

TRABAJO PRÁCTICO N°5

Filtros activos y celdas

Grupo II

AUTORES:

Pablo Martín SCHEINFELD (59065),
Santiago Agustín ARRIBERE (59169),
Matías Santiago FRANCOIS (59828),
Rafael Nicolás TROZZO (59434),
Gonzalo Joaquín DAVIDOV (59117)

PROFESORES:

Daniel Andrés JACOBY,
Carlos F. BELAUSTEGUI GOITIA,
Rodrigo Iñaki IRIBARREN

CIUDAD AUTÓNOMA DE BUENOS AIRES
Noviembre 2019

Contenido

1. Ejercicio 1: Celda Sallen Key	3
1.1. Introducción	3
1.2. Sensibilidades	4
1.3. Aproximación con Legendre	5
1.4. Aproximación con Bessel	9
2. Ejercicio 2: Celda Rauch (Deliyannis-Friend modificada)	13
2.1. Introducción	13
2.2. Diseño del filtro	14
2.3. Selección de valores	15
2.4. Sensibilidades	17
2.5. Ajuste de valores	18
2.6. Respuesta en frecuencia	21
2.7. Impedancia de entrada	21
2.8. Rango dinámico	22
2.9. Conclusiones	22
3. Sedra-Ghorab-Martin (R)	23
3.1. Introducción	23
3.2. Especificaciones del Filtro	23
3.3. Circuito a Implementar	23
3.4. Aproximación de Cauer	24
3.5. Selección de componentes	26
3.6. Impedancias y Conexión entre Etapas	29
3.7. Sensibilidades	32
3.8. Rango Dinámico	32
3.9. Montecarlo	32
3.10. Mediciones y Resultados	35
3.11. Conclusiones	37
4. Celda Universal	38
4.1. Introducción	38
4.2. Tipos de Celdas Universales	38
4.3. Especificaciones del Filtro	47
4.4. Elección de la celda a utilizar	47
4.5. Análisis de la plantilla a utilizar	47
4.6. Diseño del filtro	48
4.7. Impedancias y conexión de etapas	50
4.8. Corrección de Ganancia	53

4.9. Sensibilidades	54
4.10. Rango Dinámico	55
4.11. Montecarlo	56
4.12. Mediciones y Resultados	58
4.13. Conclusiones	60

1. Ejercicio 1: Celda Sallen Key

En ésta sección, se presentan dos filtros realizados mediante el uso de las celdas Sallen Key con la diferencia de que uno se calcula a partir de la aproximación de Legendre y el otro con Bessel. Se analizará la respuesta en frecuencia, las impedancias de entrada y salida, las sensibilidades de algunos parámetros del filtro con respecto a las variaciones de sus componentes y el rango dinámico del filtro.

1.1. Introducción

Mediante el uso de la celda Sallen Key, se pueden implementar filtros de orden superior a 1 sin hacer uso de un inductor. Ésto se puede lograr debido a utilizar un operacional con *feedback* positivo. A continuación se presenta la celda Sallen Key de un pasa bajos de segundo orden.

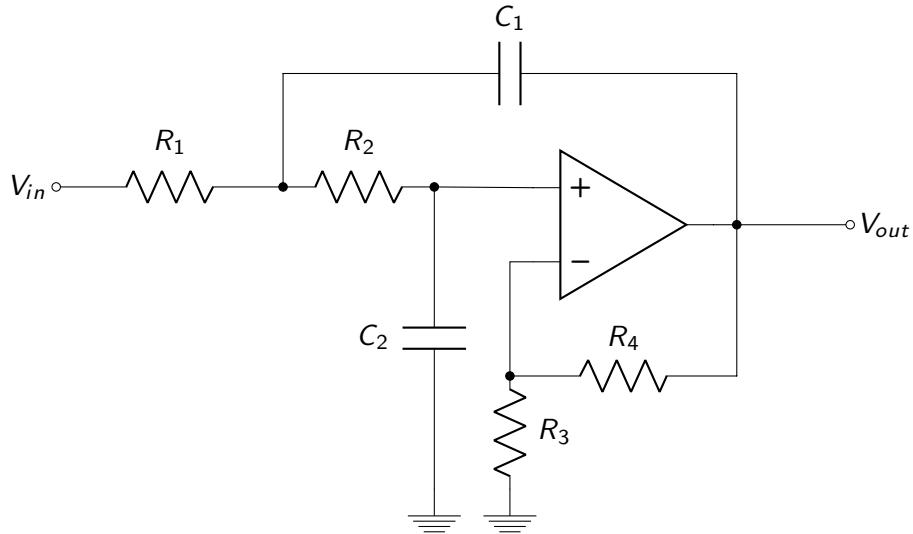


FIGURA 1: Celda Sallen-Key pasabajos de segundo orden

Analizando el circuito, se obtiene que la función transferencia es:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{K}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 C_1(1 - k) + C_2(R_1 R_2)) + 1} \quad (1)$$

En donde $K = 1 + \frac{R_4}{R_3}$.

De la función transferencia se obtienen las siguientes relaciones:

$$\begin{cases} \frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + (1 - k)\sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \\ G = 1 + \frac{R_4}{R_3} \end{cases} \quad (2)$$

Para facilitar las cuentas, se elige ganancia unitaria, es decir, tomaremos a R_3 como un circuito

abierto y a R_4 como un cable. Al aplicar esta condición, las expresiones halladas previamente se reducen a:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s C_2 (R_1 R_2) + 1} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \\ G = 1 \end{cases} \quad (4)$$

Es también de suma importancia notar que debido a que la impedancia de salida de la celda Sallen Key es la resistencia de salida del operacional, que en casos ideales es 0 aunque en realidad toma valores cercanos a 0, el acople entre celdas no tendrá que pasar a través de un *buffer*. Con el simple hecho de que la resistencia de entrada de la celda sea del orden de los cientos de Ohm o superior no habrá problema alguno.

1.2. Sensibilidades

Previo a el armado del circuito y la selección de los valores de cada componente, es de especial interés analizar las sensibilidades del mismo. Las sensibilidades se calculan como se indica en la Ecuación 5.

$$S_k^h = \frac{k}{h} \frac{dh}{dk} \quad (5)$$

Utilizando las Ecuaciones 4 es fácil notar que las variaciones del parámetro G con respecto a cualquier cosa serán siempre 0. Mientras que para ω_0 y Q se tabulan los valores a continuación:

Sensibilidades	R_1	R_2	C_1	C_2
ω_0	-1/2	-1/2	-1/2	-1/2
Q	$\frac{-(R_1 - R_2)}{2(R_1 + R_2)}$	$\frac{(R_1 - R_2)}{2(R_1 + R_2)}$	1/2	1/2

TABLA 1: Sensibilidades de los parámetros característico de una Sallen Key de segundo orden.

Se puede notar que la frecuencia del polo varía de la misma manera con las variaciones de todos los componentes del circuito. Por otro lado, el factor de calidad, Q , presenta una sensibilidad ante las resistencias que depende directamente con el valor que se le asigne a las mismas. Ambas sensibilidades son iguales pero en signo opuesto, y es fácil ver que si se toma $R_1 = R_2$ la sensibilidad será 0. Como en la realidad es muy difícil obtener resistencias exactamente iguales, ese 0 no será del todo cierto pero para lograr acercarlo lo más posible se utilizarán resistencias SMD, es decir, con tolerancia 1 %.

1.3. Aproximación con Legendre

Se busca implementar un filtro pasa bajos que cumpla con los requisitos denotados en la Tabla 2.

Orden	5
f_p	$29\text{kHz} \pm 5\%$
A_p	3dB
$ Z_{in}(f) $	$\geq 50\text{k}\Omega$

TABLA 2: Legendre para alta señal.

Se utiliza la herramienta *python* para buscar la función transferencia que cumpla con la plantilla pedida, en donde al no tener restricciones sobre la banda de atenuación se modifica el valor dado de 3dB a 1dB. De esta forma, al realizar el circuito físicamente con los componentes y sus tolerancias, sumandole el hecho de que hay valores que no se pueden conseguir, se tiene un margen mayor para el cual sigue cumpliendo con la plantilla.

Para realizar un filtro de orden 5 se necesitán una celda de primer orden y dos celdas Sallen Key. Las frecuencias obtenidas para los polos en cada celda se pueden observar en la Tabla 3.

Orden de la celda	f_0	Q
1	17715Hz	-
2	23395Hz	0.81
2	30489Hz	2.73

TABLA 3: Características de las celdas utilizadas.

Como este filtro se implementará para altas señales para evitar la pérdida de rango dinámico y la exactitud del filtro debido a un posible recortamiento de la señal en las secciones de alta Q, las secciones se ordenan en cascada en orden creciente de Q.

1.3.1. Selección de valores

Para la celda pasa bajos de primer orden se utiliza un circuito RC acompañado por un *buffer* como se muestra en la Figura 2

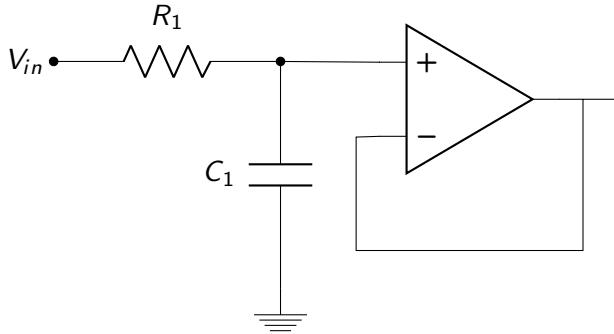


FIGURA 2: Celda orden 1.

Para cumplir con que la impedancia de entrada del filtro sea mayor a $50\text{k}\Omega$ se fija $R_1 = 51\text{k}\Omega$. Utilizando la ecuación 6 y la Tabla 3 se obtiene $C_1 = 150\text{pF}$ (comercial).

$$H(s) = \frac{1}{1 + sCR} \quad (6)$$

A la salida de la celda de orden 1 irá en cascada la celda de orden 2, utilizando Sallen Key, con factor de calidad $Q = 0,81$. De el sistema de ecuaciones 4 y sabiendo que $R_1 = R_2$ se llega a las siguientes relaciones:

$$\begin{cases} C_1 = 4Q^2C_2 \\ C_2 = \frac{1}{4\pi f QR} \end{cases} \quad (7)$$

Se fija el capacitor $C_2 = 820\text{pF}$ y a partir de esto, se obtiene $R = 5,1\text{k}\Omega$ y $C_1 = 1,8\text{nF}$.

De la misma manera, para la ultima etapa, que es también una celda de segunda orden se utilizan las mismas ecuaciones. Fijando $C_2 = 820\text{pF}$ se obtiene $R = 1,1\text{k}\Omega$ y $C_1 = 22\text{nF}$.

En la tabla 4 se resumen los valores utilizados para el filtro buscado.

Etapa	$R_1 = R_2 = R$	C_1	C_2
1	$51\text{k}\Omega$	150pF	-
2	$5,1\text{k}\Omega$	$1,8\text{nF}$	820pF
3	$1,1\text{k}\Omega$	22nF	820pF

TABLA 4: Valores utilizados.

Para verificar que los valores seleccionados cumplen con la plantilla pedida, a pesar de haber modificado valores para obtener valores comerciales, se realizó un análisis de montecarlo para 100 curvas sabiendo que la tolerancia de las resistencias utilizadas es el 1% y la de los capacitores es 10%.

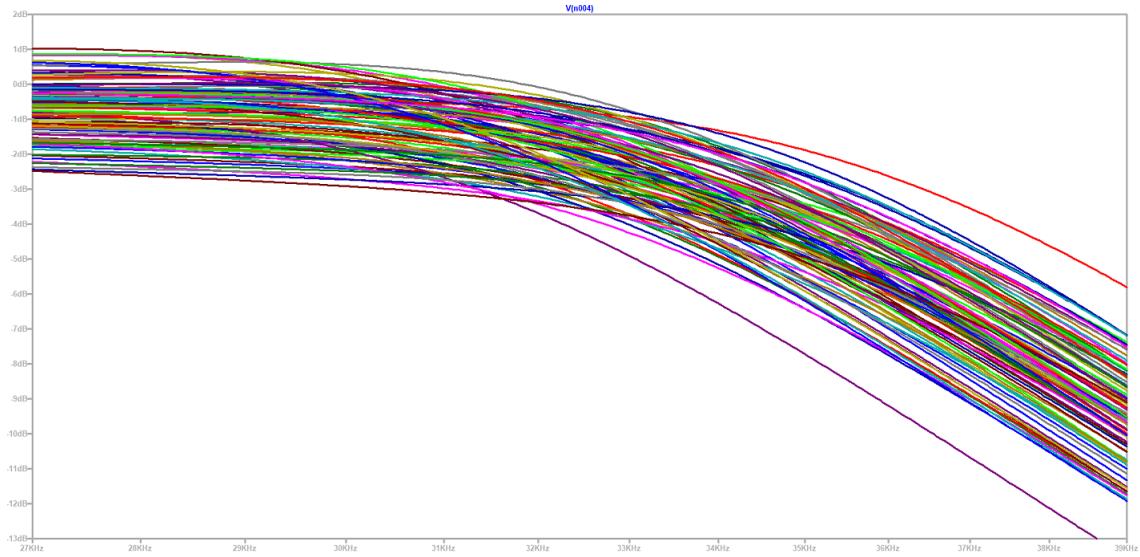


FIGURA 3: Análisis de montecarlo.

