sigma_R^2 + \sigma_C^2}{8\sigma_A^2} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (3.14)$$

Donde σ_R , σ_C y σ_A representan la variación de resistores, capacitores y la ganancia del op-amp respectivamente. Por otro lado $A(s_0)$ es la ganancia del amplificador operacional en la frecuencia nominal del polo s_0 , siendo esta última:

$$s_0 = -\frac{\omega_0}{2Q} + j\omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \quad (3.15)$$

Es posible expresar las sensibilidades pasivas de los circuitos HPB y LPB en función de este parámetro, regidas por las siguientes relaciones.

	ω_0	Q
$R_1 (C_1 \text{ LPB})$	$-\frac{1}{2}$	$-\left(\frac{Q}{Q_0} - \frac{1}{2}\right)$
$C_2 (R_2 \text{ LPB})$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}\left(\frac{Q}{Q_0} - 1\right)$
$C_3 (R_3 \text{ LPB})$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}\left(\frac{Q}{Q_0} - 1\right)$
$R_4 (C_4 \text{ LPB})$	$-\frac{1}{2}$	$\left(\frac{Q}{Q_0} - \frac{1}{2}\right)$
R_a	0	$-\left(\frac{Q}{Q_0} - 1\right)$
R_b	0	$\left(\frac{Q}{Q_0} - 1\right)$

Tabla 3.2: Sensibilidades pasivas de un HPB

Respecto de las sensibilidades activas, es importante considerar la frecuencia de ganancia unitaria del amplificador operacional (o ω_t). Las siguientes dos ecuaciones definen las sensibilidades de ω_0 y Q respecto de dicha frecuencia.

$$S_{\omega_t}^{\omega_0} = Q_0 \cdot \left(\frac{\omega_0}{\omega_t} \right) \quad (3.16)$$

$$S_{\omega_t}^Q = -Q_0 \cdot \left(\frac{\omega_0}{\omega_t} \right) \left[4Q \left(\frac{\omega_0}{\omega_t} \right) - 1 \right] \quad (3.17)$$

Los efectos del ancho de banda finito del amplificador operacional pueden ser minimizados si se tienen en cuenta en una etapa previa al diseño. De esta forma, se predistorsionan los valores de ω_0 y Q acorde a las siguientes expresiones.

$$\omega_p = \omega_0 \left[1 + Q_0 \left(\frac{\omega_0}{\omega_t} \right) \right] \quad (3.18)$$

$$Q_p = Q \left[1 - 2Q_0 Q \left(\frac{\omega_0}{\omega_t} \right) \left(\frac{1}{2Q} - \frac{\omega_0}{\omega_t} \right) \right] \quad (3.19)$$

Como se puede observar en este análisis, se debe elegir de forma óptima el valor de Q_0 (con la ecuación 3.14) para lograr un diseño realizable y estable.

3.3. IMPLEMENTACIÓN DE FILTRO

Realizado el análisis de la celda en cuestión, se pide implementar un filtro pasaaltos activo con la misma, que cumpla con las condiciones fijadas en la tabla 3.3.

Parámetro	Valor indicado	Valor efectivo
f_a	$(10 + 1, 1 \cdot \frac{N}{2}) \text{ kHz}$	$10,55 \text{ kHz}$
f_p	$2 \cdot f_a$	$21,1 \text{ kHz}$
A_p	2 dB	2 dB
A_a	40 dB	40 dB
Z_{in}	$> 50 \text{ k}\Omega$	$> 50 \text{ k}\Omega$

Tabla 3.3: Especificaciones del filtro

En este sentido es importante remarcar que se toma un margen de tolerancia del 15 % respecto a las atenuaciones límite en banda atenuada y de paso. De esta forma, para el cálculo se tomará $A_p = 1,7 \text{ dB}$ y $A_a = 46 \text{ dB}$.

El primer paso para el diseño del mismo es normalizar la plantilla a una de un pasabajos, con frecuencia angular pasante unitaria ($\omega_{pN} = 1$). Una vez hecho esto se procede a aplicar la aproximación de Cauer sobre dicha plantilla.

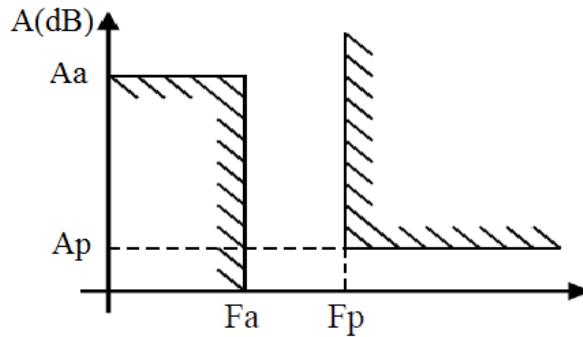


Figura 3.5: Plantilla de pasaaltos

Cabe destacar que la aproximación de Cauer es una aproximación por funciones elípticas, con riple constante tanto en la banda de paso como la de atenuación. Asimismo, cuenta con el menor error de ponderación de Chebycheff, por lo que es la aproximación que tiene la menor banda de transición para un orden dado. Por ende, será la que, dada una determinada plantilla de filtro, devuelva la función transferencia de menor orden, de la siguiente forma.

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon_p^2 \cdot F_n^2(\omega)} \quad (3.20)$$

Donde ϵ_p es el coeficiente de riple en banda de paso y $F_n(\omega)$ es una función determinada tal que se cumpla la condición de equi-ripple en las dos bandas.

Finalmente se desnormaliza la función transferencia normalizada obtenida para llegar a una que describa un filtro pasaaltos con las características detalladas anteriormente.

$$H(s) = k \cdot \frac{(s - z_1)(s - z_2)(s - z_3)(s - z_4)}{(s - p_1)(s - p_2)(s - p_3)(s - p_4)} \quad (3.21)$$

Donde $z_1 \approx 7,632 \cdot 10^4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $z_2 \approx 3,428 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $z_3 = -z_2$ y $z_4 = -z_1$. Los polos son $p_1 \approx (-1,341 \cdot 10^5 + j2,078 \cdot 10^5) \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $p_2 = \bar{p}_1$, $p_3 \approx (-1,258 \cdot 10^4 + j1,349 \cdot 10^5) \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $p_4 = \bar{p}_3$. El coeficiente k vale $k \approx 0,8$

En este punto es necesario dividir la función transferencia del filtro en dos cocientes de polinomios de orden 2, debido a las limitaciones de la celda SGM. De esta forma, se obtienen dos etapas regidas por las siguientes ecuaciones.

$$H_1(s) = \frac{s^2 + 5,825 \cdot 10^9}{s^2 + 2,518 \cdot 10^4 s + 2,191 \cdot 10^7} \quad (3.22)$$

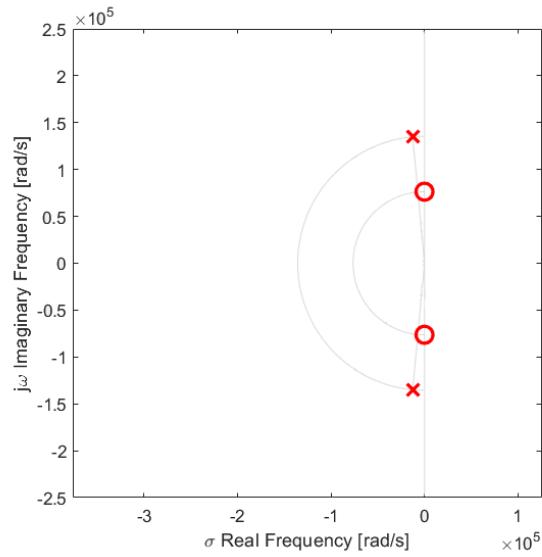


Figura 3.6: Polos y ceros de la etapa I

$$H_2(s) = \frac{s^2 + 1,175 \cdot 10^9}{s^2 + 2,668 \cdot 10^5 s + 2,473 \cdot 10^5} \quad (3.23)$$

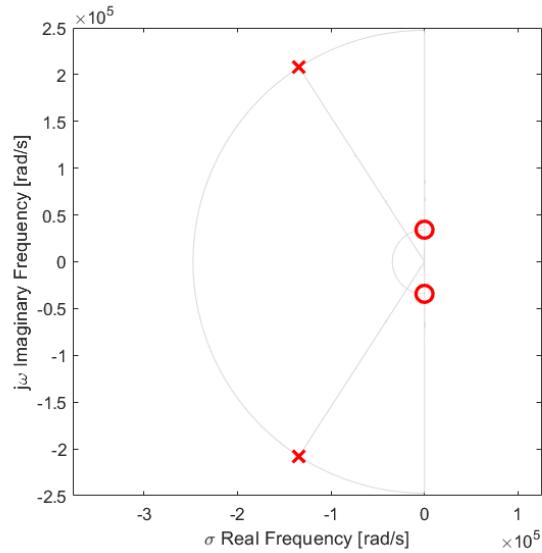


Figura 3.7: Polos y ceros de la etapa II

Se observa que ambas funciones transferencia responden a un comportamiento del tipo high pass notch, por lo que consultando la tabla 3.1 se deriva que se utilizará el circuito HPB.

Definido el tipo de circuito a utilizar, en lo subsiguiente se trata el diseño de cada etapa por separado.

3.3.1. DISEÑO DE ETAPA I

La etapa I esta descripta por la función transferencia en 3.22, de la que se derivan los valores de la tabla de abajo.

Parámetro	Valor
ω_0	$1,354 \cdot 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
ω_z	$7,639 \cdot 10^4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
Q	5,38

Tabla 3.4: Especificaciones de etapa I

En primer lugar se debe elegir el valor de Q_0 acorde a la ecuación 3.14. Se determina $Q_0 = 2$. Luego, se calculan las constantes k, K, m y n con las siguientes fórmulas:

$$K = \frac{1}{2Q_0^2} \cdot \left(1 - \frac{Q_0}{Q}\right) \quad (3.24)$$

$$k = \frac{n_2 \left(\frac{\omega_z}{\omega_0}\right)^2}{\left(1 - \frac{Q_0}{Q}\right)} \quad (3.25)$$

$$n = k \cdot \left(1 - \frac{Q_0}{KQ}\right) \quad (3.26)$$

$$m = k \cdot \left(\frac{K-1}{K}\right) \cdot \left[1 + 2Q_0^2 \left(\frac{\omega_0}{\omega_z}\right)^2\right] \quad (3.27)$$

Obteniendo los siguientes valores

Constante	Valor
K	1,0785
k	0,50506
n	0,3309
m	0,9639

Tabla 3.5: Constantes de etapa I

Con estas constantes se realizan las estimaciones de abajo

$$\frac{C_{22}}{C_{21}} \approx \frac{m}{1-m} \approx 26,748 \quad (3.28)$$

$$C_3 \approx C_{21} + C_{22} \approx 27,748 \cdot C_{21} \quad (3.29)$$

Luego, se fijan $C_{21} = 1nF$ y $C_{22} = C_3 = 27nF$. Por otro lado, empleando las ecuaciones 3.18 y 3.19 se obtienen $\omega_p = 1,3694 \cdot 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ y $Q_p = 5,227$. Realizado esto se emplean las formulas que se reproducen a continuación para calcular G_1 y $G_{41} + G_{42}$.

$$G_1 = 2Q_0\omega_p \sqrt{C_3(C_{21} + C_{22})} \quad (3.30)$$

$$G_{41} + G_{42} = \frac{G_1}{4Q_0^2} \quad (3.31)$$

Resultando $G_1 = 1,5 \cdot 10^{-2} \text{s}$ y $G_{41} + G_{42} = 9,413 \cdot 10^{-4} \text{s}$.

Por otro lado se determina arbitrariamente un valor para G_b , y con la relación de abajo se hace lo propio con $G_{a1} + G_{a2}$.

$$\frac{G_{a1} + G_{a2}}{G_b} = \left(\frac{G_{41} + G_{42}}{G_1}\right) \left(\frac{C_{21} + C_{22} + C_3}{C_3}\right) \approx 0,07861 \quad (3.32)$$

Se toma $R_b = 47k\Omega$. Luego, con se iguala la ecuación 3.5 (n_1) a cero y se obtiene una relación entre G_{a2} y G_{42} . La otra relación se obtiene dividiendo las ecuaciones 3.4 y 3.5, y reemplazando el cociente $\frac{n_0}{n_1}$ por ω_z^2 .

Finalmente, se obtienen los siguientes valores para los componentes del circuito. Para minimizar el error se emplean varios componentes en serie y paralelo, de tal forma de lograr minimizar el error.

Componente	Valor teórico	Valor real	Error
G_1	$66,4\Omega$	$66\Omega(56\Omega + 10\Omega)$	0,6 %
G_b	$47k\Omega$	$47k\Omega$	0 %
G_{42}	$3,268k\Omega$	$3,260k\Omega(2,7k\Omega + 560\Omega)$	0,2 %
G_{41}	$1,573k\Omega$	$1,568k\Omega(1,5k\Omega + 68\Omega)$	0,4 %
G_{a2}	$1,186M\Omega$	$1,2M\Omega$	1,1 %
G_{a1}	$1,204M\Omega$	$1,2M\Omega$	0,4 %
C_{21}	$1nF$	$1nF$	0 %
C_{22}	$26,7nF$	$27nF$	0,9 %
C_3	$27,7nF$	$27nF$	2,7 %

Tabla 3.6: Componentes de etapa I

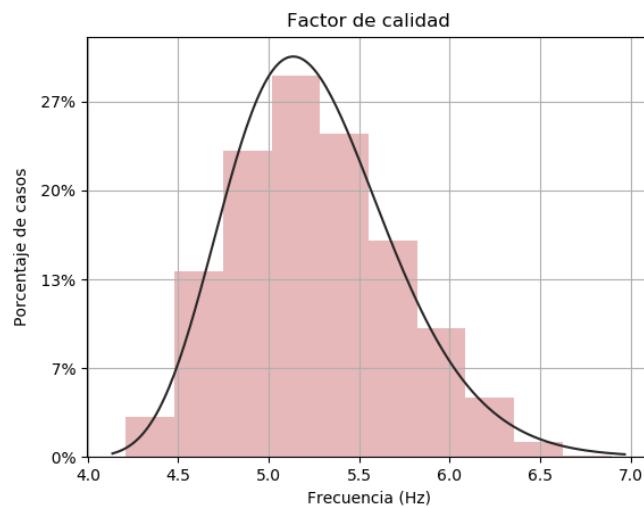


Figura 3.8: Histograma de etapa I

Luego, se compara lo simulado con lo medido en la primera etapa.