Se puede ver que utilizando los valores de la Tabla 4 los cien casos cumplen con la plantilla propuesta.

Junto con el montecarlo, se graficó un histograma para la dispersión de la frecuencia de corte en función del porcentaje de casos.

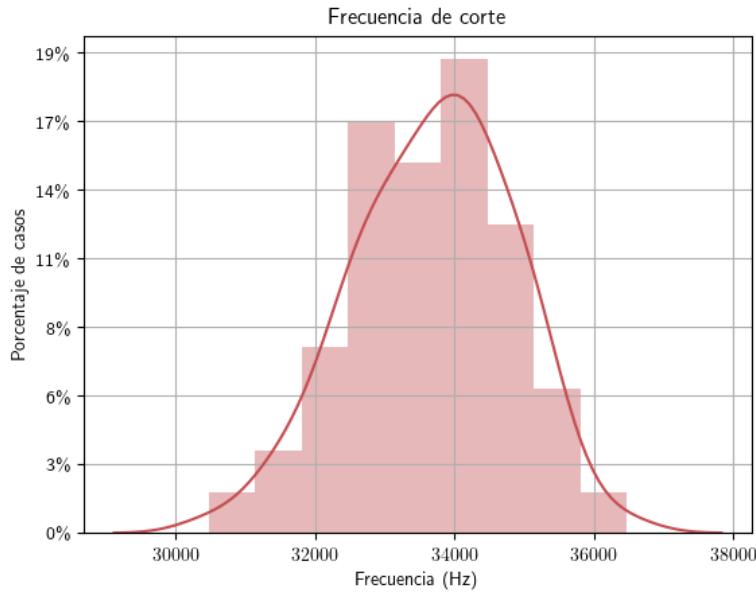


FIGURA 4: Dispersión de frecuencia de corte.

1.3.2. Respuesta en frecuencia

Se realizaron las mediciones con una señal de entrada de 5V y se muestra a continuación el bode medido superpuesto con el simulado y el teórico:

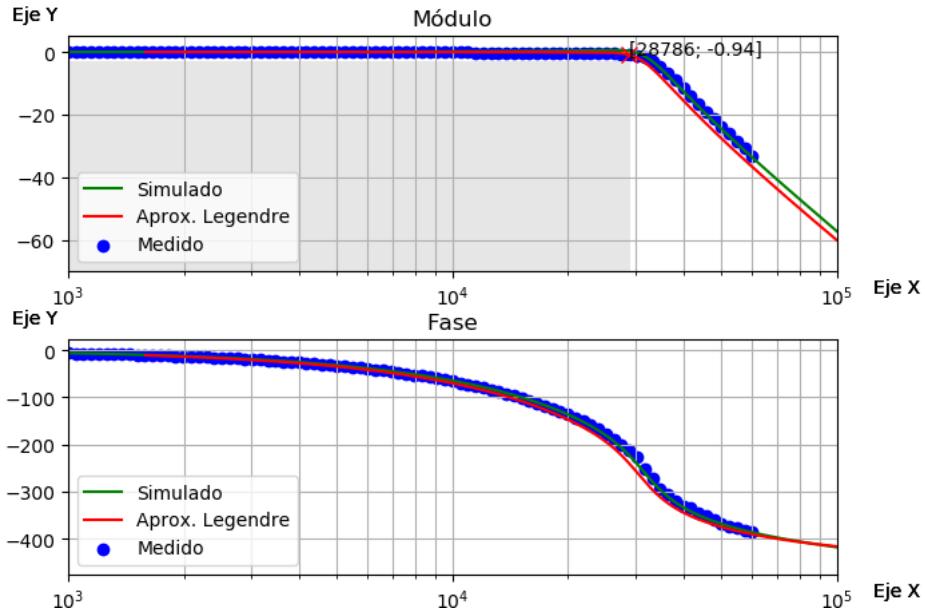


FIGURA 5: Respuesta en frecuencia del filtro con Legendre.

Se puede ver que cumple satisfactoriamente la plantilla deseada

1.3.3. Impedancia de entrada

Para la medición de la impedancia de entrada se utiliza el método de colocar una resistencia en serie a la entrada que irá variando a medida que aumente la frecuencia. Se midió tensión y corriente sobre esa resistencia y se utiliza la ecuación 1.3.3 para obtener la impedancia de entrada.

$$Z_{in} = \frac{V_r}{I_r} \quad (8)$$

En donde V_r y I_r son la tensión y la corriente sobre la resistencia de medición utilizada.



FIGURA 6: Impedancia de entrada del filtro con Legendre.

Se puede observar que la impedancia de entrada que presenta el circuito cumple con lo pedido, es

decir, que es mayor a $50k\Omega$.

1.3.4. Rango dinámico

Se calcula el rango dinámico utilizando la mayor ganancia a lo largo del filtro, en este caso es en la tercer etapa que se llega a una ganancia máxima $G = 2,73dB = 1.369$ (veces). La tensión máxima a la salida será 13V teniendo en cuenta que es alimentado con $\pm 15V$.

$$V_{i\max} = \frac{V_{o\max}}{1.369} = 9.496V \quad (9)$$

Luego, para la tensión mínima se toma el piso de ruido como $V_{i\min} = 10mV$.

$$V_{i\min} = 10mV \quad (10)$$

Utilizando estos valores se procede a calcular el rango dinámico (RD) de la siguiente forma:

$$RD = 20\log\left(\frac{V_{i\max}}{V_{i\min}}\right) = 59.55dB \quad (11)$$

1.4. Aproximación con Bessel

Se busca realizar un filtro pasa bajos que cumpla con la plantilla dada en la Tabla 5.

f_p	1100Hz
f_a	5200Hz
A_p	3dB
A_a	40dB
$\Upsilon(f_p)$	$\leq 5\%$
$ Z_{in}(f) $	$\geq 50k\Omega$

TABLA 5: Bessel para baja señal.

De la misma forma que para la sección 1.3, se utilizan *python* para hallar el orden de un filtro que cumpla con las especificaciones dadas. Al ingresar la plantilla, se obtiene un filtro de orden 5, pero luego de obtener valores y realizar el análisis de montecarlo se ve que la mayoría de los casos no cumplirían con lo pedido ya que no se estaba dejando margen de error. En consecuencia, se le pide al filtro que cumpla una plantilla más estricta y se concluye que el filtro debe ser de orden 6.

La implementación de este filtro se hace mediante tres celdas Sallen Key pasa bajos de segundo orden. Las frecuencias de corte de cada una de ellas junto con su respectivo factor de calidad se muestran a continuación:

Orden de la celda	f_0	Q
2	2550Hz	1.02
2	2262Hz	0.61
2	2148Hz	0.51

TABLA 6: Características de las celdas utilizadas.

A diferencia de el filtro anterior, debido a que éste filtro será diseñado para ser utilizado con bajas señales se busca que la amplificación en los sobrepicos se dé antes que la atenuación. Por lo tanto, se ordenan las etapas en orden decreciente del factor de calidad.

1.4.1. Selección de valores

Utilizando las ecuaciones 7 para hallar los valores de los capacitores, fijando previamente las resistencias se obtiene:

Etapa	$R_1 = R_2 = R$	C_1	C_2
1	$100k\Omega$	$1.2nF$	$270pF$
2	$12k\Omega$	$7.15nF$	$4.8nF$
3	$22k\Omega$	$3.3nF$	$3.3nF$

TABLA 7: Valores utilizados.

En cuanto a la primer celda, para cumplir la condición de que la impedancia de entrada sea mayor a $50k\Omega$ se busca una R superior a ese valor.

Se verifica que los valores seleccionados cumplan con la plantilla pedida mediante un análisis de montecarlo para 100 curvas utilizando las tolerancias correspondientes para las resistencias y los capacitores.

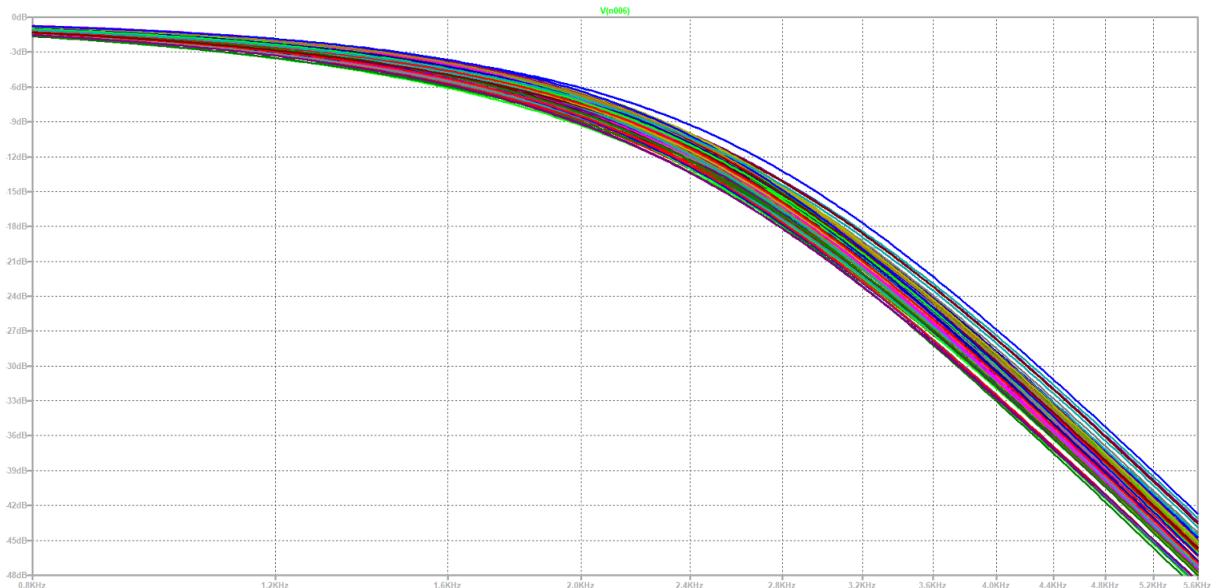


FIGURA 7: Análisis de montecarlo.

A partir del montecarlo, se realiza un histograma para observar la dispersión de la frecuencia de corte en función de los diferentes casos.

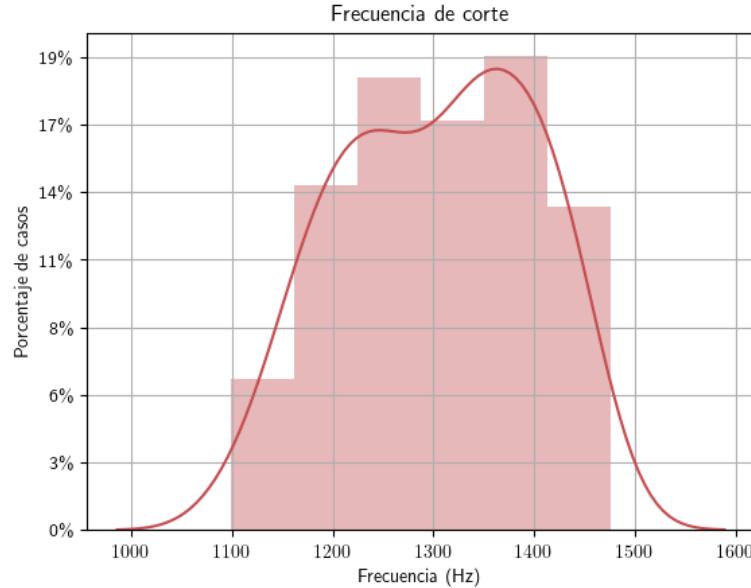


FIGURA 8: Dispersi'on de la frecuencia de corte.

1.4.2. Respuesta en frecuencia

A continuación se muestra el gráfica de la respuesta en frecuencia del filtro, medido a partir de una señal de entrada de 5V de amplitud, en contraste con la simulación y la teoría.

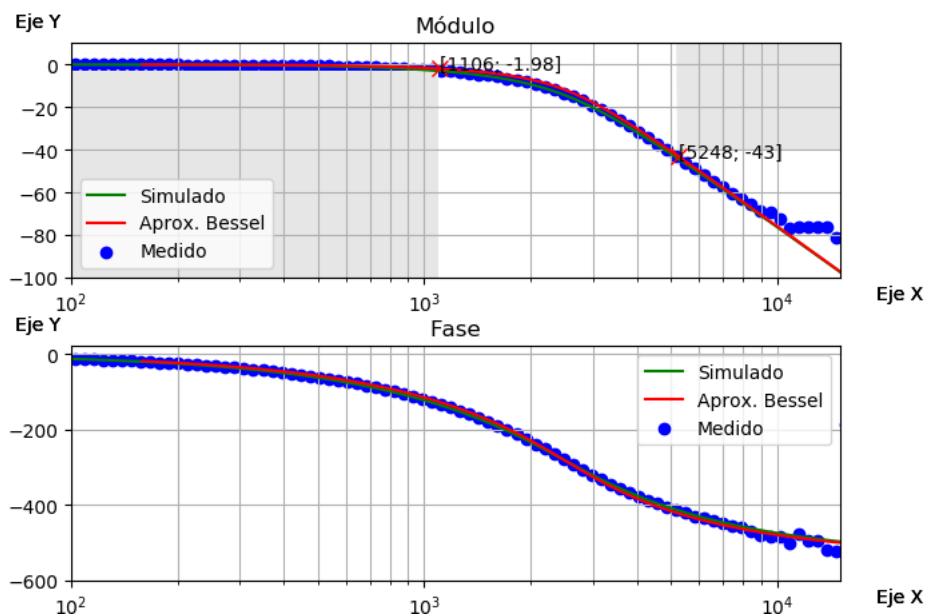


FIGURA 9: Respuesta en frecuencia de filtro con Bessel.