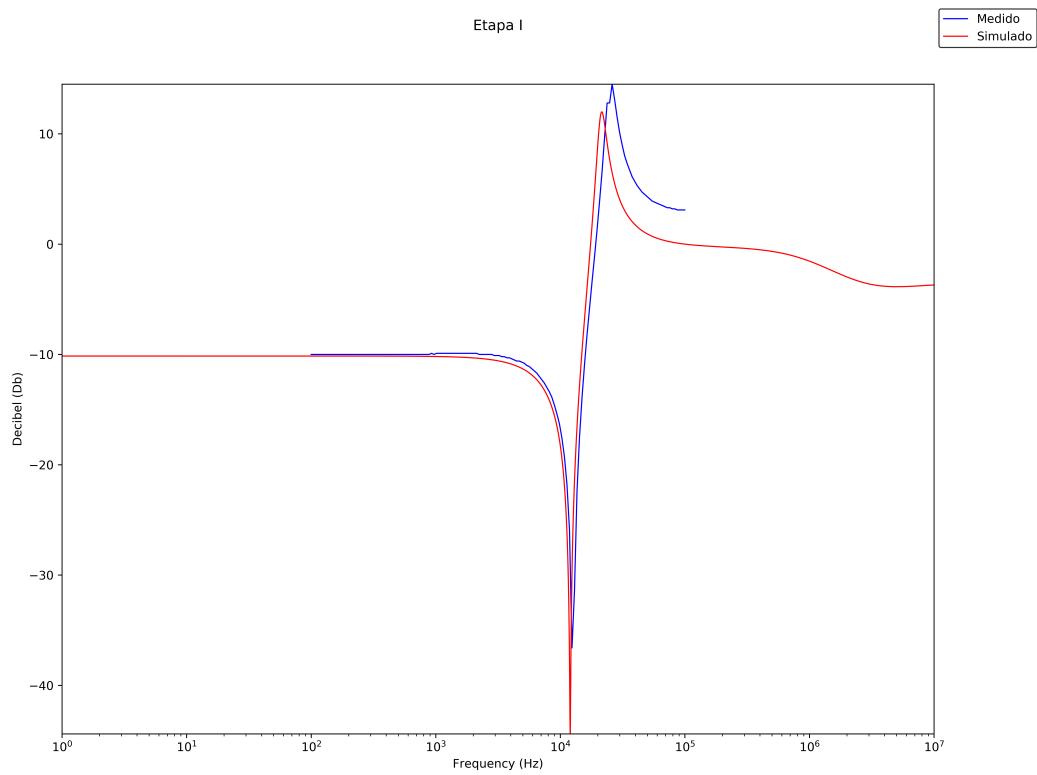


Figura 3.9: Etapa I - Diagrama BODE de módulo

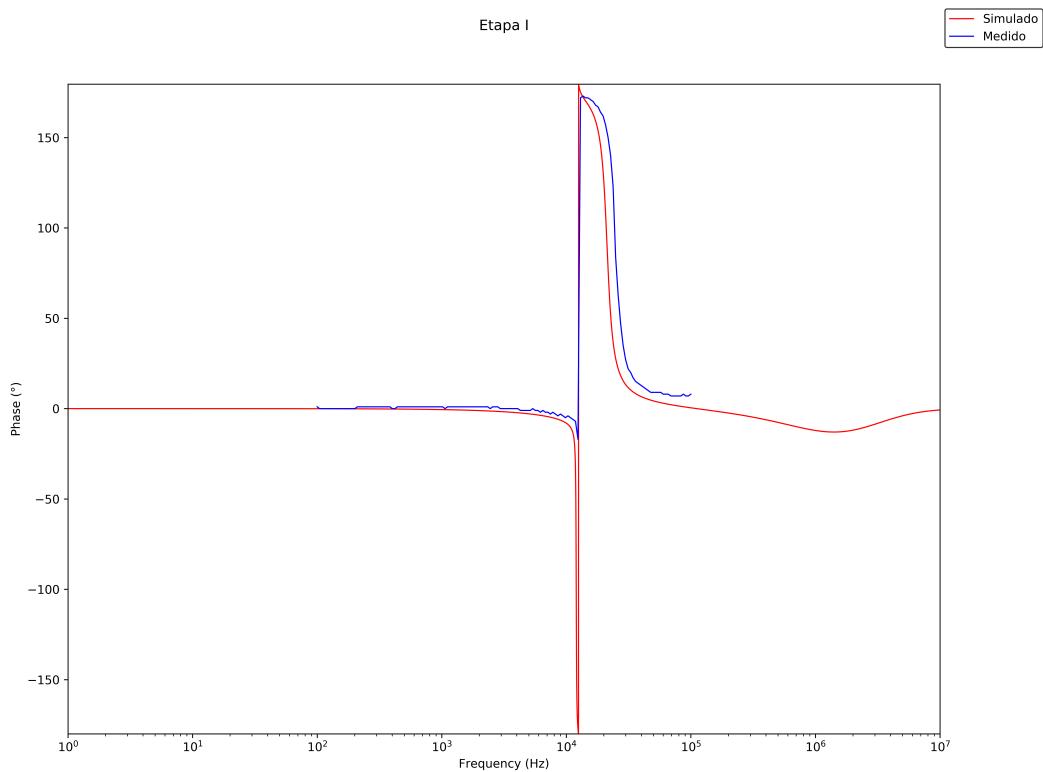


Figura 3.10: Etapa I - Diagrama BODE de fase

Las sensibilidades de la etapa estarán dadas por la siguiente tabla.

	ω_0	Q
R_1	$-\frac{1}{2}$	-2,19
C_2	$-\frac{1}{2}$	-0,845
C_3	$-\frac{1}{2}$	0,845
R_4	$-\frac{1}{2}$	2,19
R_a	0	-1,69
R_b	0	1,69

Tabla 3.7: Sensibilidades pasivas de etapa I

3.3.2. DISEÑO DE ETAPA II

El diseño de la segunda etapa sigue la misma lógica que el de la precedente, por lo que no se cree necesario su desarrollo. Las especificaciones de dicha etapa están identificadas en la ecuación 3.23, y además se reproducen en la siguiente tabla.

Parámetro	Valor
ω_0	$2,473 \cdot 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
ω_z	$3,427 \cdot 10^4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
Q	0,92

Tabla 3.8: Especificaciones de etapa II

Se fija el parámetro $Q_0 = 0,4$. A partir de esto se calculan los coeficientes.

Constante	Valor
K	2,7663
k	0,0339
n	0,0286
m	0,3831

Tabla 3.9: Constantes de etapa II

Luego del mismo razonamiento que en la primera etapa, llega a los valores de componentes ideales para la construcción de la celda.

Componente	Valor teórico	Valor real	Error
G_1	194Ω	$195\Omega(180\Omega + 15\Omega)$	0,5 %
G_b	$47k\Omega$	$47k\Omega$	0 %
G_{42}	$2,717k\Omega$	$2,718k\Omega(2,7k\Omega + 18\Omega)$	0,02 %
G_{41}	$130,1\Omega$	$130\Omega(120\Omega + 10\Omega)$	0,10 %
G_{a2}	$490,89k\Omega$	$492k\omega(470k\Omega + 22k\Omega)$	0,22 %
G_{a1}	$28,167k\Omega$	$28,2k\Omega(27k\Omega + 1,2k\Omega)$	0,12 %
C_{21}	$10nF$	$10nF$	0 %
C_{22}	$16,1nF$	$16nF(15nF + 1nF)$	0,6 %
C_3	$26,1nF$	$25,9nF(22nF + 3,9nF)$	0,8 %

Tabla 3.10: Componentes de etapa II

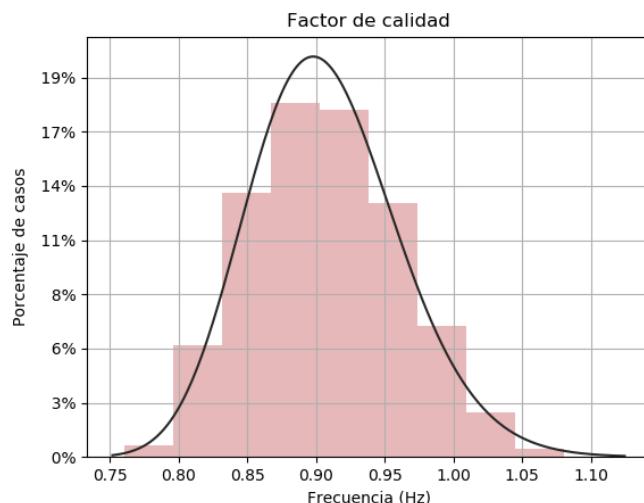


Figura 3.11: Histograma de etapa II

A partir de esto se realiza la simulación del circuito, y se lo compara con lo medido en la práctica.

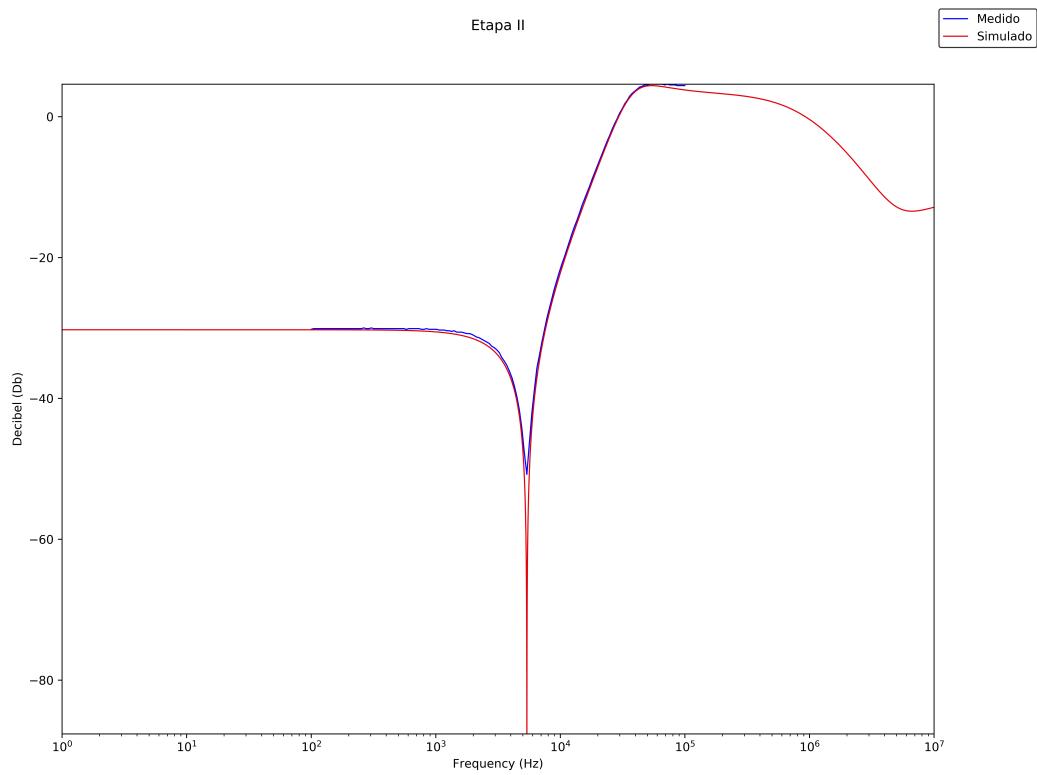


Figura 3.12: Etapa II - Diagrama BODE de módulo

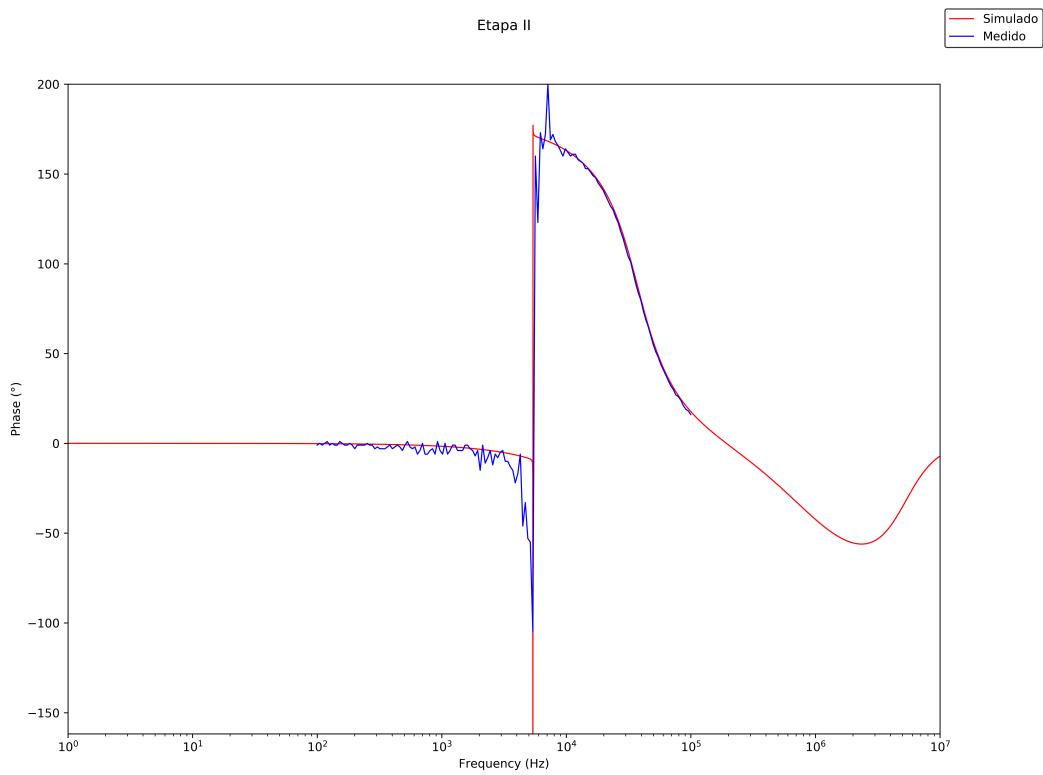


Figura 3.13: Etapa II - Diagrama BODE de fase

Las sensibilidades de la etapa II serán

	ω_0	Q
R_1	$-\frac{1}{2}$	-2,19
C_2	$-\frac{1}{2}$	-0,845
C_3	$-\frac{1}{2}$	0,845
R_4	$-\frac{1}{2}$	2,19
R_a	0	-1,69
R_b	0	1,69

Tabla 3.11: Sensibilidades pasivas de etapa II

Los valores de sensibilidad de ambas etapas son los mismos debido a que se buscó que los Q_0 sean proporcionales a los Q de las etapas. En principio queda definido el circuito que constituye el filtro. El último requerimiento a satisfacer es verificar que la impedancia de entrada del circuito no sea inferior a $50\text{k}\Omega$.