Se puede ver que cumple satisfactoriamente la plantilla deseada tanto en la banda de atenuación como en la banda pasante.

1.4.3. Impedancia de entrada

Para la medición de la impedancia de entrada se coloca una resistencia en serie a la entrada que tomará diferentes valores a medida que aumente la frecuencia. De la misma forma que con el filtro de Legendre se realiza la medición utilizando la ecuación 1.3.3.



FIGURA 10: Impedancia de entrada del filtro con Bessel.

Se puede observar nuevamente que la impedancia de entrada cumple con lo pedido.

1.4.4. Rango dinámico

Se calcula el rango dinámico utilizando la mayor ganancia a lo largo del filtro, en este caso es en la primer etapa que se llega a una ganancia máxima $G = 1.02dB = 1.12(\text{veces})$. La tensión máxima a la salida será 13V teniendo en cuenta que es alimentado con $\pm 15V$.

$$V_{i\max} = \frac{V_{o\max}}{1.12} = 11.61V \quad (12)$$

Luego, para la tensión mínima se toma el piso de ruido como $V_{o\min} = 10mV$.

$$V_{i\min} = 10mV \quad (13)$$

Utilizando estos valores se procede a calcular el rango dinámico (RD) de la siguiente forma:

$$RD = 20\log\left(\frac{V_{i\max}}{V_{i\min}}\right) = 61.294dB \quad (14)$$

2. Ejercicio 2: Celda Rauch (Deliyannis-Friend modificada)

2.1. Introducción

En esta sección se buscará realizar un filtro pasa banda utilizando la aproximación de Chebyshev y celdas Rauch o también conocida como Deliyannis-Friend modificada. Se utiliza la versión modificada dado que el Q buscado es muy alto y para lograr esto con la celda Deliyannis-Friend habría que utilizar valores de resistencias demasiado altos. La versión mejorada, hace uso de un ciclo de realimentación positiva como se ve en la figura 11 logrando así valores elevados de Q.

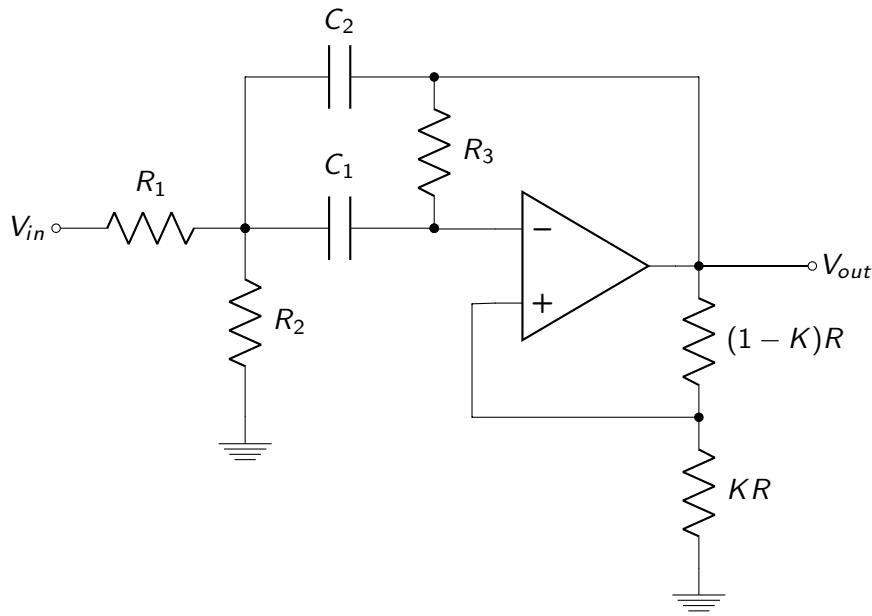


FIGURA 11: Celda Rauch.

Analizando el circuito, considerando el operacional como ideal ($A_{voI} = \infty$), se obtiene la siguiente expresión para la función transferencia del mismo:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{sC_1R_2R_3}{s^2(C_1C_2R_1R_2R_3(1-K)) + s(C_2R_1R_2(1-K) + C_1(R_1R_2(1-K) - K(R_1R_3 + R_2R_3))) + 1 - K} \quad (15)$$

Por simplicidad, se toma como condición que los capacitores sean iguales, $C_1 = C_2$. Aplicando ésto a la función transferencia se obtienen los parámetros característicos de la siguiente forma:

$$\begin{cases} Q = \frac{\sqrt{R_1R_2R_3(R_1 + R_2)}}{2R_1R_2 - \frac{K}{1-K}(R_1 + R_2)R_3} \\ \omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1R_2R_3}} \\ G = \frac{R_2R_3}{2R_1R_2(K - 1) + KR_3(R_1 + R_2)} \end{cases} \quad (16)$$

2.2. Diseño del filtro

Se busca realizar un filtro pasa banda que cumpla con las especificaciones de la tabla 8.

Pendiente pasa bajos normalizado	-40dB/dec
f_p	48kHz
B	1/10
A_p	3dB
$ Z_{in}(f) $	$\geq 50k\Omega$

TABLA 8: Parámetros filtro pasa banda con Chebyshev.

Debido a que se pide una pendiente de pasa bajos normalizado de 40dB/dec, el orden de dicho pasa bajos es $n=2$ por lo que se obtiene un filtro pasa banda de orden 4. En consecuencia, se utilizarán 2 celdas Rauch de orden 2. Luego, se pide una atenuación máxima en banda pasante de 3dB por década pero teniendo en cuenta que los componentes presentan tolerancias se busca una $A_p = 1dB$ para tener margen de error.

A partir del dato de la frecuencia en banda pasante y el valor del $Q = 10$ se utiliza la ecuación 17 junto con la condición de simetría 18 para hallar los valores de f_p^+ y f_p^- .

$$B = \frac{\Delta f_p}{f_p} \quad (17)$$

$$f_p^2 = f_p^+ \cdot f_p^- \quad (18)$$

Obteniéndose $f_p^- = 45659.96Hz$ y $f_p^+ = 50459.96Hz$.

Con las condiciones propuestas se utiliza un programa de simulación de filtros para obtener las características de las celdas a implementar llegando a los siguientes valores.

Etapa	f_0	Q
1	45649.29Hz	14.05
2	50471.75Hz	14.05

TABLA 9: Características de las celdas a utilizar.

Utilizando el análisis realizado en el libro Schaumann ¹ se expresa el factor de calidad del circuito en función del factor de calidad de la celda Deliyannis-Friend sin mejora de Q al cual se lo llama Q_0 .

$$Q = \frac{Q_0}{1 - 2\alpha Q_0^2} \quad (19)$$

¹R. Schaumann, M. Van Valkenburg, 'Analog filter design', New York, 2011, pp:169-177

$$\alpha = \frac{K}{1 - K} \quad (20)$$

Lo mismo sucede para la ganancia del circuito:

$$H_B = \frac{HQ}{Q_0(1 - K)} \quad (21)$$

Siguiendo con el análisis realizado por *Schaumann*, se plantean las siguientes relaciones entre las resistencias que tiene el circuito para simplificar la búsqueda de valores:

$$R_1 = \frac{R^*}{a} \quad (22)$$

$$R_2 = \frac{R^*}{1 - a} \quad (23)$$

Finalmente, se presenta el circuito que se utilizará habiendo aplicado los cambios vistos previamente:

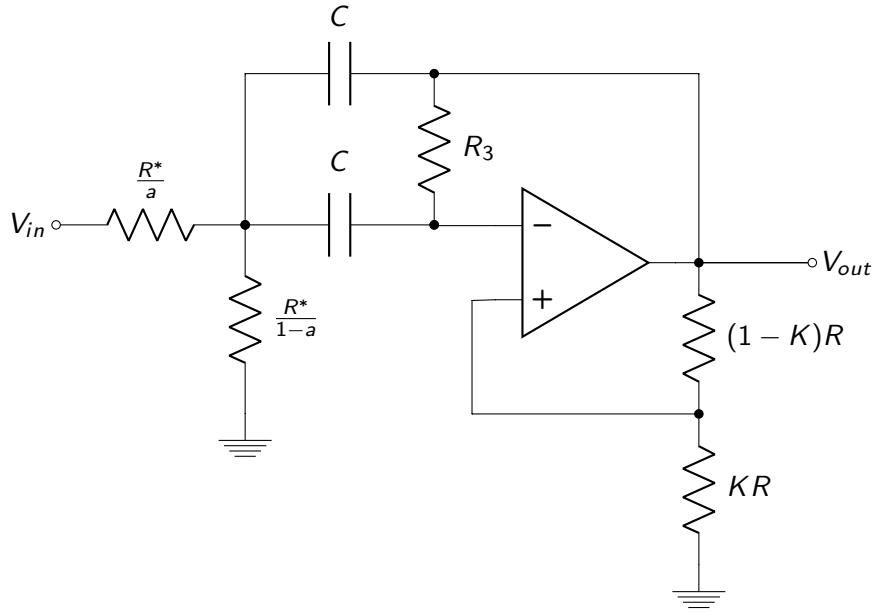


FIGURA 12: Celda Rauch a utilizar.

2.3. Selección de valores

Un estudio realizado por *Schaumann* en su libro demuestra que el Q_o óptimo que debe elegirse al realizar una celda Rauch es de $Q_o = 1.5$ y luego debe buscarse la relación de las resistencias en la rama de realimentación positiva para obtener el Q del circuito que se desea. Teniendo esto se

procede a calcular el valor de α .

$$\alpha = \frac{1}{2Q_0^2} \left(1 - \frac{Q_0}{Q}\right) = 0.1985 \quad (24)$$

Con la expresión planteada previamente de K en función de α se encuentra:

$$K = \frac{\alpha}{1 + \alpha} = 0.1656 \quad (25)$$

Luego, para la ganancia se define $H_B = 1$ y se busca el valor de H correspondiente.

$$H = H_B \frac{Q_0}{Q} (1 - K) = 0.0891 \quad (26)$$

Para hallar los valores de las resistencias de cada celda, las ecuaciones resultantes son las siguientes.

$$R_3 = \frac{2Q_0}{\omega_0 C} \quad (27)$$

$$a = \frac{H}{2Q_0^2} \quad (28)$$

$$R^* = \frac{R_3}{4Q_0^2} \quad (29)$$

Una vez conocidas estas ecuaciones se procede a buscar los valores de cada componente del circuito. Debido a que se tienen ciertos grados de libertad, se comienzan fijando los capacitores de las dos celdas en $1nF$ y la resistencia en el lazo de realimentación positiva $R = 9000\Omega$ para obtener valores no tan bajos al multiplicar por el factor K.

Componentes	Primer etapa	Segunda etapa
C	$1nF$	$1nF$
R_1	58709Ω	53100Ω
R_2	1185Ω	1072Ω
R_3	10459Ω	9460Ω
RK	1500Ω	1500Ω
$R(1-K)$	7557Ω	7557Ω

TABLA 10: Valores obtenidos para las celdas.

Como se puede observar, éstos valores no son valores comerciales. Para comenzar a buscar los valores que se utilizarán en el filtro finalmente se realizará primero un análisis de sensibilidades del circuito.

2.4. Sensibilidades

Es de gran importancia conocer las sensibilidades de los parámetros previo a la selección de componentes para así tener una idea de que valores pueden variar sin causar grandes cambios en el circuito y en que componentes es conveniente buscar formas de implementar el valor exacto.

Se busca la sensibilidad relativa de una función y respecto a una variable x como $S_x^y = \frac{x}{y} \frac{dy}{dx}$.

Con las relaciones de las resistencias obtenidas en la sección anterior se despeja del sistema de ecuaciones 16 los parámetros característicos en función de las variables de importancia.

$$\begin{cases} Q = \frac{Q_0}{1 - \frac{K}{1-K} 2Q_0^2} \\ \omega_0 = \frac{2}{R_3 C} \sqrt{\frac{R_3}{4R^*}} \end{cases} \quad (30)$$

Se obtienen las siguientes expresiones para las sensibilidades de cada parámetro en función de los componentes.