3.3.3. IMPEDANCIA DE ENTRADA

Ya realizado el diseño se obtiene el siguiente circuito.

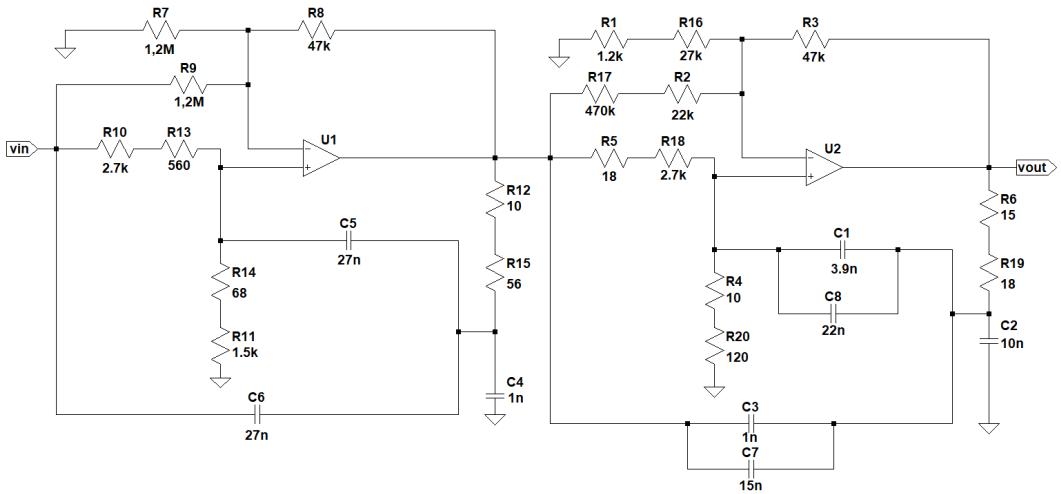


Figura 3.14: Circuito del filtro

Luego, se procede a realizar un diagrama montecarlo de las dos etapas acopladas, observando la impedancia de entrada del circuito en función de la frecuencia. Cabe destacar que para este ensayo se suponen en 1% las tolerancias en los resistores, y un 15% en el caso de capacitores.

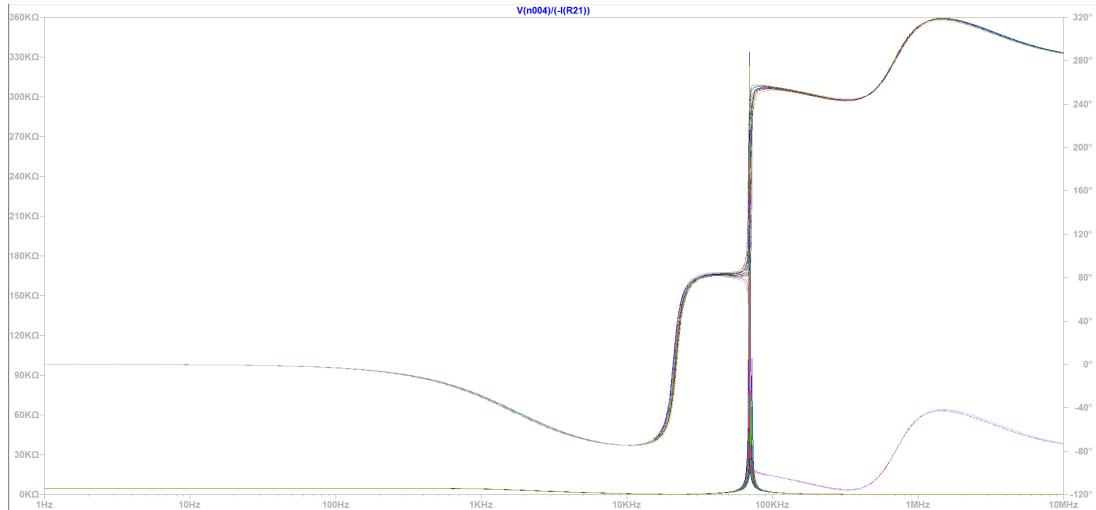


Figura 3.15: Impedancia de entrada del filtro

Como se puede observar en el gráfico anterior, en frecuencias por debajo de 100kHz la impedancia de entrada del circuito no satisface la condición requerida. Por lo tanto, se decide colocar un buffer a la entrada del filtro, así como hacer lo mismo entre etapas. De esta forma se aumenta notablemente la impedancia de entrada, haciendo al filtro menos susceptible a ser cargado por una etapa posterior. El resultado se muestra en el gráfico subsiguiente.

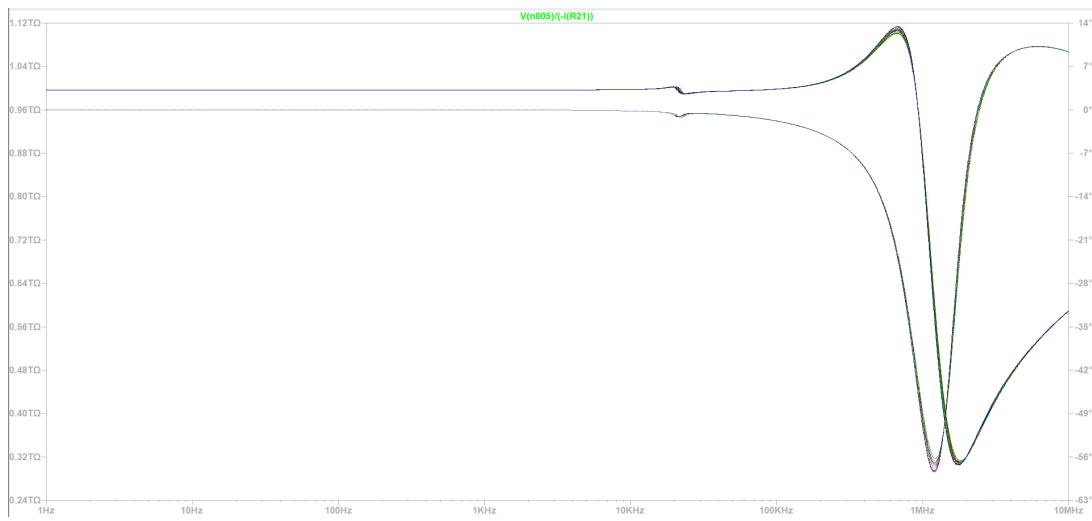


Figura 3.16: Impedancia de entrada del filtro empleando buffers

Se advierte que con el agregado de estos dispositivos el cambio en la impedancia de entrada del filtro es notable. Finalmente, se obtiene el siguiente circuito para el filtro.

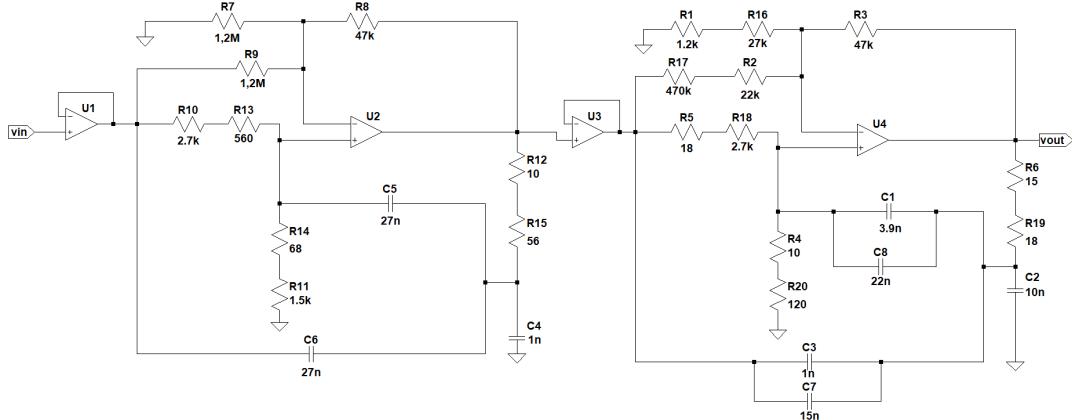


Figura 3.17: Circuito del filtro con buffers

Implementando este circuito en PCB, se midió la impedancia de entrada colocando un resistor de $100\text{k}\Omega$ en serie a la entrada del filtro. Los resultados se observan abajo.

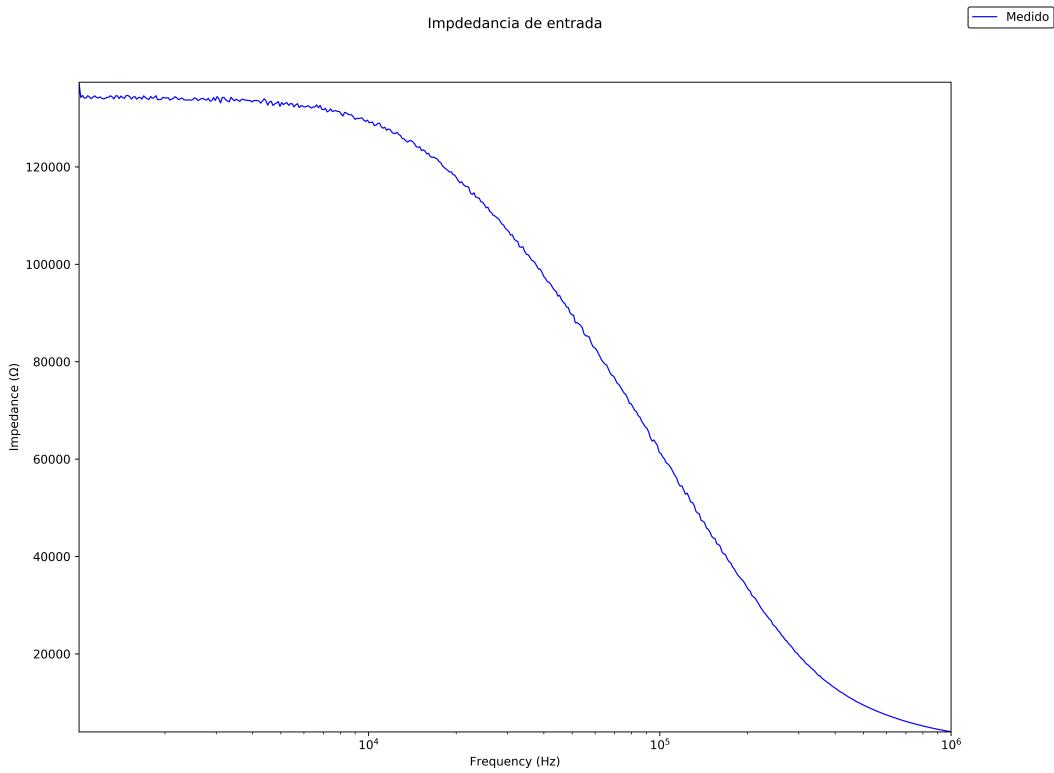


Figura 3.18: Impedancia de entrada del filtro (medida)

Respecto de la medición se puede advertir que no coincide en orden de magnitud respecto de la simulación realizada en LTSpice. De todas formas, la impedancia de entrada se mantiene por encima de $50k\Omega$ hasta una frecuencia del orden de los $100kHz$, por lo que se considera satisfecho el requerimiento en este sentido.

3.4. ENSAYO DE MONTECARLO

Antes de implementar el circuito en PCB se realizó una verificación del diseño mediante un ensayo Montecarlo. Se asignaron las mismas tolerancias fijadas en la simulación de impedancia de entrada, y se obtuvo el siguiente resultado. Se superpone de forma aproximada la plantilla del filtro pedida.

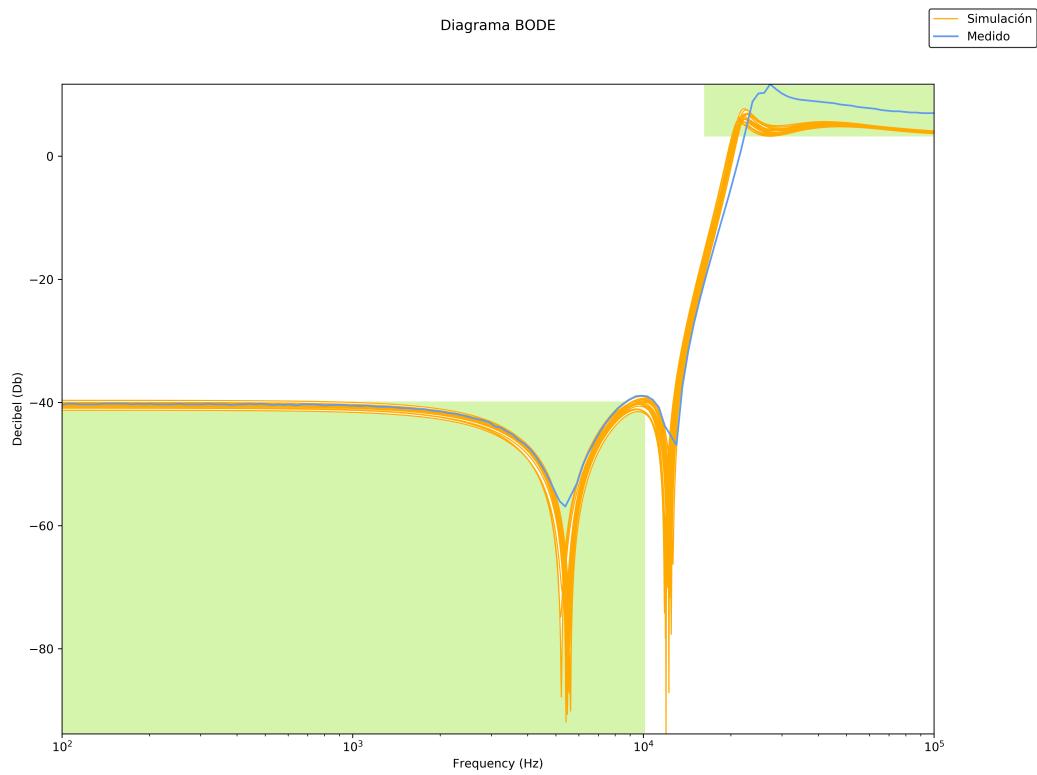


Figura 3.19: Simulación Montecarlo del filtro - Módulo

Respecto de esto, se puede advertir que en líneas generales el filtro cumple con las especificaciones de plantilla (resaltada en color verde). Se observa una pequeña anomalía entre los dos picos de atenuación, pero no se considera de tal relevancia como para invalidar el diseño. Además, el gráfico correspondiente al circuito real se encuentra por fuera del diagrama que comprende las tolerancias en los componentes.

Por otro lado, se realiza lo propio con la fase del circuito.

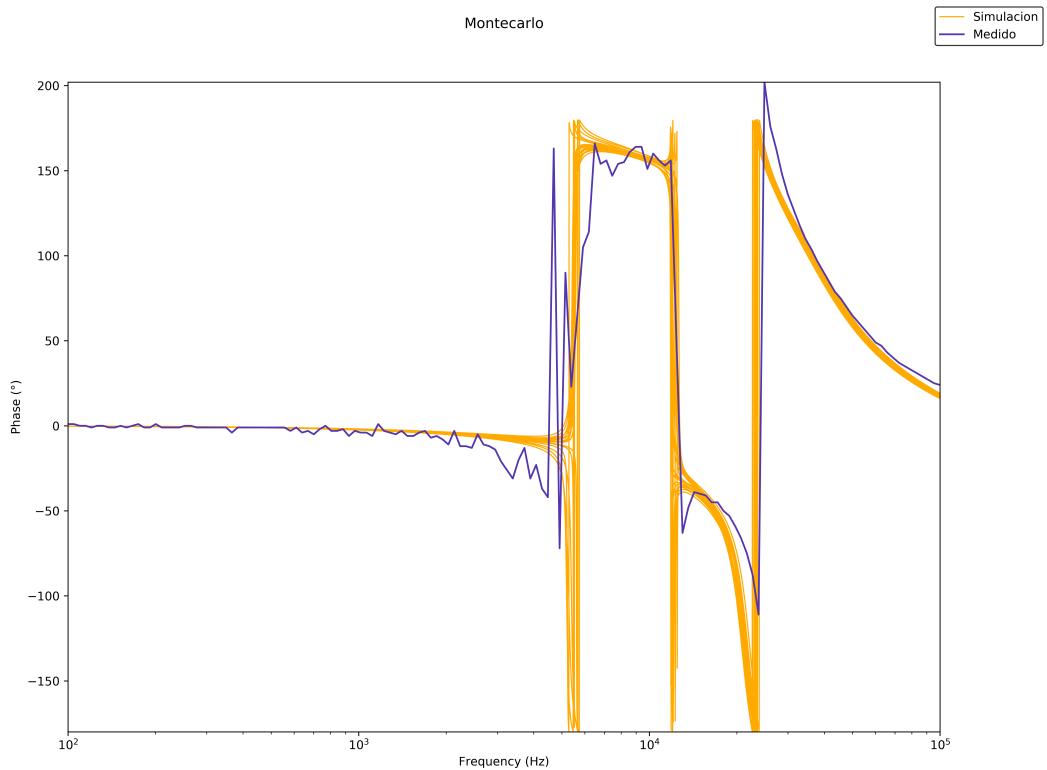


Figura 3.20: Simulación Montecarlo del filtro - Fase

3.5. RANGO DINÁMICO

El rango dinámico est
a definido como la relación entre el piso de ruido y la tensi
ón máxima que puede discernir el circuito.

$$RD = 20 \cdot \log \left(\frac{V_i^{max}}{V_i^{min}} \right) \quad (3.33)$$

El valor de V_i^{min} se refiere al piso de ruido que se considere. En este caso, se supone un piso de ruido de $20mV$. Respecto a V_i^{max} es necesario observar el punto de ganancia máxima del sistema en el gráfico 3.19. Este corresponde a un valor de $11,7dB$ a una frecuencia de aproximadamente $27,3kHz$. Esta ganancia equivale a 1,8 veces. Luego,

$$V_i^{max} = \frac{13,5V}{1,8} \approx 7,5V \quad (3.34)$$

Donde $13,5V$ es el máximo valor de salida del amplificador operacional (en este caso, TL082) siendo alimentado con $\pm 15V$.

Reemplazando los valores en la ecuación 3.33 se llega a:

$$RD \approx 51,48dB \quad (3.35)$$

3.6. CONCLUSIÓN

A modo de conclusión se puede destacar que se ha logrado diseñar dos celdas SGM que cumplen con las especificaciones pedidas. Se observa que en una pequeña zona de frecuencias el filtro no responde como lo esperado, teniendo en cuenta los márgenes de seguridad adoptados en las ganancias en banda atenuada y pasante. Probablemente esto sea atribuible a la dispersión en los valores de los componentes, que van más

allá de las tolerancias informadas por el fabricante. También se hace énfasis en la claridad del paper *Optimum configurations for Single-Amplifier Biquadratic Filters*, mas específicamente en el proceso de diseño de la celda en sí misma. Por último, se destaca que no se emplearon presets en el PCB final, lo que habla de un diseño del circuito lo suficientemente estable como para no necesitarlo.

4. CELDAS UNIVERSALES

En esta sección se analizan distintas celdas universales, es decir, celdas de configuraciones diferentes que están compuestas por dos integradores. Las celdas en estudio son la Kerwin-Huelsman-Newcomb, la Tow-Thomas, la Ackerberg-Mossberg y la Fleischer-Tow. La finalidad de dicho análisis es luego realizar un filtro rechaza banda a partir de una aproximación de Chebychev Inverso que cumpla las siguientes especificaciones:

f_∞	51 kHz
notch depth	$\geq 50 dB$
Δf_a	600 Hz
Δf_p	10 kHz
A_a	40 dB
A_p	6 dB
G	$[-3 : 3] dB$
$ Z_{in}(f) $	$\geq 50 k\Omega$
Cantidad de ceros de transmisión	≥ 2

Tabla 4.1: Especificaciones del filtro rechaza banda a realizar.

El análisis que se llevará a cabo para cada celda es tanto ideal como real, para poder comprender las características que determinarán si es posible o no implementar cada celda para lograr el filtro especificado. Una vez determinadas las ventajas y desventajas de cada celda frente al filtro que se desea realizar, se hará un mayor enfoque en la celda elegida para llevar el filtro a la práctica.

4.1. CONFIGURACIONES CORRESPONDIENTES A DISTINTAS CELDAS UNIVERSALES: ANÁLISIS IDEAL

A continuación se detallan las configuraciones de las cuatro celdas universales previamente enunciadas. Junto a la configuración circuital de cada una de estas celdas, se presenta su función transferencia, la ganancia G , los parámetros Q y ω_0 ; y sus sensibilidades relativas respecto a cada componente que conforma el circuito. Para esto, se hace un análisis en el que los amplificadores operacionales son considerados ideales. Es decir, se considera que cada amplificador operacional cuenta con las siguientes características:

$$\begin{cases} Z_{in} \rightarrow \infty \\ A_{VOL} \rightarrow \infty \\ Z_{out} \rightarrow 0\Omega \\ I_{in+} = I_{in-} = 0A \end{cases} \quad (4.1)$$

2

²<https://elxcompacme.files.wordpress.com/2014/03/filter-kendell-su.pdf>

4.2. CELDA 2DO ORDEN KERWIN-HUELSMAN-NEWCOMB (KHN)

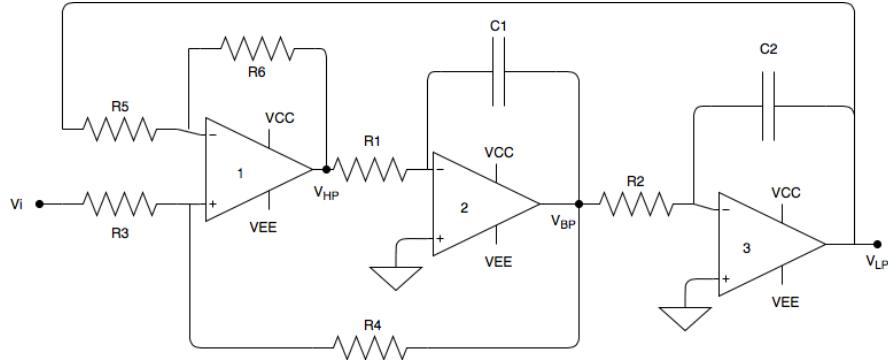


Figura 4.1: Circuito Kerwin-Huelsman-Newcomb

4.2.1. FUNCIÓN TRANSFERENCIA Y PARÁMETROS

Salida	$H(s)$	G	ω_0	Q
LP	$\frac{\frac{R_4}{R_5 R_1 R_2 C_1 C_2} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4}}{S^2 + \frac{R_3}{R_5 R_1 C_1} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} S + \frac{R_6}{R_5 R_1 R_2 C_1 C_2}}$	$\frac{R_4(R_5 + R_6)}{R_6(R_3 + R_4)}$		
BP	$-\frac{\frac{R_4}{R_5 R_1 C_1} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} S}{S^2 + \frac{R_3}{R_5 R_1 C_1} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} S + \frac{R_6}{R_5 R_1 R_2 C_1 C_2}}$	$-\frac{R_4}{R_3}$	$\sqrt{\frac{R_4(R_5 + R_6)}{R_6(R_3 + R_4)}}$	$\frac{R_5(R_3 + R_4)}{R_3(R_5 + R_6)} \cdot \sqrt{\frac{R_6 R_1 C_1}{R_5 R_2 C_2}}$
HP	$-\frac{\frac{R_4}{R_5} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} S^2}{S^2 + \frac{R_3}{R_5 R_1 C_1} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_3 + R_4} S + \frac{R_6}{R_5 R_1 R_2 C_1 C_2}}$	$\frac{R_4(R_5 + R_6)}{R_5(R_3 + R_4)}$		

Tabla 4.2: Características de la celda Kerwin-Huelsman-Newcomb.

4.2.2. SENSIBILIDADES

	ω_0	Q	G_{LP}	G_{BP}	G_{HP}
R_1	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	0
R_2	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0	0
R_3	0	$-\frac{R_4}{R_3+R_4}$	$-\frac{R_3}{R_3+R_4}$	-1	$-\frac{R_3}{R_3+R_4}$
R_4	0	$\frac{R_4}{R_3+R_4}$	$\frac{R_3}{R_3+R_4}$	1	$\frac{R_3}{R_3+R_4}$
R_5	$-\frac{1}{2}$	$\frac{R_6-R_5}{2(R_5+R_6)}$	$\frac{R_5}{R_5+R_6}$	0	$-\frac{R_6}{R_5+R_6}$
R_6	$\frac{1}{2}$	$-\frac{R_6-R_5}{2(R_5+R_6)}$	$-\frac{R_5}{R_5+R_6}$	0	$\frac{R_6}{R_5+R_6}$
C_1	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	0
C_2	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0	0

Tabla 4.3: Sensibilidades de la celda Kerwin-Huelsman-Newcomb.

Esta celda tiene sensibilidades bajas.

4.2.3. IMPEDANCIAS

La salida del circuito se encuentra a la salida de un amplificador operacional con realimentación negativa. Se indicó previamente que la impedancia de salida de un amplificador operacional ideal es $Z_{out} \rightarrow 0$, lo que implica que la impedancia de salida del circuito también tienda a cero.

$$\begin{cases} V_{o2} = -\frac{1}{2} \cdot V_{o1} \\ V_{o3} = -\frac{1}{2} \cdot V_{o2} \\ H(s) = \frac{V_{o3}}{V_i} = G \cdot \frac{a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \end{cases} \quad (4.2)$$

Dependiendo de dónde se tome la salida del circuito 4.1, se puede obtener un filtro pasa altos, un pasa banda o un pasabajos. Lo que sucede con Kerwin-Huelsman-Newcomb es que no brinda una salida rechaza banda. La misma puede igual lograrse agregandole al circuito 4.1 un sumador, como se muestra en la figura 4.2:

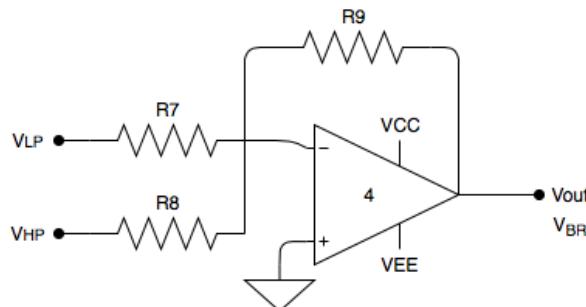


Figura 4.2: Sumador que se le agrega a la celda para obtener un rechaza banda.