Sensibilidades	$S_X^{\omega_0}$	S_X^H	S_X^Q
C	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{(K-1)R_1R_2+KR_3(R_1+R_2)}{2R_1R_2(K-1)+KR_3(R_1+R_2)}$	$\frac{KR_3(R_1+R_2)}{2(((K-1)2R_2+KR_3)R_1+KR_2R_3)}$
R_1	$-\frac{R_2}{2(R_1+R_2)}$	$-\frac{R_1(2R_2(K-1)+KR_3)}{2R_1R_2(K-1)+KR_3(R_1+R_2)}$	$-\frac{R_2((2R_1(K-1)-KR_3)R_2-KR_1R_3)}{2(R_1+R_2)((2R_1(K-1)+KR_3)R_2+KR_1R_3)}$
R_2	$-\frac{R_1}{2(R_1+R_2)}$	$-\frac{KR_1R_3}{(2R_2(K-1)+KR_3)R_1+KR_2R_3}$	$-\frac{R_1(((K-1)2R_2-KR_3)R_1-KR_2R_3)}{2(R_1+R_2)((2R_1(K-1)+KR_3)R_1+KR_2R_3)}$
R_3	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{2R_1R_2(K-1)}{(2R_2(K-1)+KR_3)R_1+KR_2R_3}$	$-\frac{R_1((K-1)2R_2-KR_3)-KR_2R_3}{2(R_1((K-1)2R_2+KR_3)+KR_2R_3)}$
K	0	$-\frac{2KR_1R_2+KR_3(R_1+R_2)}{2R_1R_2(K-1)+KR_3(R_1+R_2)}$	$\frac{KR_3(R_1+R_2)}{(K-1)(R_1((K-1)2R_2+KR_3)+KR_2R_3)}$

TABLA 11: Sensibilidades en forma genérica.

Luego de haber llegado a estas expresiones se reemplaza cada ecuación con los valores de la Tabla 10 para lograr ver de forma mas concisa las sensibilidades obteniéndose los siguientes valores.

Sensibilidades	$S_X^{\omega_0}$	S_X^H	S_X^Q
C	$-\frac{1}{2}$	-1.5	-1
R_1	-0.01	-1.16	-0.01
R_2	$-\frac{1}{2}$	-8.2	-6.5
R_3	$-\frac{1}{2}$	-3	-4.1
K	0	6.2	6

TABLA 12: Sensibilidades de la primer etapa.

Sensibilidades	$S_X^{\omega_0}$	S_X^H	S_X^Q
C	$-\frac{1}{2}$	-1.5	-1
R_1	-0.01	-1.16	-0.01
R_2	$-\frac{1}{2}$	-8.2	-6.5
R_3	$-\frac{1}{2}$	-3	-4.1
K	0	6.2	6

TABLA 13: Sensibilidades de la segunda etapa.

2.5. Ajuste de valores

De acuerdo con las sensibilidades obtenidas en la sección 2.4 se tomó especial atención en la resistencia R_2 , por lo cual se colocó un *preset* para lograr ajustar al valor exacto. El valor de K, que controla directamente el valor de las dos resistencias de la rama de realimentación positiva, también presenta una alta sensibilidad frente a algunos parámetros pero dado que solo se puede utilizar un *preset* por celda, se buscó la manera de implementar el valor hallado con resistencias en serie.

Componentes	Primer etapa	Implementación	Segunda etapa	Implementación
C	$1nF$	$1nF$	$1nF$	$1nF$
R_1	$59k\Omega$	$56k\Omega + 3k\Omega$	$53k\Omega$	$51k\Omega + 2k\Omega$
R_2	1185Ω	Preset $2k\Omega$	1072Ω	Preset $2k\Omega$
R_3	$10.5k\Omega$	$10k\Omega + 500\Omega$	$9.4k\Omega$	$8.2k\Omega + 1.2k\Omega$
RK	$1.5k\Omega$	$1.5k\Omega$	$1.5k\Omega$	$1.5k\Omega$
$R(K - 1)$	$7.5k\Omega$	$7.5k\Omega$	$7.5k\Omega$	$7.5k\Omega$

TABLA 14: Valores utilizados.

Con los valores seleccionados, se realiza una simulación en *Ltspice* del circuito verificando mediante un montecarlo los posibles escenarios que se pueden enfrentar a la hora de realizar el filtro. Se realizan 100 pruebas con las tolerancias de los capacitores en 10 % y las resistencias al ser SMD de 1 %.

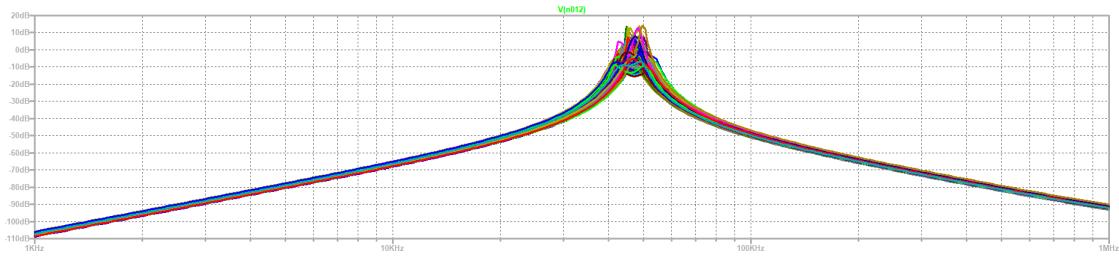


FIGURA 13: Análisis de montecarlo.

Se puede observar que la banda pasante varía mucho en cuanto a la ganancia, por lo tanto se

decidió colocar una etapa de ganancia a la salida del circuito para poder regular éste parámetro y así cumplir con la plantilla.

Se realizó también un histograma de la dispersión de la frecuencia ω_0 y de el factor de calidad Q.

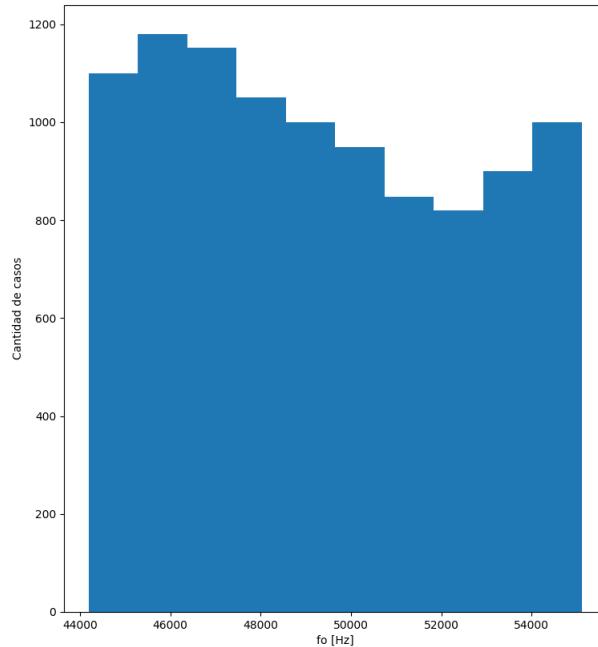


FIGURA 14: Histograma de la dispersión de la frecuencia f_0 de la primer etapa.

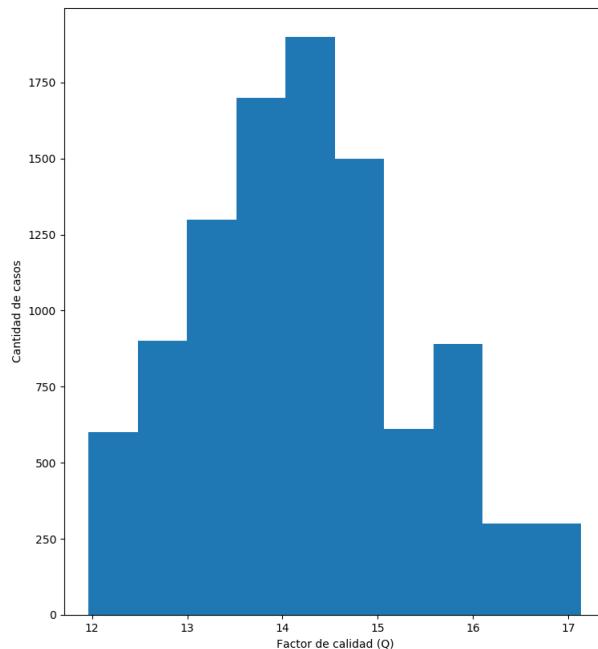


FIGURA 15: Histograma del factor de calidad Q de la primer etapa.

Como se muestra en la Tabla 9, la frecuencia de corte de la primera etapa es 45649.29Hz y el factor de calidad Q es 14.05.

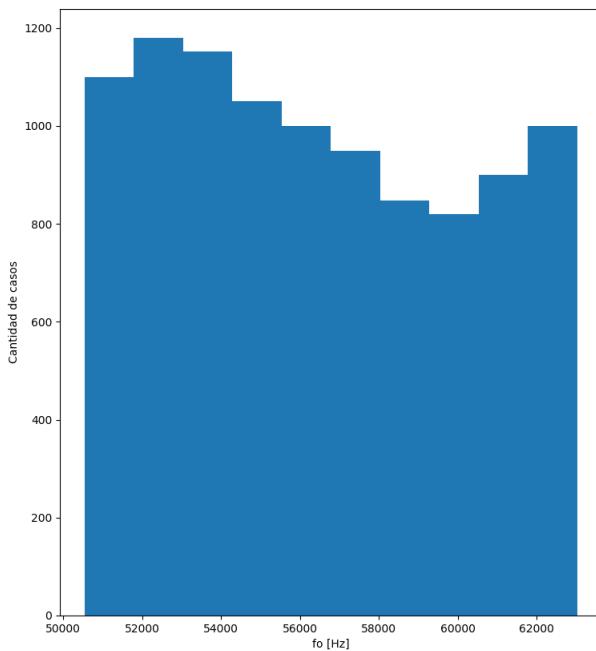


FIGURA 16: Histograma de la dispersión de la frecuencia f_0 de la segunda etapa.

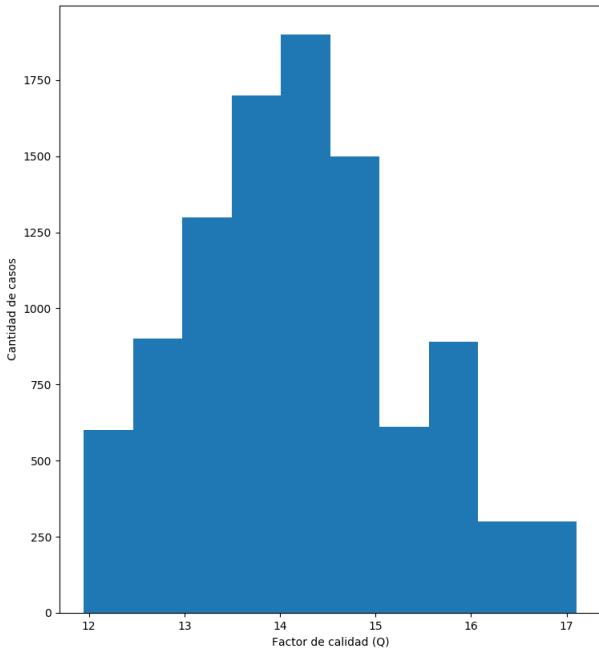


FIGURA 17: Histograma del factor de calidad Q de la segunda etapa.

La frecuencia de corte de la segunda etapa es $f_0 = 50471.75\text{Hz}$ y el factor de calidad Q es 14.05. Como se esperaba, todos los parámetros analizados mediante histogramas cumplen con lo buscado, es decir, hay mas casos en los cuales el filtro funcionaría como esperado que en los que no.

2.6. Respuesta en frecuencia

Teniendo los valores de los componentes, la frecuencia de banda pasante, la atenuación y el factor de calidad y utilizando el método de la aproximación de Chebyshev se obtiene la función transferencia teórica de filtro de orden 4.

$$H(s) = \frac{s^2 \cdot 1.302 \cdot 10^9}{(s^2 + s \cdot 20559.5 + 8.35 \cdot 10^{10})(s^2 + s \cdot 22440.5 + 9.9 \cdot 10^{10})} \quad (31)$$

A continuación se muestra la función transferencia obtenida teóricamente, contrastada con la simulación y con la medida.

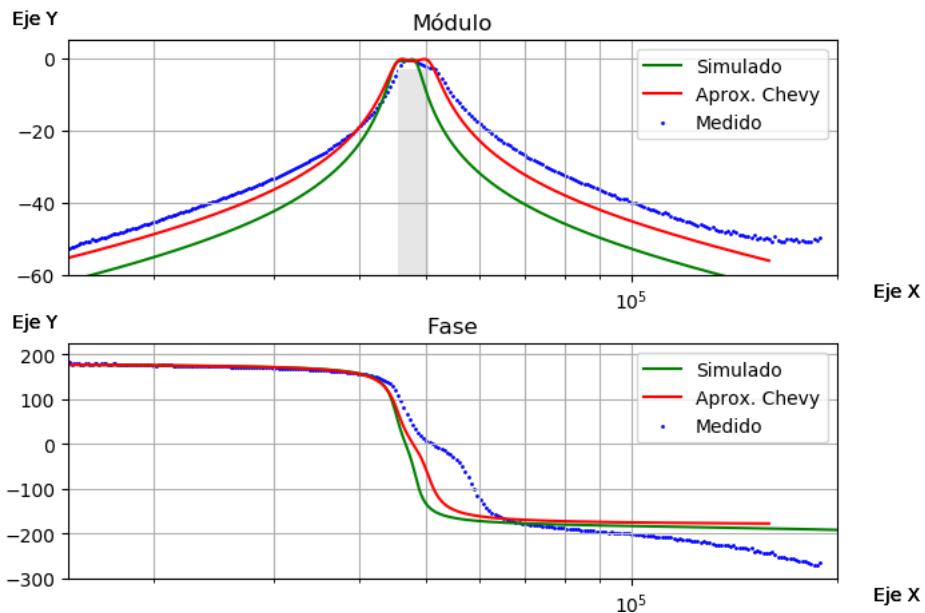


FIGURA 18: Respuesta en frecuencia del filtro pasa banda con Chebyshev.