4.3. CELDA 2DO ORDEN TOW-THOMAS

La celda Tow-Thomas varía frente a la Kerwin-Huelsman-Newcomb al tener juntos a la entrada el sumador y el primer integrador, agregando luego un inversor y una resistencia en la realimentación que va de la salida V_{LP} a

la entrada del circuito. Esta nueva configuración, al igual que en la Kerwin-Huelsman-Newcomb sigue teniendo una salida de pasa bajos y una de pasa banda, pero ya no tiene una de pasa altos.

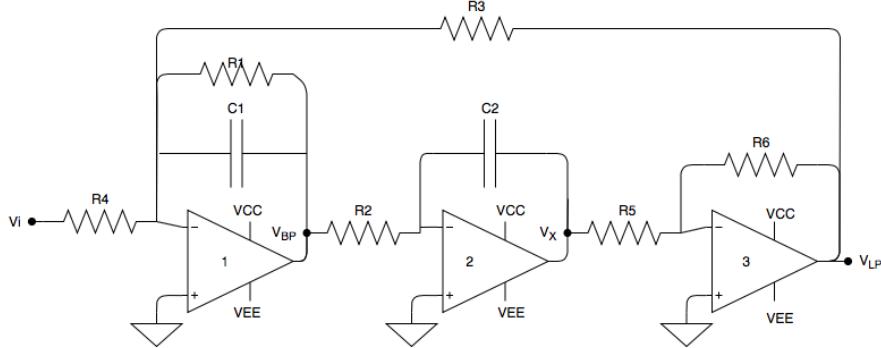


Figura 4.3: Celda Tow-Thomas

4.3.1. FUNCIÓN TRANSFERENCIA Y PARÁMETROS

Los parámetros correspondientes a la celda Tow-Thomas son los siguientes:

Salida	$H(s)$	G	ω_0	Q
LP	$-\frac{\frac{R_6/R_5}{R_2 R_4 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{R_6/R_5}{R_2 R_3 C_1 C_2}}$	$-\frac{R_3}{R_4}$	$\sqrt{\frac{R_6/R_5}{R_2 R_3 C_1 C_2}}$	$\frac{R_1}{\sqrt{R_2 R_3}} \sqrt{\frac{R_6 C_1}{R_5 C_2}}$
BP	$-\frac{\frac{1}{R_4 C_1} s}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{R_6/R_5}{R_2 R_3 C_1 C_2}}$	$-\frac{R_1}{R_4}$		

Tabla 4.4: Características de la celda Tow-Thomas.

4.3.2. SENSIBILIDADES

	ω_0	Q	G_{LP}	G_{BP}
R_1	0	1	0	1
R_2	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0
R_3	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	1	0
R_4	0	0	-1	-1
R_5	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0
R_6	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0
C_1	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0
C_2	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0

Tabla 4.5: Sensibilidades de la celda Tow-Thomas.

4.3.3. IMPEDANCIAS

Al igual que para la celda anterior, como la impedancia de salida del circuito es tomada a la salida de un amplificador operacional y dado que este es considerado ideal, la impedancia de salida del circuito tiende a cero.

4.4. CELDA 2DO ORDEN ACKERBERG-MOSSBERG

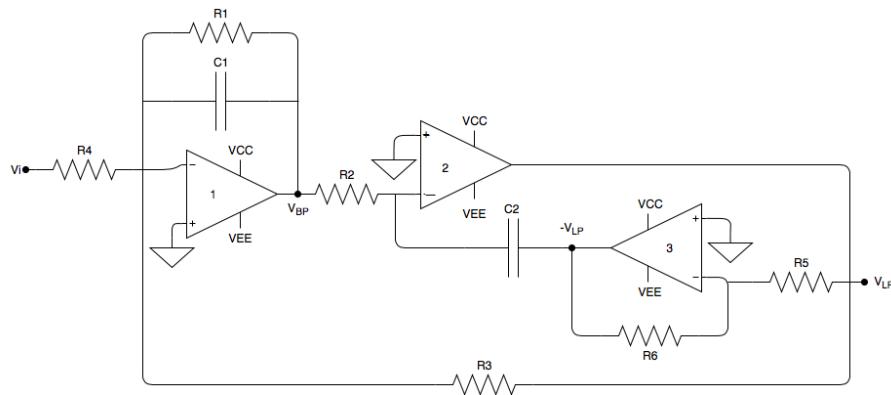


Figura 4.4: Celda Ackerberg-Mossberg

4.4.1. FUNCIÓN TRANSFERENCIA Y PARÁMETROS

Salida	$H(s)$	G	ω_0	Q
LP	$-\frac{R_5}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} s + \frac{R_5}{C_1 C_2 R_2 R_3 R_6}}$	$-\frac{R_3}{R_4}$	$\sqrt{\frac{R_5}{C_1 C_2 R_2 R_3 R_6}}$	$C_1 R_1 \sqrt{\frac{R_5}{C_1 C_2 R_2 R_3 R_6}}$
BP	$-\frac{\frac{1}{C_1 R_4} s}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} s + \frac{R_5}{C_1 C_2 R_2 R_3 R_6}}$	$-\frac{R_1}{R_4}$		

Tabla 4.6: Características de la celda Ackerberg-Mossberg.

4.4.2. SENSIBILIDADES

	ω_0	Q	G_{LP}	G_{BP}
R_1	0	1	0	1
R_2	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0
R_3	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	1	0
R_4	0	0	-1	-1
R_5	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0
R_6	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0
C_1	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0
C_2	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0

Tabla 4.7: Sensibilidades de la celda Ackerberg-Mossberg.

4.4.3. IMPEDANCIAS

Esta celda también presenta una impedancia de salida igual a cero al considerar los amplificadores operacionales como ideales, debido a que la salida del circuito es tomada a la salida de un amplificador operacional.

4.5. CELDA 2DO ORDEN FLEISCHER-TOW

Una característica importante a remarcar de la celda Flesischer-Tow es que, a diferencia de las celdas anteriores, permite realizar cualquier tipo de filtro de segundo orden sin la necesidad de agregar otro amplificador operacional. Como se ha estudiado en trabajos prácticos anteriores, el amplificador operacional tiene ciertas limitaciones para un circuito, debidas al slew rate, a la saturación, entre otras; por lo que es ventajoso el hecho de no tener que agregar un amplificador operacional para obtener un filtro rechaza banda.

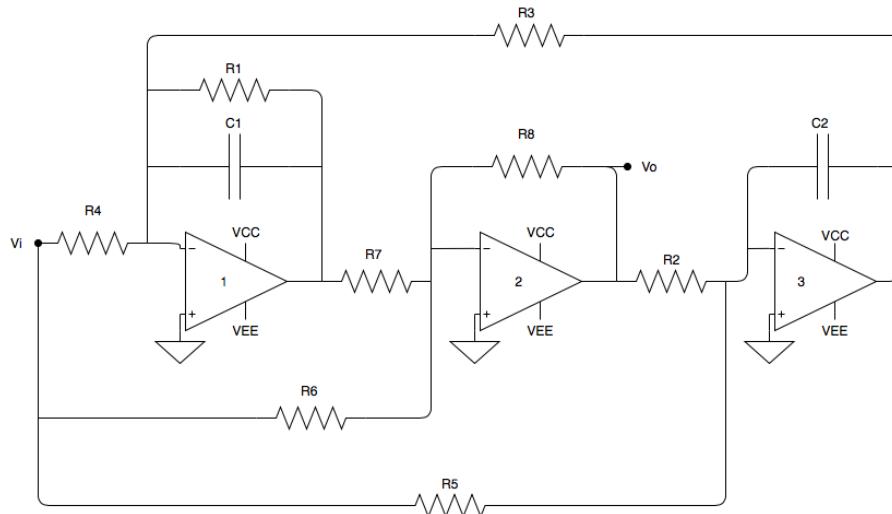


Figura 4.5: Celda Fleischer-Tow

4.5.1. FUNCIÓN TRANSFERENCIA Y PARÁMETROS

$H(s)$ genérica	ω_0	Q
$-\frac{\frac{R_8}{R_6}s^2 + \left(\frac{R_8}{R_6R_1C_1} - \frac{R_8}{R_4R_7C_1}\right)s + \frac{R_8}{R_3R_5R_7C_1C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_1C_1}s + \frac{R_8}{R_2R_3R_7C_1C_2}}$	$\sqrt{\frac{R_8}{R_2R_3R_7C_1C_2}}$	$R_1C_1\sqrt{\frac{R_8}{R_2R_3R_7C_1C_2}}$

Tabla 4.8: Expresiones genéricas de la celda Fleischer-Tow.

Salida	Condiciones	$H(s)$	G	ω_p	Q	ω_z
LP	$R_6 = R_4 = \infty$	$-\frac{\frac{R_8}{R_3R_5R_7C_1C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_1C_1}s + \frac{R_8}{R_2R_3R_7C_1C_2}}$	$-\frac{R_2}{R_5}$			
BP	$R_6 = R_5 = \infty$	$\frac{\left(\frac{R_8}{R_4R_7C_1}\right)s}{s^2 + \frac{1}{R_1C_1}s + \frac{R_8}{R_2R_3R_7C_1C_2}}$	$\frac{R_1R_8}{R_4R_7}$	$\sqrt{\frac{R_8}{R_2R_3R_7C_1C_2}}$	$R_1C_1\sqrt{\frac{R_8}{R_2R_3R_7C_1C_2}}$	$\sqrt{\frac{R_6}{R_3R_5R_7C_1C_2}}$
HP	$R_5 = \infty$ $R_1R_6 = R_4R_7$	$-\frac{\frac{R_8}{R_6}s^2}{s^2 + \frac{1}{R_1C_1}s + \frac{R_8}{R_2R_3R_7C_1C_2}}$	$-\frac{R_8}{R_6}$			
BR	$R_1R_6 = R_4R_7$	$-\frac{\frac{R_8}{R_6}s^2 + \frac{R_8}{R_3R_5R_7C_1C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_1C_1}s + \frac{R_8}{R_2R_3R_7C_1C_2}}$	$-\frac{R_2}{R_5}$			

Tabla 4.9: Características de la celda Fleischer-Tow.

4.5.2. SENSIBILIDADES

	ω_0	Q	G_{LP}	G_{BP}	G_{HP}	G_{BR}
R_1	0	1	0	1	0	0
R_2	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	1	0	0	1
R_3	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0	0	0
R_4	0	0	0	-1	0	0
R_5	0	0	-1	0	0	-1
R_6	0	0	0	0	-1	0
R_7	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	-1	0	0
R_8	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	1	1	0
C_1	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	0	0
C_2	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0	0	0

Tabla 4.10: Sensibilidades de la celda Fleischer-Tow

4.5.3. IMPEDANCIA DE ENTRADA

Al considerar los amplificadores operacionales como ideales, la impedancia de entrada a los mismos es infinita mientras que su impedancia de salida es cero. También se toma como masa virtual a la terminal de entrada negativa del amplificador operacional ideal ya que sigue a la de la entrada positiva, la cual es Tierra. Para calcular la impedancia de entrada de la celda, se tomaron las siguientes relaciones:

$$\begin{cases} Z_i n = \frac{V_i}{I_i} \\ I_i = I_4 + I_5 + I_6 \\ I_4 = \frac{V_i}{R_4} I_5 = \frac{V_i}{R_5} I_6 = \frac{V_i}{R_6} \end{cases} \quad (4.3)$$

Y así se obtuvo que:

$$Z_i n = \frac{R_4 R_5 R_6}{R_5 R_6 + R_4 R_5 + R_4 R_6} \quad (4.4)$$

4.5.4. IMPEDANCIA DE SALIDA

Al igual que para las celdas anteriores, como la salida se encuentra en la salida de un amplificador operacional, la impedancia de salida ideal es $Z_O = 0\Omega$.

4.6. DISEÑO DE FILTRO RECHAZA BANDA MEDIANTE LA APROXIMACIÓN CHEBYCHEV INVERSO

4.6.1. ESPECIFICACIONES DEL FILTRO Y APROXIMACIÓN

A continuación se transcribe la tabla que cuenta con las especificaciones del filtro a realizar, que fue introducida al inicio de esta sección, para facilitar la lectura y la comprensión del análisis que sigue.

f_∞	51 kHz
notch depth	$\geq 50 dB$
Δf_a	600 Hz
Δf_p	10 kHz
A_a	40 dB
A_p	6 dB
G	$[-3 : 3] dB$
$ Z_{in}(f) $	$\geq 50 k\Omega$
Cantidad de ceros de transmisión	≥ 2

Tabla 4.11: Especificaciones del filtro rechaza banda a realizar.

La finalidad de implementar un filtro a partir de una aproximación es adquirir presición y selectividad, como lo son las especificaciones de la tabla 4.11. Al aumentar la selectividad de un filtro, el mismo deja de poder ser realizado con un solo filtro de orden 1 ó 2, y es así como surge la necesidad de usar un filtro de un orden mayor. Para esto, existen distintas aproximaciones que permiten no solo realizar un filtro de orden mayor, si no que además brindan la posibilidad de realizar un filtro de orden mayor a dos a partir de la conexión en cascada de varios filtros de orden 2 ó 1, cuya cantidad depende del orden del circuito completo. Se pidió que el filtro fuera obtenido con la aproximación de Chebychev Inverso (Chebychev II) y que el filtro tuviera por lo menos dos ceros de transmisión. La aproximación de Chebychev Inverso exige la presencia de ceros de transmisión, es decir, ceros ubicados sobre el eje imaginario (el eje $j\omega$) de la frecuencia.

Con la finalidad de cumplir la plantilla a partir de los valores de la tabla 4.11, se tomó un margen en el momento de utilizar la aproximación de Chebychev II. Es así como se obtuvo que el filtro debía ser de orden 6 con los siguientes ceros, polos y sus respectivos Q:

Polo complejo conjugado	$f_p = 50,999 \text{ kHz}, Q = 4,52$
Polo complejo conjugado	$f_p = 46,282 \text{ kHz}, Q = 9,08$
Polo complejo conjugado	$f_p = 56,197 \text{ kHz}, Q = 9,08$
Cero complejo conjugado	$f_z = 50,999 \text{ kHz}, Q = \infty$
Cero complejo conjugado	$f_z = 50,224 \text{ kHz}, Q = \infty$
Cero complejo conjugado	$f_z = 51,786 \text{ kHz}, Q = \infty$

Tabla 4.12: Polos y ceros desnormalizados de la $H(s)$.

Se obtuvieron tres ceros de transmisión, como era de esperarse al emplear la aproximación de Chebychev II. Por lo tanto, ya se cumple con la especificación de tener por lo menos dos ceros de transmisión.

4.6.2. SELECCIÓN DE CELDA

En la tabla 4.12, se ve que habrán tres polos y tres ceros de transmisión. En cuanto a los polos, al ser tres pares complejos conjugados, implican que habrán por lo menos tres etapas, de las cuales cada una tendrá un par complejo conjugado de dichos polos. Dado que ninguna celda universal brinda una función transferencia que contenga únicamente ceros de transmisión, habría que distribuir los tres ceros obtenidos en las tres etapas recién mencionadas, y es así como resultan tres etapas rechaza banda (o notch). Esto se debe a que la posibilidad de usar, por ejemplo, una celda doble T para los ceros de transmisión, queda descartada ya que la consigna está acotada al uso de celdas universales.

Previamente fueron mostradas las características de cada celda. Para obtener un notch, es necesario emplear una celda que tenga una salida de notch, o bien utilizar una salida pasa bajos sumada con una pasa altos. Ya que la celda Tow-Thomas y la Ackerberg-Mossberg presentan únicamente salida pasabajos y pasabanda, no se emplearán dichas celdas al no tener la posibilidad de formar un notch, debido a que no tienen una salida pasa altos que pueda ser sumada a la pasa bajos. Por lo tanto las opciones son la celda Kerwin-Huelsman-Newcomb y la celda Fleischer-Tow. Como se mencionó previamente junto a las características de la Kerwin-Huelsman-Newcomb, la misma tiene una salida pasa bajos y una pasa altos y al sumarlas se obtendría la rechaza banda. Todas las celdas constan de tres amplificadores operacionales. Entonces emplear la celda Kerwin-Huelsman-Newcomb implicaría agregar un cuarto amplificador operacional, lo cual no es conveniente debido a los inconvenientes que el mismo podría traer, como el slew rate, saturación, y otras limitaciones estudiadas en trabajos prácticos anteriores, agregado al costo de usar más integrados(ya que se agregaría un amplificador operacional por celda: en total 3) y tener entonces una realimentación más por celda, lo cual no es conveniente si llegara a oscilar la misma, y sería una realimentación más a ser chequeada. A diferencia de esta celda, dado que la Fleischer-Tow presenta una salida genérica, permite elegir los componentes de forma que la misma se comporte como rechaza banda. De esta forma se usarían únicamente tres amplificadores operacionales por celda. Por lo tanto, luego de este análisis, se decidió emplear tres veces la celda Fleischer-Tow con el comportamiento de notch, para luego ser conectadas en cascada.

4.6.3. DISEÑO DE ETAPAS

Para forar una función transferencia que será luego implementada por la conexión en cascada de las celdas, la composición de cada etapa surge de agrupar ceros y polos con el criterio que sigue. Se vuelve a mostrar la tabla 4.12 para comodidad del lector:

Polo complejo conjugado	$f_p = 50,999 \text{ kHz}, Q = 4,52$
Polo complejo conjugado	$f_p = 46,282 \text{ kHz}, Q = 9,08$
Polo complejo conjugado	$f_p = 56,197 \text{ kHz}, Q = 9,08$
Cero complejo conjugado	$f_z = 50,999 \text{ kHz}, Q = \infty$
Cero complejo conjugado	$f_z = 50,224 \text{ kHz}, Q = \infty$
Cero complejo conjugado	$f_z = 51,786 \text{ kHz}, Q = \infty$

Tabla 4.13: Polos y ceros desnormalizados de la $H(s)$.

Los valores de los Q de los polos obtenidos son altos, pero las celdas universales son capaces de trabajar con ellos; a diferencia de otras celdas, como por ejemplo la Sallen-Key. Hay dos pares de polos complejos conjugados que tienen un $Q = 9,08$, mientras que un solo par tiene un $Q = 4,52$. Las dos etapas que tengan el mayor Q se

colocan al final del filtro, es decir, serán las últimas dos etapas; mientras que aquella del menor Q es la primera etapa del filtro. Esto se debe a que cuanto mayor es el Q, más selectivo es el filtro correspondiente a la etapa y podría haber un pico de ganancia mayor a aquel de otras etapas. Por lo tanto, si se coloca al principio una etapa que tiene un pico significativo de ganancia, esa tensión amplificada entraría a la siguiente etapa, posiblemente siendo saturada con la tensión de Vcc de sus amplificadores operacionales, arrastrando este problema en futuras etapas y obteniendo entonces comportamiento no deseado a la salida. Además, el rango dinámico disminuiría ya que para evitar que haya saturación en las primeras etapas habría la tensión máxima de entrada al circuito baja, y por ende el rango dinámico también. En resumen, la celda que contiene a los polos de $Q = 4,52$ se coloca primero, y las del $Q = 9,08$ al final, por lo recién explicado. En cuanto a los polos del mayor Q, es indistinto cuál va en la segunda o tercera etapa ya que ambos polos tienen el mismo Q.

Dado que los ceros son de transmisión y por lo tanto los tres tienen $Q = \infty$, la elección de cuál va en cada etapa no es en base al Q, si no que en función de sus respectivos f_z . En las especificaciones se aclara que la ganancia en bandas pasantes debe estar entre -3 y 3dB. Los valores obtenidos de los polos y ceros fueron especificando una ganancia de 0dB. Para esto, se esperarían tres filtros cuyas transferencias tiendan a las de un notch cuya ganancia antes y después del pico sea de 0dB. Por lo tanto, para evitar sobrepicos de ganancia positiva, se combinará en cada celda un par de polos y un par de ceros con frecuencias f_p y f_z lo más próximas posibles. Es así como se obtuvo la siguiente distribución de polos y ceros en etapas:

	Etapa 1	Etapa 2	Etapa 3
Polo complejo conjugado	$f_p = 50,999\text{kHz}, Q = 4,52$	$f_p = 46,282\text{kHz}, Q = 9,08$	$f_p = 56,197\text{kHz}, Q = 9,08$
Cero complejo conjugado	$f_z = 50,999\text{kHz}, Q = \infty$	$f_z = 50,224\text{kHz}, Q = \infty$	$f_z = 51,786\text{kHz}, Q = \infty$

Tabla 4.14: Distribución de polos y ceros en etapas.

MÉTODO DE AJUSTE: DISEÑO POR COMPONENTES IGUALES Una vez determinada la composición de polos y ceros de cada etapa, se sigue por el método de ajuste de componentes. Dado que las sensibilidades relativas de los parámetros de la celda Fleischer-Tow son constantes respecto a todos los componentes, se consideró que un diseño por componentes iguales estaría bien y que no sería necesario diseñar por algún otro método como el de componentes proporcionales, por ejemplo. A continuación se muestra nuevamente la figura 4.5 y parte de la tabla 4.15 para comodidad del lector frente al análisis que sigue:

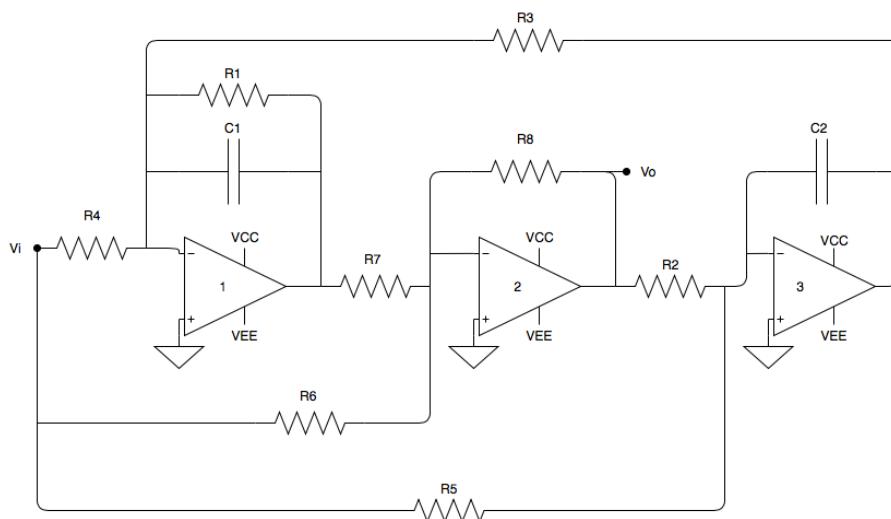


Figura 4.6: Celda Fleischer-Tow

Salida	Condiciones	$H(s)$	G	ω_p	Q	ω_z
BR (notch)	$R_1 R_6 = R_4 R_7$	$-\frac{\frac{R_8}{R_6} s^2 + \frac{R_8}{R_3 R_5 R_7 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} s + \frac{R_8}{R_2 R_3 R_7 C_1 C_2}}$	$-\frac{R_2}{R_5}$	$\sqrt{\frac{R_8}{R_2 R_3 R_7 C_1 C_2}}$	$R_1 C_1 \sqrt{\frac{R_8}{R_2 R_3 R_7 C_1 C_2}}$	$\sqrt{\frac{R_6}{R_3 R_5 R_7 C_1 C_2}}$

Tabla 4.15: Características de la celda Fleischer-Tow.

Para los capacitores se comenzó por definir $C_1 = C_2 = 100\text{nF}$ ya que tendrían el mismo valor que los capacitores de desacople. Sin embargo, de esta forma se obtenía un valor de R_3 muy chico, y dado que C_1 y C_2 forman parte del denominador de la expresión de R_3 , se terminó modificando sus valores a 1nF . De esta forma R_3 tendría un valor del orden de los $k\Omega$ y los capacitores seguirían con valores iguales. En cuanto a las resistencias, se tuvo en cuenta la ganancia G , la frecuencia ω_0 y el Q . Para ganancia unitaria, se eligió: $R_2 = R_5 = 1\text{k}\Omega$. Luego se pudo elegir también $R_6 = R_7 = R_8 = 1\text{K}\Omega$. Teniendo todos estos valores, a partir de la expresión de ω_z , se obtuvo el valor de R_3 y a partir de la expresión del Q se obtuvo R_1 y se tomó $R_4 = R_1$. Así es como quedaron los siguientes valores de componentes:

	Celda 1	Celda 2	Celda 3
$R_1(\Omega)$	14,1k	31,2k	25,7k
$R_2(\Omega)$	1k	1k	1k
$R_3(\Omega)$	9,35k	9,4k	9,35k
$R_4(\Omega)$	14,1k	31,2k	25,7k
$R_5(\Omega)$	1k	1k	1k
$R_6(\Omega)$	1k	1k	1k
$R_7(\Omega)$	1k	1k	1k
$R_8(\Omega)$	1k	1k	1k
$C_1(\text{F})$	1n	1n	1n
$C_2(\text{F})$	1n	1n	1n

Tabla 4.16: Valores elegidos para los componentes de cada celda.

A continuación se muestran histogramas que permiten ver la desviación del valor del Q y de f_0 debida a las tolerancias de los componentes que se emplearán. Para el caso de resistencias SMD, la desviación respecto a los valores nominales es del 1% mientras que la desviación para los capacitores through hole multicapa es del 10%.

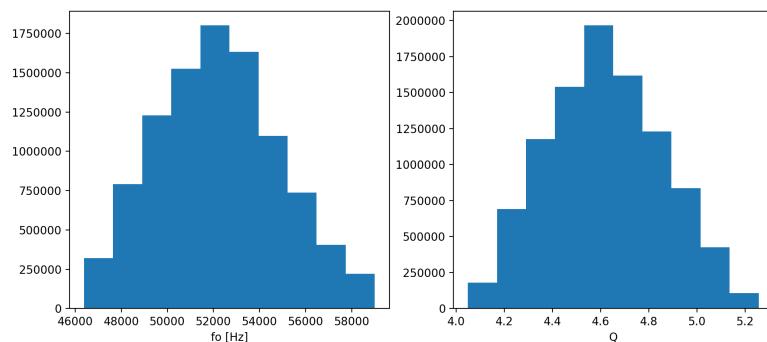


Figura 4.7: Histogramas para la celda de la primera etapa.