Se puede observar que la función transferencia medida cumple con todas las condiciones pedidas y coincide bastante bien tanto con la simulación como con la teoría.

2.7. Impedancia de entrada

En cuanto a la impedancia de entrada, una de las condiciones dadas para el filtro es que nunca sea menor a $50\text{k}\Omega$. Por lo tanto, aprovechando que se utiliza un circuito integrado TL084, el cuál trae 4 operacionales ya que se necesitan dos para las celdas y uno para la etapa de ganancia, el cuarto fué utilizado como *buffer* de entrada. Habiendo realizado esto se asegura que la impedancia de entrada del filtro sea muy alta. Se simula el circuito mediante la herramienta *Ltspice* y a continuación se muestra la impedancia de entrada obtenida.

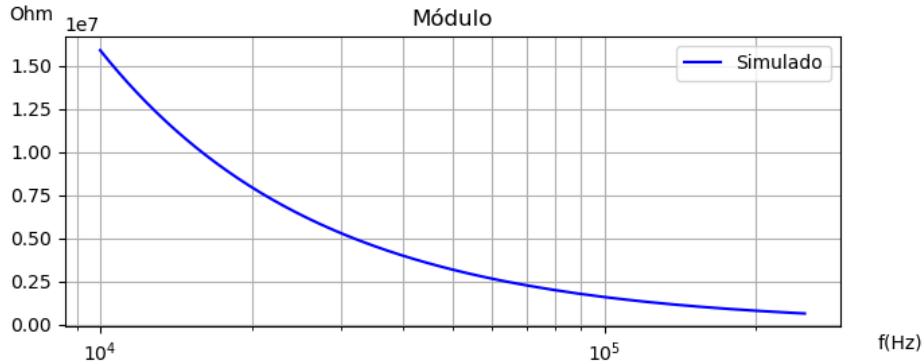


FIGURA 19: Impedancia de entrada simulada.

2.8. Rango dinámico

Se calcula el rango dinámico utilizando la mayor ganancia a lo largo del filtro, se llega a una ganancia máxima $G = 2.4dB = 1.318$ (veces). La tensión máxima a la salida será 13V teniendo en cuenta que es alimentado con $\pm 15V$.

$$V_{i\max} = \frac{V_{o\max}}{1.318} = 9.86V \quad (32)$$

Luego, para la tensión mínima se toma el piso de ruido como $V_{o\min} = 10mV$.

$$V_{i\min} = 10mV \quad (33)$$

Utilizando estos valores se procede a calcular el rango dinámico (RD) de la siguiente forma:

$$RD = 20\log\left(\frac{V_{i\max}}{V_{i\min}}\right) = 59.88dB \quad (34)$$

2.9. Conclusiones

La implementación del filtro pasa banda con celdas Rauch resultó ser eficiente en cuanto a la cantidad de componentes que se utilizan. Utilizando las relaciones entre componente escogidas y mediante la elección de usar un preset en el factor más determinante para la ganancia y el factor de calidad se logró obtener un filtro pasa-bandas que cumpla con las condiciones buscadas. Otra cualidad que tiene la celda Rauch es el elevado factor de calidad que es posible conseguir debido a la realimentación positiva y negativa aunque esto también puede ser peligroso ya que si los valores del ciclo de realimentación positiva no están bien calculados se puede armar un oscilador.

3. Sedra-Ghorab-Martin (R)

3.1. Introducción

Esta sección del trabajo se basa en el paper “Optimum Configurations for Single-Amplifier Biquadratic Filters”. En él se discuten nuevos circuitos con términos cuadráticos en la función transferencia, esto lo realiza utilizando un solo amplificador operacional, por lo que se la denomina también SAB que son las siglas de single amplifier biquad.

La propuesta del paper es mejorar la sensibilidad del Q del circuito respecto de la ganancia a lazo abierto del operacional, que se sabe presenta una variabilidad muy grande debido a los procesos de fabricación, pero a cambio de esta mejora, empeora la sensibilidad de los componentes pasivos que rodean al operacional, es decir aumenta dicho valor de sensibilidades.

3.2. Especificaciones del Filtro

El filtro que se solicita realizar presenta las especificaciones que se pueden ver en la tabla 15.

TABLA 15: Tabla con las especificaciones para el filtro a realizar.

f_a	11.1 kHz
f_p	22.2 kHz
A_p	2 dB
A_a	40 dB
$ Z_{inp}(f) $	$\geq 50k\Omega$

Como siempre, se tomaron para la creación del filtro valores más restrictivos, en particular se utilizaron los valores que se muestran en la tabla 16, esto se realiza para estar cubierto ante la variabilidad de los componentes utilizados. Para esto se solicitó un filtro más restrictivo modificando los A_p y A_a del filtro requerido.

TABLA 16: Tabla con las especificaciones que se utilizaron para el filtro.

f_a	11.1 kHz
f_p	22.2 kHz
A_p	1.5 dB
A_a	50 dB
$ Z_{inp}(f) $	$\geq 50k\Omega$

3.3. Circuito a Implementar

En el paper se detallan 2 circuitos, uno correspondiente al Low Pass Biquad y el otro correspondiente al High Pass Biquad.

En este informe se tratará sólo el HPB debido a que es lo que se necesita realizar, pero en caso

de que se requiera se puede ver en el paper en cuestión.² A continuación se puede ver en la figura 20 la representación esquemática del circuito a utilizar.

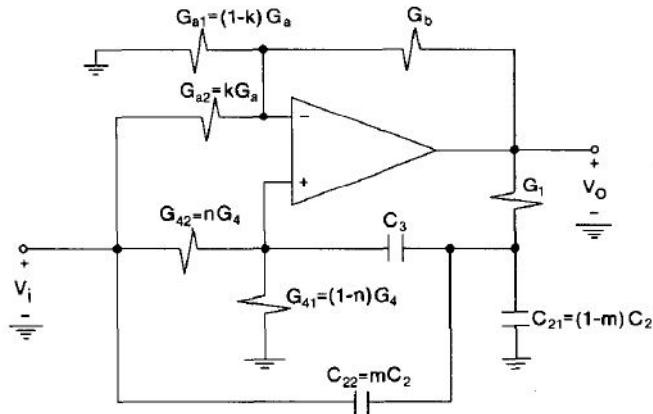


FIGURA 20: Representación Esquemática del circuito a implementar.

En el paper se trabaja con las conductancias, y para mantener su enfoque se decide trabajar de la misma forma en este informe, recordando que la conductancia refiere a la inversa de la resistencia, a dichas conductancias se las nombrará con la letra G.

3.4. Aproximación de Cauer

Para el filtro a realizar se utilizó la aproximación de Cauer, cabe destacar que los ceros se encuentran muy cercanos al eje por lo que pequeñas variaciones en los componentes podrían llegar a modificar la fase de forma abrupta.

De esta manera y utilizando los valores de la tabla 16 se procedió a encontrar los valores de los ceros y polos necesarios para el filtro en cuestión, de esta manera se muestra en la figura 21 el diagrama de polos y ceros encontrado para la situación planteada.

²ADEL S. SEDRA, MOHAMED A. GHORAB, AND KEN MARTIN, Optimum Configurations for Single-Amplifier Biquadratic Filters-, IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS, VOL. CAS-27, NO. 12, DECEMBER 1980

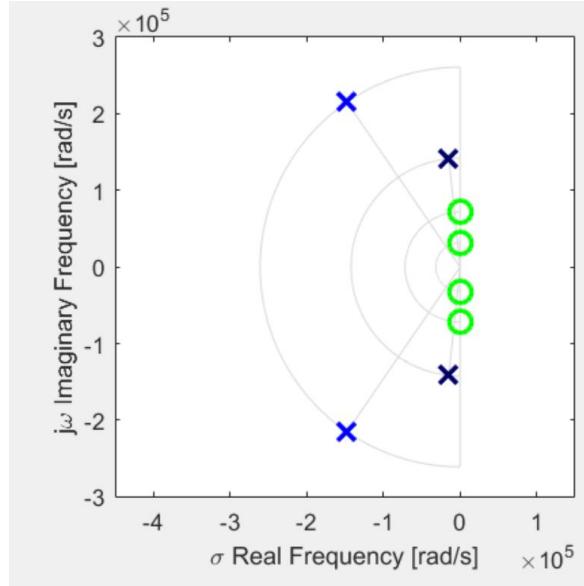


FIGURA 21: Representación gráfica del diagrama de polos y ceros

De esta manera conociendo los valores de los polos y ceros necesarios se procedió a elegir las etapas que se utilizarían para el filtro, para ello se procedió a elegir 2 etapas, cada una con un par de ceros y un par de polos conjugados.

De esta manera, las etapas elegidas para el filtro en cuestión fueron las siguientes:

Etapa 1:

$$\begin{aligned} f_p &= 22626 \text{Hz} \\ f_z &= 11428 \text{Hz} \\ Q &= 0.88 \end{aligned} \tag{35}$$

Etapa 2:

$$\begin{aligned} f_p &= 41510 \text{Hz} \\ f_z &= 5038.2 \text{Hz} \\ Q &= 4.87 \end{aligned} \tag{36}$$

La función transferencia de la celda es como se indica en la ecuación 37.

$$T(s) = \frac{n_2 s^2 + n_a s + n_0}{s^2 + \left(\frac{w_0}{Q}\right) s + w_0^2} \tag{37}$$

Donde:

$$\begin{aligned}
 w_0^2 &= \frac{G_1(G_{41} + G_{42})}{C_3(C_{21} + C_{22})} \\
 \frac{w_0}{Q} &= (G_{41} + G_{42}) \left(\frac{1}{C_{21} + C_{22}} + \frac{1}{C_3} \right) - \left(\frac{G_1}{C_{21} + C_{22}} \right) \left(\frac{G_{a1} + G_{a2}}{G_b} \right) \\
 n_2 &= \left(\frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b} \right) \left(\frac{C_{22}}{C_{21} + C_{22}} \right) - \frac{G_{a2}}{G_b} \\
 n_1 &= \left(\frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b} \right) \left(\frac{C_{42}}{C_{41} + C_{42}} \right) \left(\frac{G_{21} + G_{22} + G_3}{C_1} \right) - \left(\frac{G_{a2}}{G_b} \right) \left(\frac{G_3}{C_{41} + C_{42}} + \frac{G_{21} + G_{22} + G_{21}}{C_1} \right) \\
 n_0 &= \frac{G_3(G_{21} + G_{22})}{C_1(C_{41} + C_{42})} \left(\left(\frac{G_{22}}{G_{21} + G_{22}} \right) \left(\frac{G_{a1} + G_{a2} + G_b}{G_b} \right) - \left(\frac{G_{a2}}{G_b} \right) \right)
 \end{aligned} \tag{38}$$

3.5. Selección de componentes

De esta manera con los datos de las frecuencias de los polos y ceros de cada etapa y con el factor de calidad Q de las mismas, sabiendo que el término lineal en el numerador de la transferencia debe ser cero se puede llegar a las funciones transferencias teóricas de las mismas, dichas funciones transferencias quedan de la forma de las ecuaciones 39.

$$\begin{aligned}
 H_1 &= \frac{s^2 + 5156300294}{s^2 - 29217s + 2.02 \cdot 10^{10}} \\
 H_2 &= \frac{s^2 + 1002019246}{s^2 - 294995s + 6.85 \cdot 10^{10}}
 \end{aligned} \tag{39}$$

De esta manera para la selección de componentes se siguieron los pasos propuestos en el paper para la creación de la celda.

3.5.1. 1era celda

En la primer celda se conocen los datos de $Q_1=4.86$, $W_{p1} = 142126.7 \left(\frac{rad}{s} \right)$ y $W_{z1} = 71807.4 \left(\frac{rad}{s} \right)$ además del $Q_0 = 2$.

De esta manera se calculan los valores que se muestran en la tabla 17.

TABLA 17: Tabla con los valores de las constantes para hallar los valores de los componentes.

Parámetro	Ecuación	Valor
K	$\frac{1 - \frac{Q_0}{Q}}{2Q_0^2} + 1$	1.073
k	$\frac{n_2 \left(\frac{w_z}{w_0} \right)^2}{1 - \frac{Q_0}{Q}}$	0.433
n	$k \left(1 - \frac{Q_0}{KQ} \right)$	0.266
m	$k \left(\frac{K-1}{K} \right) \left(1 + 2Q_0^2 \left(\frac{w_0}{w_z} \right)^2 \right)$	0.9527

Así con los valores de las constantes dadas se puede llegar a los valores de las relaciones de capacitores como muestra la tabla 18.

TABLA 18: Tabla con los valores de los capacitores (tomando $C_{21} = 510\text{pF}$)

Componente	Relación	Valor
C_{21}	C_{21}	510pF
C_{22}	$20.14 \cdot C_{21}$	10.27nF
C_3	$C_3 = 21.14 \cdot C_{21}$	10.78nF

Luego se puede conocer el valor de G_1 mediante la ecuación 41 donde w_p y Q_p pueden ser calculados mediante las ecuaciones 40.

$$\begin{aligned} w_p &= w_0 \left(1 + Q_0 \left(\frac{w_0}{w_t} \right) \right) \\ Q_p &= Q \left(1 - 2Q_0 Q \left(\frac{w_0}{w_t} \right) \left(\frac{1}{2Q} - \frac{w_0}{w_t} \right) \right) \end{aligned} \quad (40)$$

$$G_1 = 2Q_0 w_p \sqrt{C_3(C_{21} + C_{22})} \quad (41)$$

Así se obtienen las ecuaciones 42.

$$\begin{aligned} G_{41} + G_{42} &= \frac{G_1}{4Q_0^2} \\ G_{a1} + G_{a2} &= G_b \left(\left(\frac{G_{41} + G_{42}}{G_1} \right) \left(\frac{C_{21} + C_{22} + C_3}{C_3} \right) - \frac{w_p(C_{21} + C_{22})}{Q_p G_1} \right) \end{aligned} \quad (42)$$

De esta manera considerando las ecuaciones 42 y que $n1=0$ debido a que es un high pass notch además de $\frac{n_0}{n_2} = w_z^2$ se tienen cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, que si se resuelven dando un valor conveniente a G_b , se llega a los valores de los componentes G_{42} , G_{41} , G_{a2} , G_{a1} .

Así, los valores de los componentes halados para la primer celda se pueden ver en la tabla 19.

TABLA 19: Tabla con los valores de los componentes de la primer celda.

Componente	Valor teórico	Valor Comercial Utilizado
C_{21}	510pF	560pF
C_{22}	10.27nF	10nF
C_3	10.78nF	12nF
G_1	$6.564 \cdot 10^{-3} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$6.66 \cdot 10^{-3} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$
G_b	$0.001 \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$0.001 \left(\frac{1}{\Omega} \right)$
G_{41}	$3.149 \cdot 10^{-4} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$3.03 \cdot 10^{-4} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$
G_{42}	$9.51 \cdot 10^{-5} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$6.67 \cdot 10^{-5} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$
G_{a1}	$3.66 \cdot 10^{-5} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$3.7 \cdot 10^{-5} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$
G_{a2}	$2.74 \cdot 10^{-5} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$2.70 \cdot 10^{-5} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$

3.5.2. 2da Celda

La forma de hallar los valores de los componentes es análogo al caso anterior, es decir, se hallan las constantes que en este caso valdrán lo que se indica en la tabla 20 debido a que ahora se tienen los siguientes valores: $w_{p2} = 261725 \left(\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right)$, $w_{z2} = 31654.7 \left(\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right)$, $Q_2 = 0.88$ y $Q_{02} = 0.5$.

Luego se hallan los valores de los componentes de forma análoga al caso anterior, los mismos pueden verse en la tabla 21.

TABLA 20: Tabla con los valores de las constantes para hallar los valores de los componentes

Parámetro	Valor
K	1.864
k	0.033
n	0.022
m	0.538

TABLA 21: Tabla con los valores de los componentes calculados para la 2da celda.

Componente	Valor teórico	Valor Comercial Utilizado
C_{21}	1nF	1nF
C_{22}	1.16nF	1.2nF
C_3	2.16nF	2.2nF
G_1	$5.84 \cdot 10^{-4} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$5.55 \cdot 10^{-4} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$
G_b	$0.001 \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$0.001 \left(\frac{1}{\Omega} \right)$
G_{41}	$5.715 \cdot 10^{-4} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$5.55 \cdot 10^{-4} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$
G_{42}	$1.25 \cdot 10^{-5} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$1.22 \cdot 10^{-5} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$
G_{a1}	$8.039 \cdot 10^{-4} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$8.33 \cdot 10^{-4} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$
G_{a2}	$2.61 \cdot 10^{-5} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$	$2.56 \cdot 10^{-5} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$

3.6. Impedancias y Conexión entre Etapas

Para saber cómo se han de conectar las etapas entre sí y evaluar de esta forma la necesidad de uso de buffers, se simularon las impedancias de entrada y salida de las celdas encontrando las curvas que pueden verse mas adelante, de esta forma, el diagrama de bode de la figura 51 corresponde a la impedancia de entrada de cada celda en cuestión mientras que los diagramas de la figura 52 corresponden a los diagramas de bode de la impedancia de salida de cada una de las celdas.

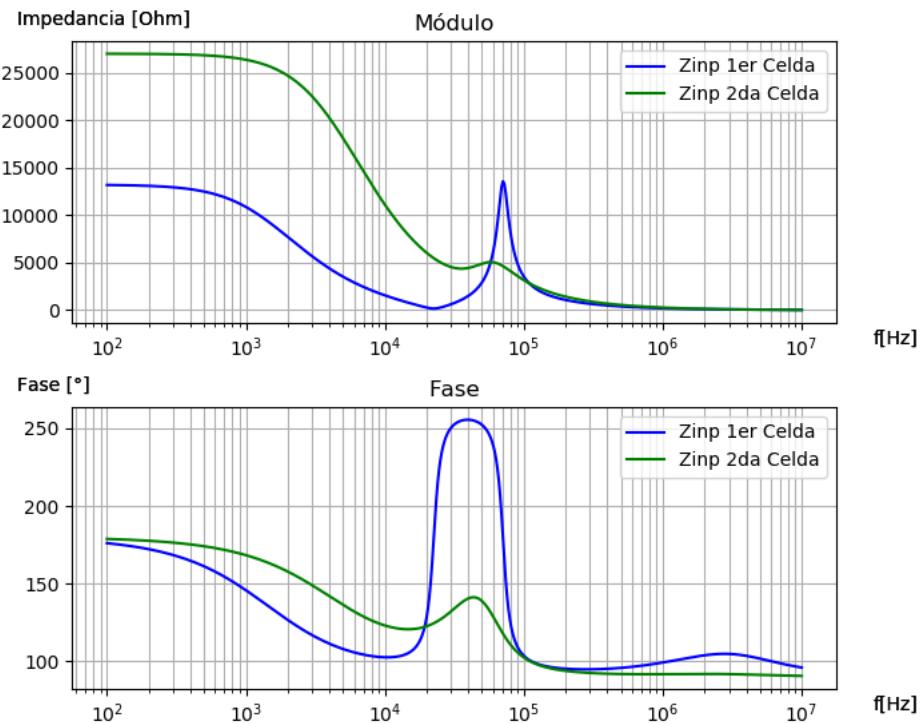


FIGURA 22: Impedancia entrada de cada celda.

A continuación se muestran los gráficos simulados para la impedancia de salida de cada una de las celdas.

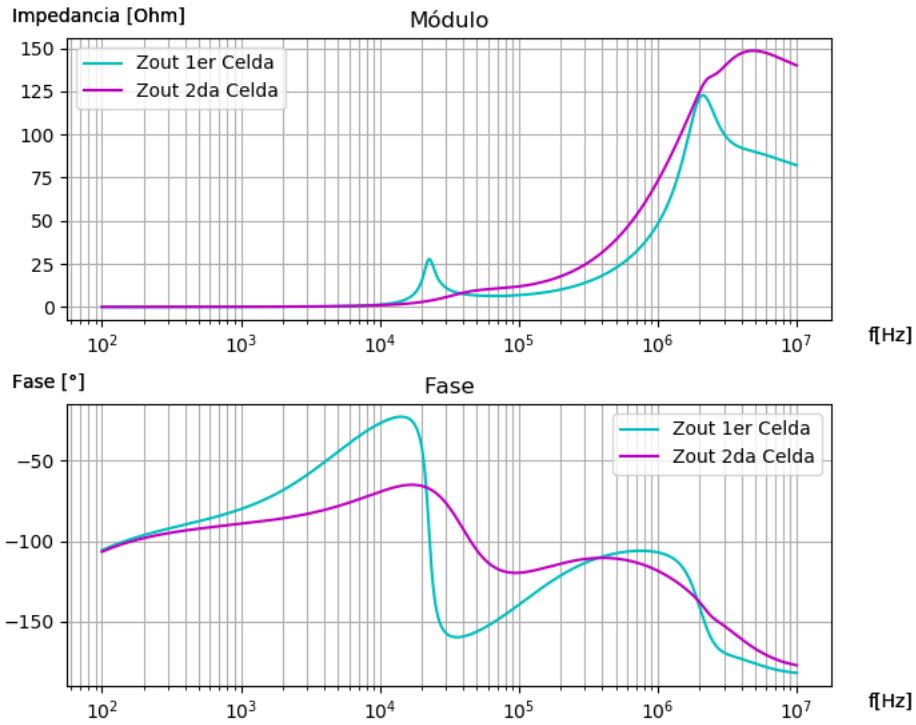


FIGURA 23: Impedancia salida de cada celda.

De esta manera podemos ver que si bien la impedancia entrada de la segunda celda disminuye considerablemente con la frecuencia, se sabe que siempre es mayor que impedancia de salida de la primer celda que es muy baja incluso en altas frecuencias cuando sube considerablemente.

De esta manera podemos ver que no es necesario la existencia de buffers para la conexión entre las etapas, por lo que conectaremos en cascada el sistema sin la presencia de buffers entre medio. El ejercicio A su vez pide que la impedancia de entrada del sistema sea mayor a $50K\Omega$, en la figura 24 podemos ver el gráfico para la misma.

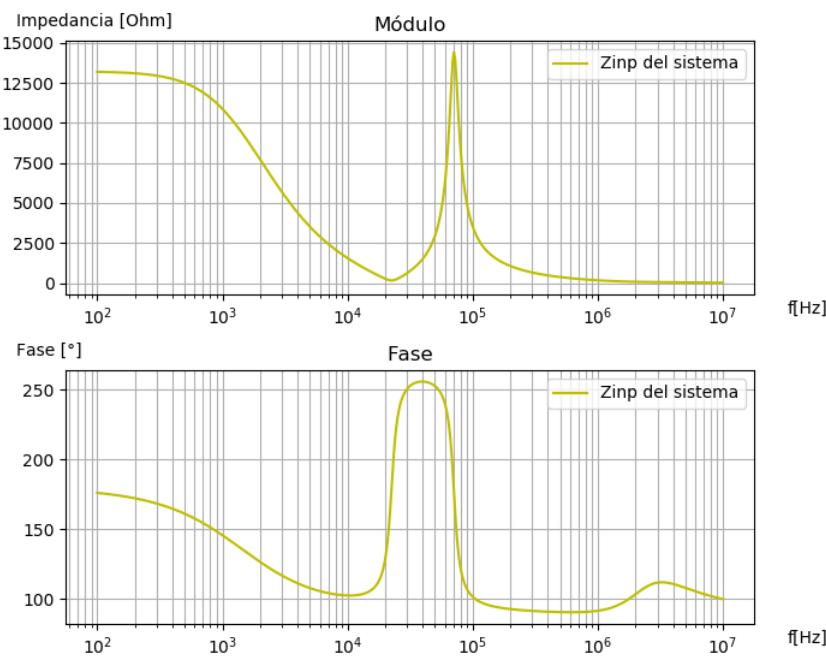


FIGURA 24: Impedancia de entrada del sistema

Vemos que no se cumple con lo que la consigna solicita para la impedancia de entrada del sistema. De esta manera se resuelve la incorporación de un buffer a la entrada con la finalidad de mejorar la impedancia de entrada del circuito.

Así, la impedancia de entrada del sistema con buffer se puede ver en la figura 25.

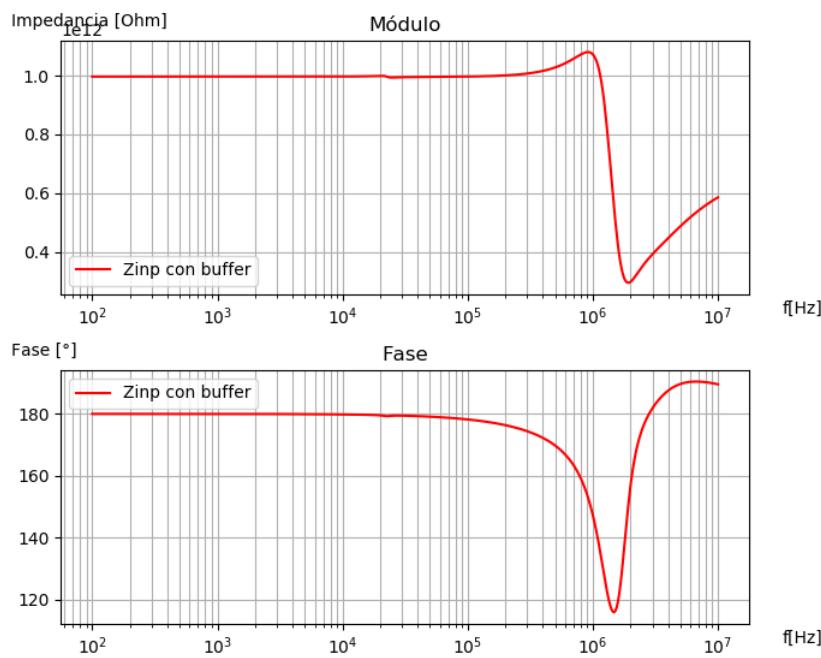


FIGURA 25: Impedancia de entrada del sistema con buffer.

Se observa que la impedancia de entrada del sistema brinda los valores solicitados por la consigna del ejercicio.