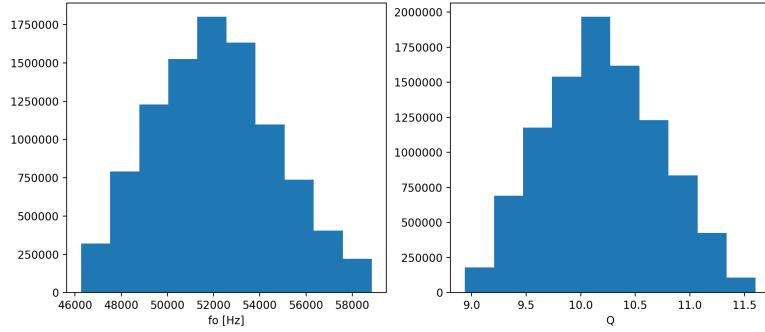


Figura 4.8: Histogramas para la celda de la segunda etapa.

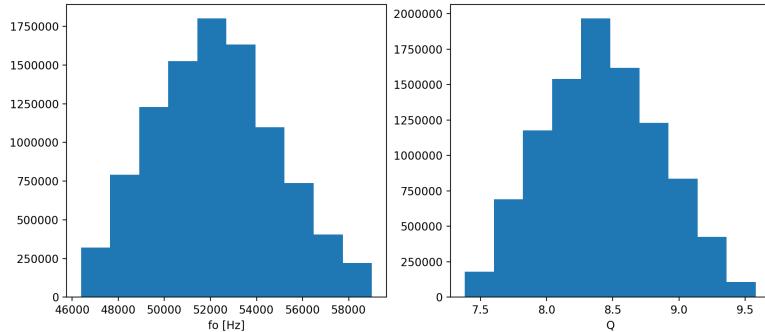


Figura 4.9: Histogramas para la celda de la tercera etapa.

4.6.4. LIMITACIONES

La tensión de entrada máxima está limitada por el valor de slew rate del amplificador operacional y por la saturación.

INFLUENCIA DEL SLEW RATE EN $V_{in_{max}}$

Partiendo de:

$$\begin{cases} SR = \max \left\{ \frac{dV_{out}}{dt} \right\} \\ V_{in}(f, t) = V_{in_{max}} \cdot \sin(2\pi f t) \\ V_{out}(f, t) = |H(f)| \cdot V_{in_{max}} \cdot \sin(2\pi f t) \end{cases} \quad (4.5)$$

Siendo SR el slew rate, V_{in} y V_{out} las señales de entrada y de salida respectivamente y $|H(f)| = V_{out}/V_{in}$ la ganancia del circuito.

$$\frac{dV_{out}}{dt} = |H(f)| V_{in_{max}} 2\pi f \cos(2\pi f t) \quad (4.6)$$

Maximizando la ecuación 4.6 se obtiene que:

$$SR = \max \left\{ \frac{dV_{out}}{dt} \right\} = |H(f)| 2\pi f V_{in_{max}} \quad (4.7)$$

Despejando de la ecuación 4.7:

$$V_{in_{max}} = \frac{SR}{|H(f)| 2\pi f} \quad (4.8)$$

El valor de SR, para el cálculo teórico, fue sacado de hojas de datos del amplificador operacional TL084 de Texas Instrument³. Se encontró que $SR = 13 \frac{V}{\mu s}$.

INFLUENCIA DE LA SATURACIÓN EN $V_{in_{max}}$

La tensión pico a pico máxima de salida del amplificador operacional es llamada tensión de saturación V_{sat} . Teóricamente, este valor es igual a V_{CC} . Dado que $V_{out} = |H(s)|V_{in}$:

$$V_{in_{max}} = \frac{V_{out_{max}}}{|H(s)|} = \frac{V_{sat}}{|H(s)|} = \frac{V_{CC}}{|H(s)|} \quad (4.9)$$

Dado que en nuestro caso usamos $V_{CC} = \pm 15V$, la expresión que se obtiene es:

$$V_{in_{max}} = \frac{15V}{|H(s)|} \quad (4.10)$$

Considerando tanto la limitación de la tensión de entrada por slew rate y por saturación, se obtiene lo siguiente, que coincide con el hecho de que se trate de un filtro notch y en la frecuencia del notch la tensión de entrada puede ser mayor ya que la salida es atenuada.

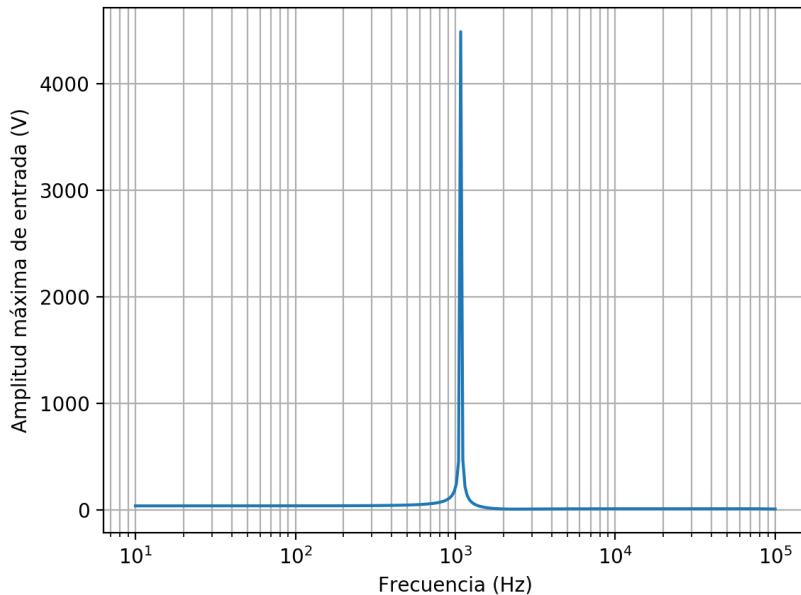


Figura 4.10: Tensión de entrada máxima.

RANGO DINÁMICO

El rango dinámico está definido por el rango de tensiones de entrada para las cuales el circuito funciona correctamente.

$$R_D = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{max}}{V_{min}} \right) \quad (4.11)$$

La tensión máxima del circuito para el rango dinámico es la mínima del gráfico 4.10, la cual se obtuvo numéricamente y es de 5,87V. Para la tensión de entrada mínima se toman 100mV considerandolo como el nivel del piso de ruido. Se obtiene entonces que $R_D = 35,37 dB$.

³Hoja de datos del operacional TL084: https://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=TL084&gclid=EA1aIQobChMIVtDP0tvb5QIVhYORCh3tDA_EAAYASA

4.6.5. SIMULACIÓN Y VERIFICACIÓN

Antes de diseñar la placa, se hicieron simulaciones Monte Carlo, teniendo en cuenta las tolerancias de los componentes que se emplearían. Para disminuir el error, se decidió que se usarían resistencias SMD ya que tienen un error del 1%. Se tomó un error del 10% para los capacitores. A continuación se muestran los resultados de las simulaciones.

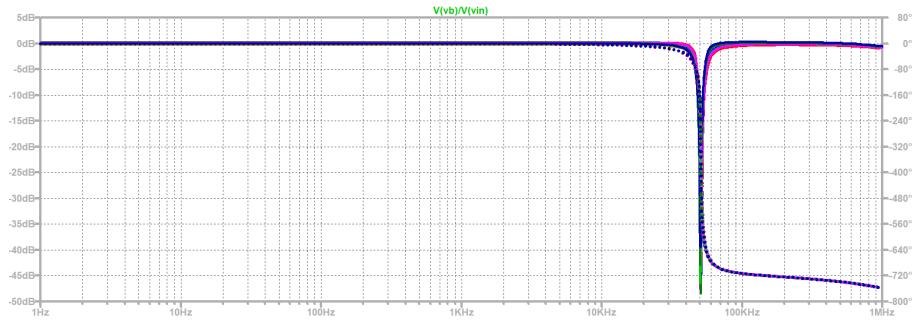


Figura 4.11: Simulación Monte Carlo: Diagrama de Bode.

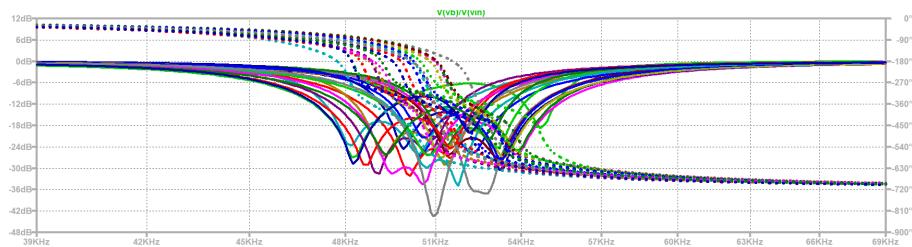


Figura 4.12: Simulación Monte Carlo: Detalle del diagrama de Bode sobre el pico del notch.

En el gráfico 4.12 se puede ver que hay mucha desviación tanto de la profundidad como de la frecuencia del pico del notch. Dado que los capacitores tienen error del 10% y las resistencias SMD del 1%, se volvió a simular considerando capacitores ideales, para ver si las resistencias también cumplen un papel importante en semejantes desvíos. El siguiente gráfico se obtuvo al simular únicamente considerando el error de las resistencias.

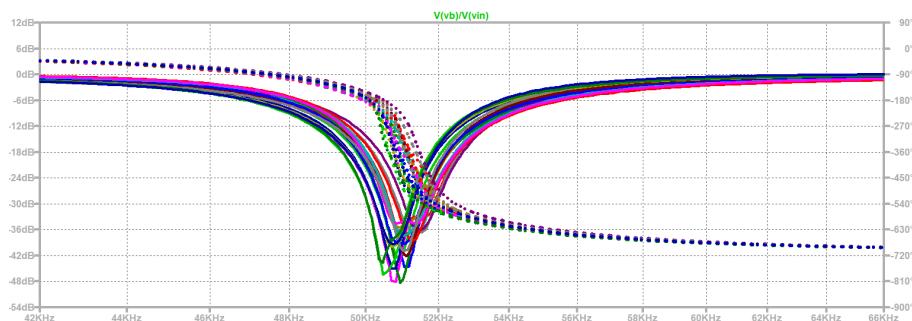


Figura 4.13: Simulación Monte Carlo: Detalle del diagrama de Bode sobre el pico del notch, sin error de capacitores.

Al observar los gráficos 4.12 y 4.13, se puede notar que en cuanto a la frecuencia del pico del notch los capacitores tienen gran influencia. Considerando el error de los mismos, el pico del notch en el Monte Carlo está ubicado entre -48 y 55Hz; mientras que al considerarlos ideales el pico está entre 50,5 y 51,5Hz aproximadamente. Por otro lado, algo importante que se observó en estas simulaciones es que ningún pico llega a los 50dB de atenuación y la banda atenuante. Considerando la posibilidad de que un redondeo en los valores de componentes tenga

tanta influencia, se dejaron fijos todos los valores de los componentes y se hizo, en cada celda, un barrido entre distintos valores para las resistencias R1 y R3 (variando una a la vez). Se eligió estas ya que son las que se tomaron como valores de ajuste luego de haber fijado los valores del resto de los componentes. Al variar R1 cambia la profundidad del pico del notch y al variar R3 cambia la posición en frecuencia.

VARIACIÓN DE R1 - PROFUNDIDAD DEL PICO DE NOTCH: Los gráficos 4.14, 4.15 y 4.16 corresponden a la influencia de variaciones de R1 sobre la profundidad del pico de notch. Si bien ninguna de las etapas llega así a 50dB de atenuación, se fue acotando en cada etapa el rango de valores de R1 hasta encontrar con mayor presión la profundidad máxima en cada etapa y luego se simuló el circuito completo entre esos rangos y se llegó a una atenuación un poco mayor a 60dB (gráfico 4.20), para una combinación de valores muy precisa, lo cual implicaría una gran dificultad al momento de ver el comportamiento real del circuito. Al notar que el cambio es muy grande al modificar levemente uno de estos valores, se decidió colocar un preset en R1, para poder tener un ajuste fino al momento de medir.

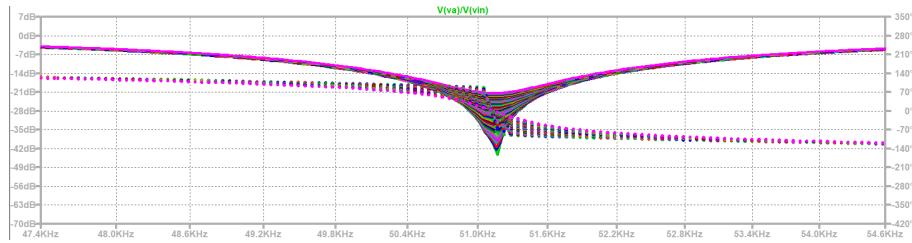


Figura 4.14: Simulación con barrido de valores de R1 en la celda 1.

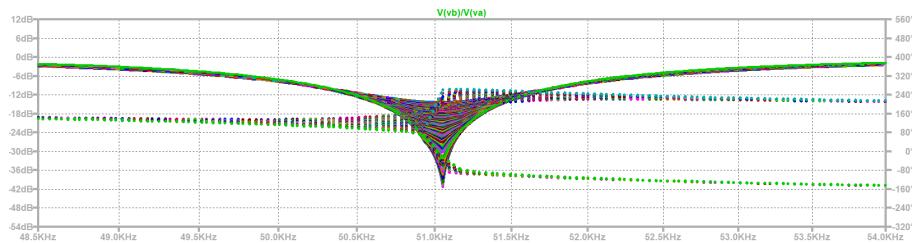


Figura 4.15: Simulación con barrido de valores de R1 en la celda 2.

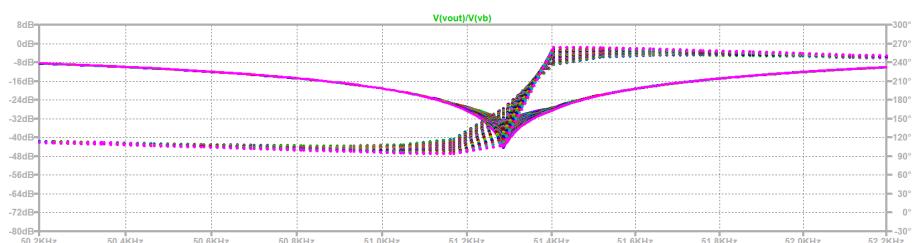


Figura 4.16: Simulación con barrido de valores de R1 en la celda 3.