3.7. Sensibilidades

A continuación se muestran las sensibilidades activas en las ecuaciones 43 y en la tabla 22 se muestran las sensibilidades de w_0 y de Q según los componentes pasivos que conforman el circuito.

$$\begin{aligned} S_{w_t}^{w_0} &= Q_0 \left(\frac{w_0}{w_t} \right) \\ S_{w_t}^Q &= -Q_0 \left(\frac{w_0}{w_t} \right) \left(-1 + 4Q \left(\frac{w_0}{w_t} \right) \right) \end{aligned} \quad (43)$$

TABLA 22: Tabla con las ecuaciones de sensibilidad para w_0 y Q segun cada componente pasivo de la celda

	w_0	Q
R_1	$-\frac{1}{2}$	$-\left(\frac{Q}{Q_0} - \frac{1}{2}\right)$
C_2	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}\left(\frac{Q}{Q_0-1}\right)$
C_3	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}\left(\frac{Q}{Q_0-1}\right)$
R_4	$-\frac{1}{2}$	$\frac{Q}{Q_0} - \frac{1}{2}$
R_a	0	$-\left(\frac{Q}{Q_0} - 1\right)$
R_b	0	$\frac{Q}{Q_0} - 1$

3.8. Rango Dinámico

Para calcular el rango dinámico del filtro se utiliza la mayor ganancia a lo largo del filtro, de esta forma se pude ver que el filtro en cuestión posee una ganancia máxima de $G = 3.12dB = 1,432$ (veces).

La tensión máxima a la salida será 13V teniendo en cuenta que es alimentado con $\pm 15(V)$.

De esta forma, la ecuación para V_{imax} queda de la siguiente forma:

$$V_{imax} = \frac{V_{omax}}{1.432} = 9.078 \quad (44)$$

Luego para la tensión mínima, se toma el piso de ruido como $V_{omin} = 20mV$.

$$V_{imin} = 20mV \quad (45)$$

Así, utilizando los valores antes mencionados, se puede calcular el Rango Dinámico haciendo:

$$RD = 20\log \left(\frac{V_{imax}}{V_{imin}} \right) = 53.14dB \quad (46)$$

3.9. Montecarlo

A continuación se muestra el diagrama de Montecarlo para el circuito en cuestión. Para la construcción del mismo se decidió utilizar resistencias con errores del 1% (de montaje superficial) y

capacitores con errores del 10 %.

Así, el diagrama de Montecarlo encontrado se puede ver en la figura 26 junto con su fase en la figura 27.

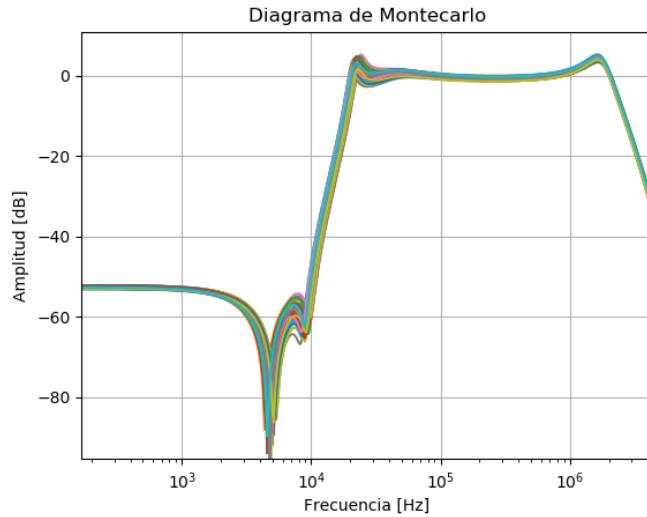


FIGURA 26: Diagrama de Montecarlo de amplitud

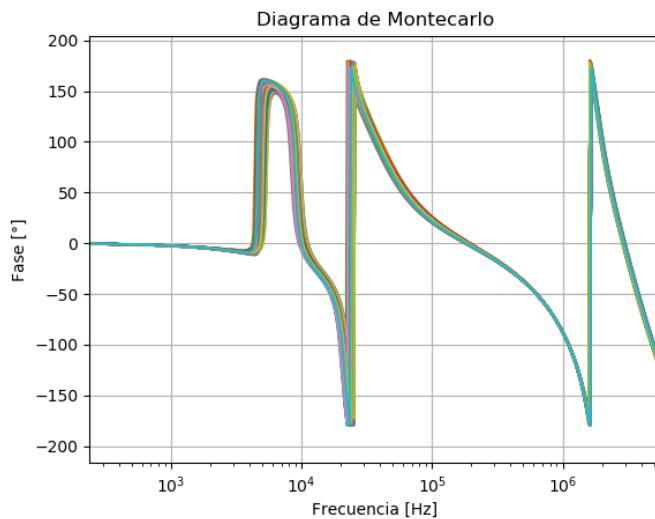


FIGURA 27: Diagrama de Montecarlo de Fase

En el diagrama de montecarlo se puede ver como la variabilidad de los componentes afecta pero no presenta distorsiones tan amplias. De esta manera se aseguró que en todos los casos propuestos por el Montecarlo se cumpla con la plantilla asignada, de esta manera se evita el uso de presets o sistemas de ajustes que podrían ser engorrosos o susceptibles a errores en la práctica, principalmente si se desarrollara el filtro para un proceso masivo.

De esta manera, a continuación se presentan los histogramas encontrados para el análisis de Montecarlo realizado.

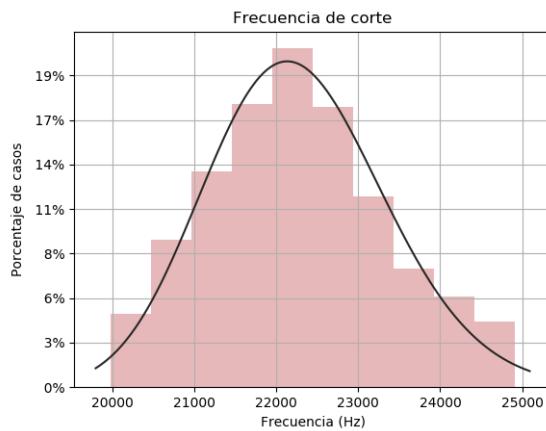


FIGURA 28: Histograma correspondiente a la frecuencia de corte f_0 para la primera celda

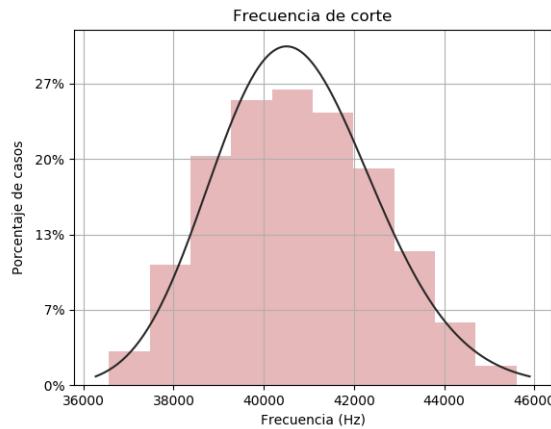


FIGURA 29: Histograma correspondiente a la frecuencia de corte f_0 para la segunda celda

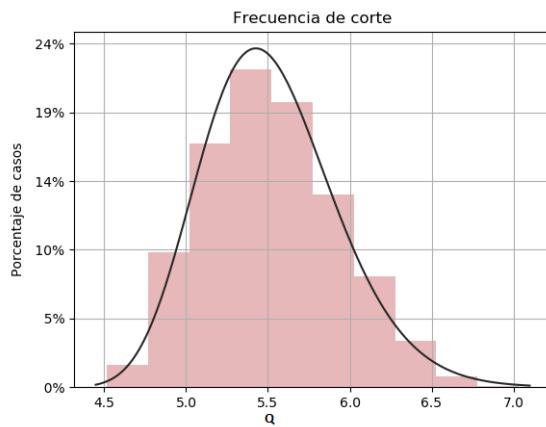


FIGURA 30: Histograma correspondiente al Q del filtro para la primera celda

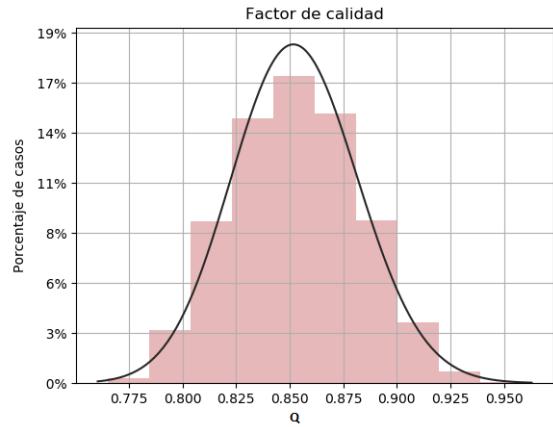


FIGURA 31: Histograma correspondiente al Q del filtro para la segunda celda

3.10. Mediciones y Resultados

Para la medición del filtro se realizó el mismo en una placa PCB 5x5cm doble fast, una representación 3d esquemática de la misma puede verse en la figura 32.

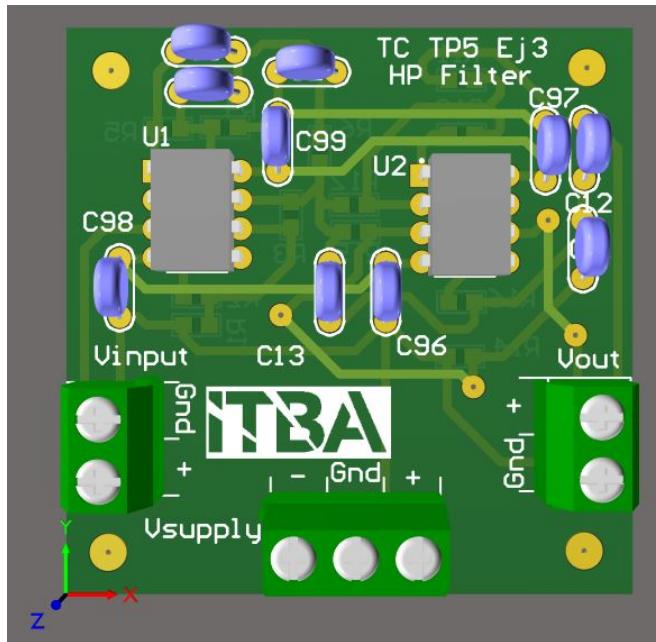


FIGURA 32: Representación 3d de la placa utilizada para la creación del filtro.

De esta manera con el filtro realizado se procedió a realizar la medición de los diagramas de Bode con la intención de corroborar si el filtro se comporta dentro de los parámetros estipulados, de esta manera los resultados encontrados para el filtro se pueden ver en la figura 33.

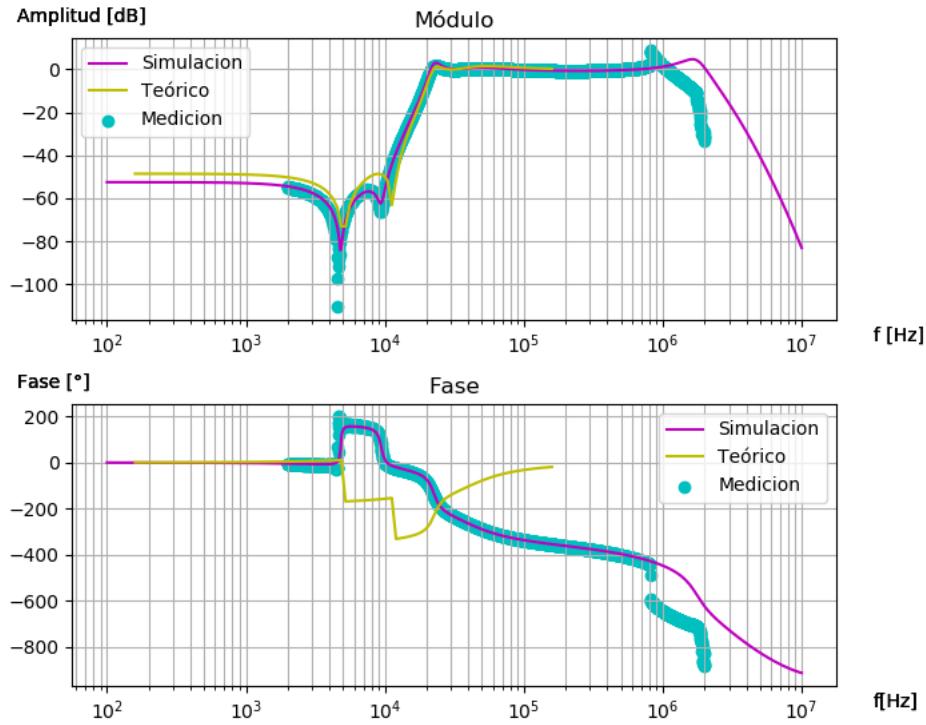


FIGURA 33: Diagramas de Bode de Amplitud y Fase del filtro

Cabe destacar que la ecuación que modula la respuesta teórica del filtro se halló multiplicando las funciones transferencias propias de cada etapa, ya que las mismas se encuentran conectadas en cascada, sin problemas de cargas entre ellas.