VARIACIÓN DE R3 - POSICIÓN DEL PICO DE NOTCH: Los gráficos 4.17, 4.18 y 4.19 corresponden a la influencia de variaciones de R3 sobre la posición del pico de notch. Puede verse que en las tres celdas la variación de R3 produce un desplazamiento de la frecuencia del pico de notch entre 49,5kHz y 52,5kHz aproximadamente. Dado que se desea que la ubicación de este pico para el circuito entero esté en 51kHz, el desplazamiento observado se considera grande. Al simular el circuito entero, surgió que si las frecuencias de los picos de cada etapa no estaban lo suficientemente cerca, no habría una banda atenuante por debajo de la cual se encontraran los tres picos, ya que habría un pico, subiría el módulo a casi 0dB y luego bajaría al siguiente pico. Por lo tanto, se acotó el rango de valores de R3 en cada etapa, para asegurarse que la primera estuviera centrada en 51kHz mientras que las dos

restantes estuvieran una antes y la otra después de dicha frecuencia. Para decidir qué tan cerca podrían estar las últimas dos etapas de la frecuencia de 51kHz, se tuvo en cuenta que no estén lo suficientemente alejadas tal que disminuyera notablemente la atenuación entre un pico y el siguiente. Para cumplir esto al momento de medir, se decidió colocar aquí también un preset. Sin embargo, ya que solo debíamos usar un preset por celda, se consideró más importante poder tener un control fino sobre la profundidad del pico. Por lo tanto, los presets en R3 serían empleados para posicionar al pico de cada celda en su posición indicada, luego sacarlos y medir el valor de la posición del preset para ser reemplazado por la combinación serie o paralelo SMD que mejor se aproxime.

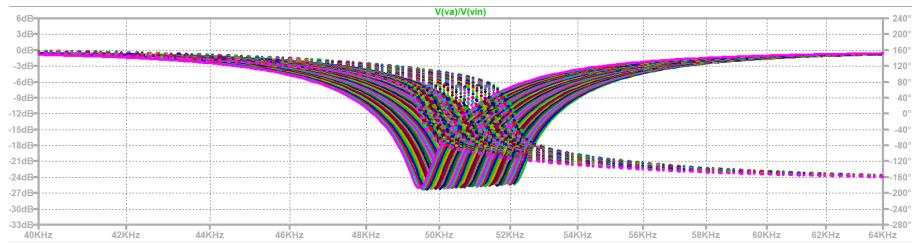


Figura 4.17: Simulación con barrido de valores de R3 en la celda 1.

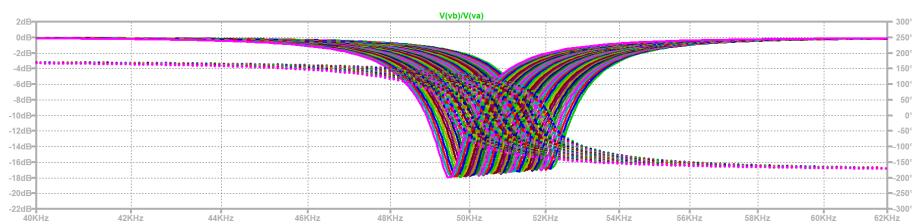


Figura 4.18: Simulación con barrido de valores de R3 en la celda 2.

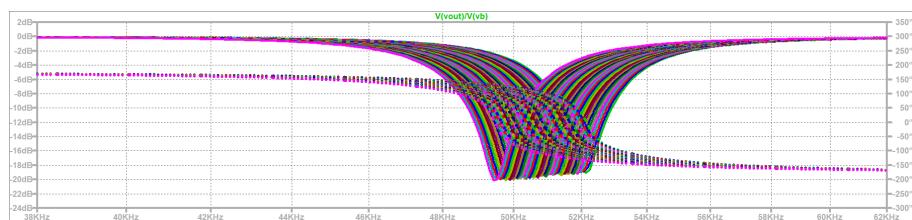


Figura 4.19: Simulación con barrido de valores de R3 en la celda 3.

SIMULACIÓN CON PRESICIÓN: Como se mencionó, luego de las simulaciones previas se simuló el circuito completo, acotando el rango de variación de valores de R1 y R3 en cada etapa para obtener presición de los valores que cumplirían con la plantilla. En el gráfico 4.20 se puede ver esto (4.21 muestra esto mismo pero ampliado sobre el pico del notch).

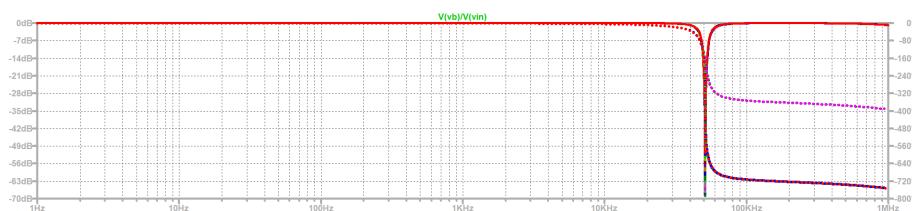


Figura 4.20: Simulación con presición de R1 y R3 de cada etapa.

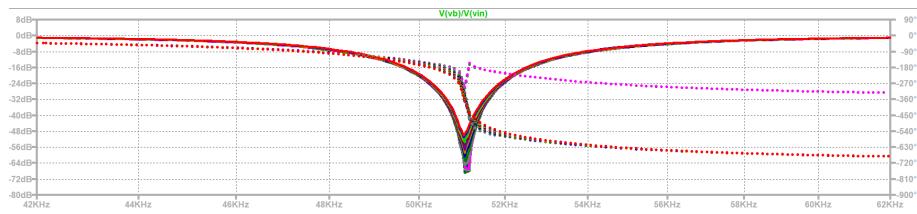


Figura 4.21: Detalle de la simulación con presición de R1 y R3 de cada etapa.

4.6.6. RESULTADOS OBTENIDOS

En los gráficos 4.22 y 4.23 se pueden ver los gráficos de amplitud y fase correspondientes al diagrama de Bode del circuito completo.

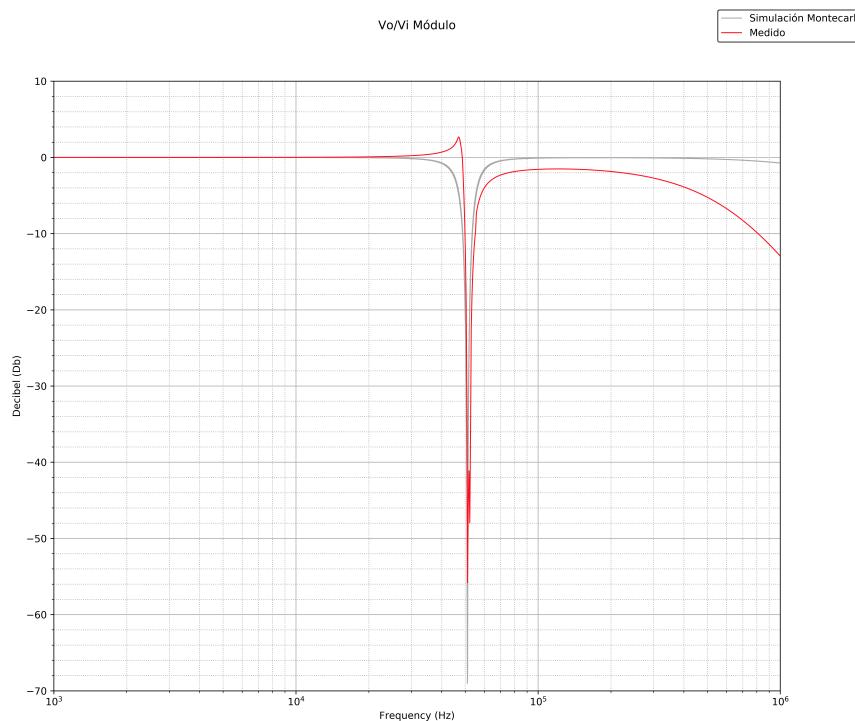


Figura 4.22: Diagrama de Bode: Amplitud.

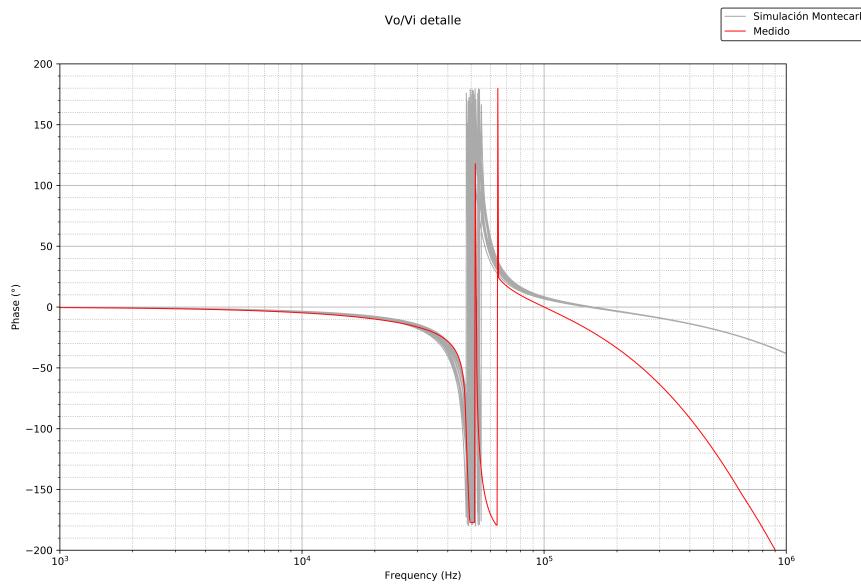


Figura 4.23: Diagrama de Bode: Fase.

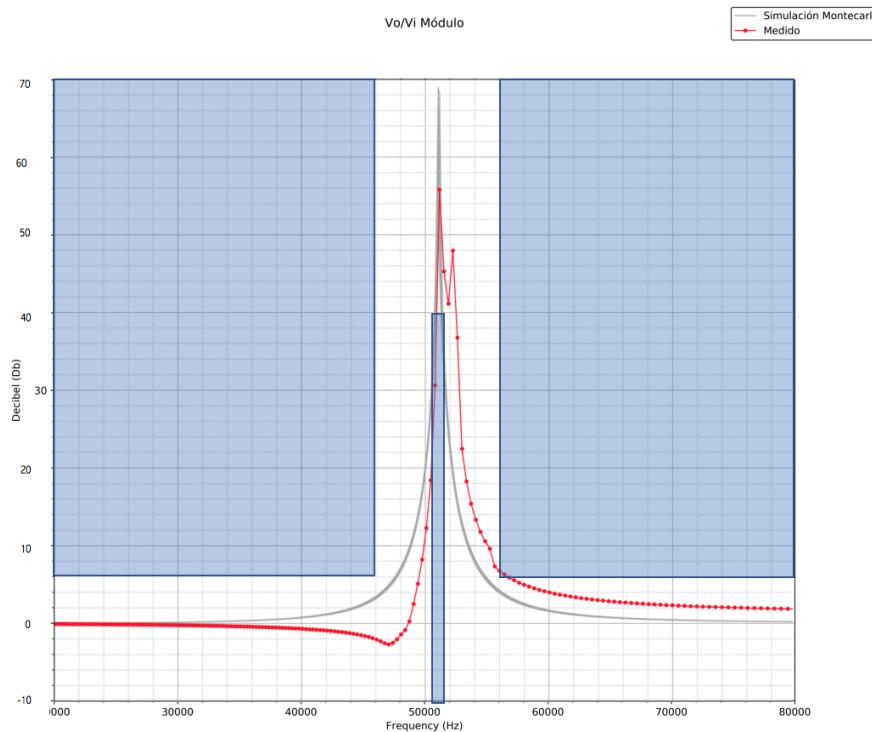


Figura 4.24: Comparación de medición con simulación Monte Carlo y plantilla.

Al observar el gráfico 4.24, se puede ver que la plantilla se cumple. Sin embargo, la comparación con la simulación entre la medición y la simulación se hizo respecto a aquella que fue obtenida al probar el rango acotado de valores de R1 y R3 en cada celda (simulación). Es decir, se está comparando con la simulación hecha con precisión dado que las realizadas anterior a esa presentaban mucha desviación respecto a lo esperado.

4.7. CONCLUSIONES

Se estudió hizo un análisis sobre cuatro celdas universales diferentes y se notó que para realizar un filtro notch solo es posible emplear la Kerwin-Huelsman-Newcomb o la Fleischer-Tow. Debido a la cantidad de amplificadores operacionales que implicaría cada implementación se decidió utilizar la Fleischer-Tow, tres veces en cascada, para lograr cumplir con la plantilla especificada. Para eso se tomó un margen en la aproximación de Chebychev II dado que variaba mucho el comportamiento con cambios chicos de valores de ciertos componentes. La conclusión importante que se obtiene es que la celda Fleischer-Tow, a pesar de tener sensibilidades relativas de sus parámetros respecto a los componentes son fijas, la celda es muy sensible frente a variaciones chicas de componentes. Principalmente, Q varía mucho al cambiar poco R1 y la frecuencia del pico del notch varía mucho al cambiar levemente R3. Fue muy difícil ajustar el circuito completo para que cumpliera la plantilla y se notó que aparecían cambios entre mediciones consecutivas. Esto se debe a que se trata de un circuito muy sensible, y puede atribuirse a los Q altos de 9,8. Debido a sus grandes variaciones, se considera que no es una celda cuyo comportamiento sea confiable, y sobre todo al haber más de una de este tipo conectadas en cascada.