De esta manera la función transferencia final del filtro se puede ver en la ecuación 47.

$$H_{total} = \frac{s^4 + 6158319540s^2 + 5.167 \cdot 10^{18}}{s^4 - 324212.3s^3 + 9.73 \cdot 10^{12}s^2 - 7.96 \cdot 10^{15}s + 1.3837 \cdot 10^{21}} \quad (47)$$

De esta manera graficando el diagrama de bode de amplitud con las respectivas zonas prohibidas se puede ver claramente que el filtro cumple con las especificaciones requeridas hasta la frecuencia de 1MHz en donde el polo del amplificador operacional comienza a atenuar la señal en cuestión. Si se quisiera evitar esto se podría disponer de una etapa de ganancia adicional extra a la salida que compense al polo del amplificador operacional.

A continuación se muestra el gráfico con las bandas prohibidas en la figura 34.

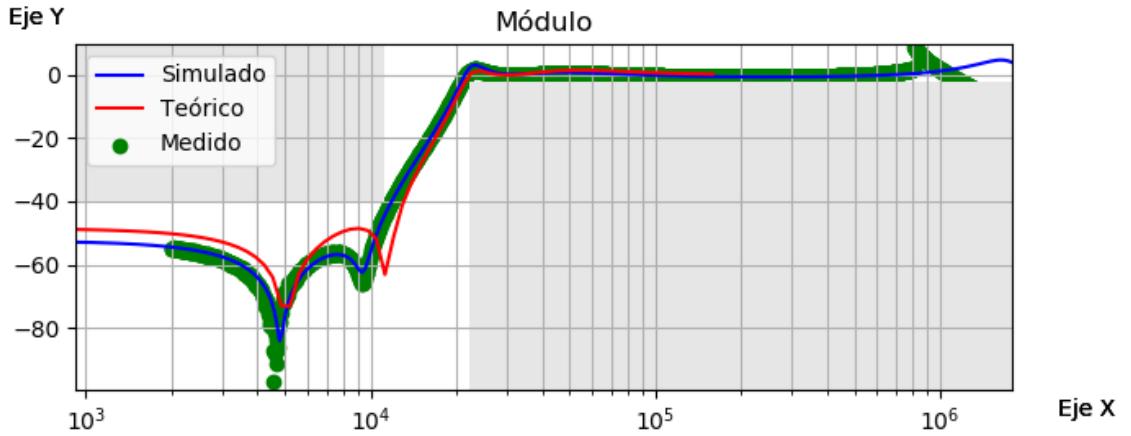


FIGURA 34: Diagramas de Bode de Amplitud con las zonas prohibidas de la plantilla

3.11. Conclusiones

Se puede ver que el filtro respondió de acuerdo a lo esperado, se encuentra dentro del rango de tolerancias dado por el Montecarlo y cumple con la plantilla sin problemas, brindando resultados muy similares entre la teoría la práctica y la simulación, algo muy deseable.

En este caso se optó por no utilizar presets para ajuste ya que los mismos pueden presentar problemas de falsos contactos o impresión a la hora de la puesta a punto del circuito, por lo que se decidió por elegir adecuadamente los valores con la finalidad de que aun contemplando la dispersión propia de los mismos, el filtro cumpliera la plantilla.

De todas formas cabe destacar que si se quiera o necesitara la presencia de un dispositivo de ajuste para la celda en cuestión, una buena idea sería disponer de un preset en R_a o R_b , debido a que las mismas solo afectan al Q (presentan sensibilidad cero respecto del w_0 , y si se pudiera utilizar un preset extra en efecto se podría utilizar al mismo para modificar a R_1 o R_4 así modificando un preset se modifica el Q y el w_0 , y con el otro sólo el w_0 logrando así una calibración selectiva para estos 2 valores de interés del filtro.

4. Celda Universal

4.1. Introducción

La Celda Universal, también conocida como de variables de estado, se puede encontrar en diferentes configuraciones donde para construirlas se utilizan bloques sumadores, restadores, amplificadores, atenuadores e integradores conectados para lograr la transferencia que se necesita. Este tipo de configuración, permiten hacer cualquier tipo de filtro de segundo orden y presentan ventajas para aquellos de Q (factor de calidad).

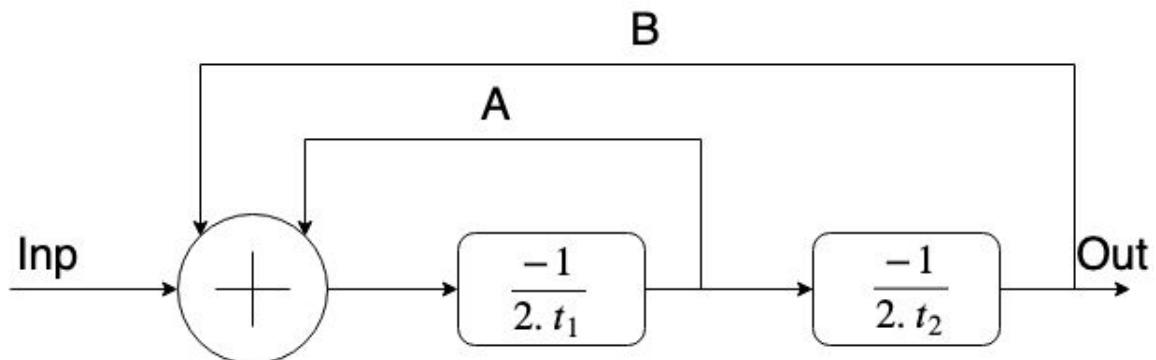


FIGURA 35: Circuito esquemático básico de una celda universal.

4.2. Tipos de Celdas Universales

En esta sección se detallarán las diferentes configuraciones de circuitos que constituyen celdas universales, para luego poder ser estudiadas y trabajar con la que se considere mas conveniente para el trabajo de este informe.

4.2.1. Kerwin-Huelsman-Newcom

Este circuito fue diseñado en 1967 por Nerwin, Huelsman y Newcomb. El mismo puede verse en la figura 36.

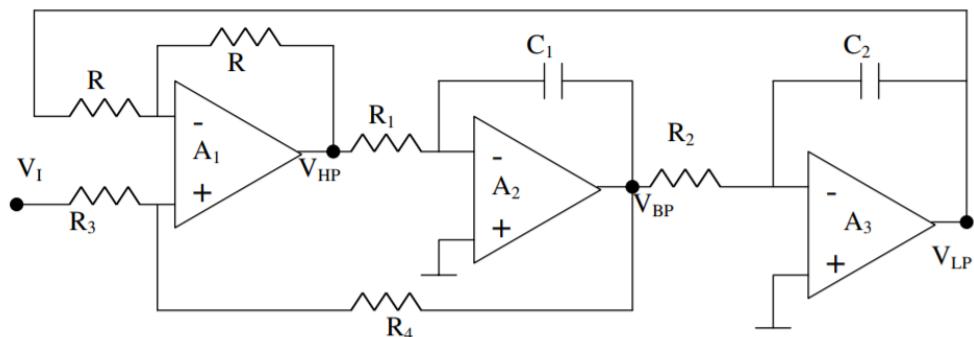


FIGURA 36: Circuito característico de la celda universal de Kerwin-Huelsman-Newcom

De esta manera el diagrama de bloques quedará determinado de la forma del diagrama de la figura 37.

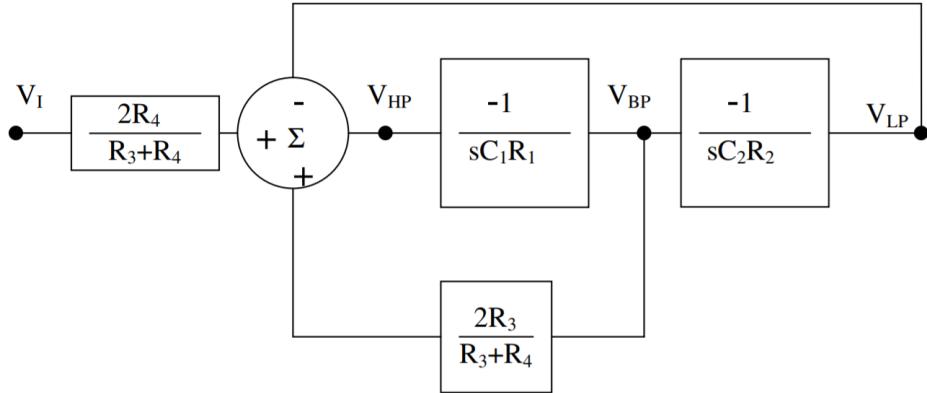


FIGURA 37: Diagramas de bloques del circuito.

De esta manera las ecuaciones quedarían de la forma de las ecuaciones 48.

$$\begin{aligned} \frac{V_{HP}}{V_{Inp}} &= \frac{G \cdot s^2}{s^2 + \left(\frac{w_p}{Q}\right) \cdot s + w_p^2} \\ \frac{V_{LP}}{V_{Inp}} &= \frac{G \cdot w_p^2}{s^2 + \left(\frac{w_p}{Q}\right) \cdot s + w_p^2} \\ \frac{V_{BP}}{V_{Inp}} &= \frac{-G \cdot w_p \cdot s}{s^2 + \left(\frac{w_p}{Q}\right) \cdot s + w_p^2} \end{aligned} \quad (48)$$

En las ecuaciones descriptas se puede reemplazar los valores de G, wp y Q por las ecuaciones 53.

$$\begin{aligned} G &= \frac{2R_4}{R_3 + R_4} \\ w_p &= \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \\ Q &= \frac{R_3 + R_4}{2R_3} \end{aligned} \quad (49)$$

Luego para obtener la ecuación del circuito rechaza-banda se puede comprobar que $H_{BR} = H_{LP} + H_{HP}$ por lo que se puede obtener la transferencia deseada con un sumador. Cabe destacar que para el diseño se suelen tomar capacitores idénticos y resistencias R_1 y R_2 idénticas e iguales a $\frac{1}{w_0 * c}$ y $R_4 = (2 * Q - 1)R_3$.

De esta forma para realizar las simulaciones se dispusieron valores arbitrarios para las resistencias y los capacitores pero en concordancia con las ecuaciones descriptas, por lo que se puede observar que si los componentes tienen los valores de la tabla 23 y se utiliza como amplificador operacional un TL082, los gráficos quedarán de la forma de las figuras 38, 39.

TABLA 23: tabla con los valores de los componentes utilizados para la simulación.

R	R_1	R_2	R_3	R_4	C_1	C_2
$1k\Omega$	$1k\Omega$	$1k\Omega$	$3k\Omega$	$10k\Omega$	$10nF$	$10nF$

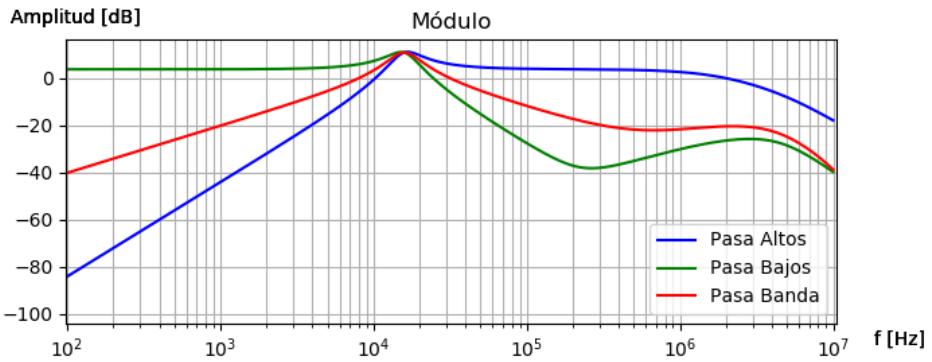


FIGURA 38: Diagramas de amplitud de la simulación del circuito en las 3 configuraciones descriptas.

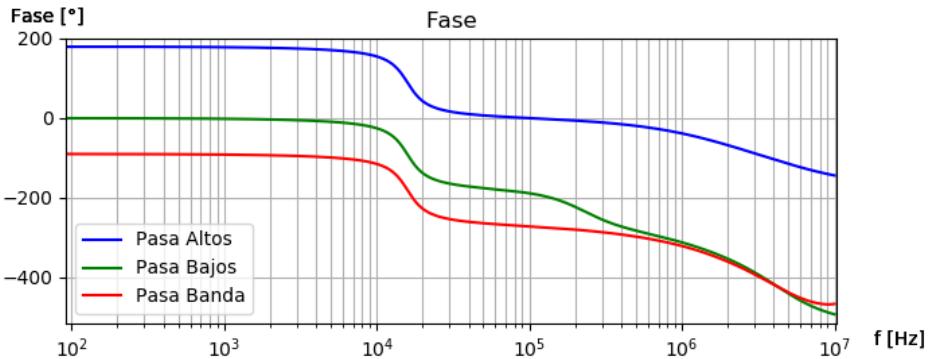


FIGURA 39: Diagramas de fase de la simulación del circuito en las 3 configuraciones descriptas.

En los diagramas de bodes de los diferentes filtros se puede comprobar que en todos los casos la frecuencia de corte ocurre en las cercanías de 15KHZ, lo cual se corresponde con la ecuación $W_0 = \frac{1}{R_1 C}$ comentada anteriormente.

4.2.2. Tow-Thomas

El circuito se introdujo en el año 1969, tanto Tow como Thomas publicaron de forma independiente dos papers que detallaban circuitos diferentes para realizar respuestas pasa bajos y pasa bandas utilizando 3 amplificadores operacionales y pasa altos, pasa todos y notch usando 4 amplificadores operacionales. Por esto es que el circuito lleva sus nombres. De esta manera el circuito en cuestión se muestra en la figura 40.

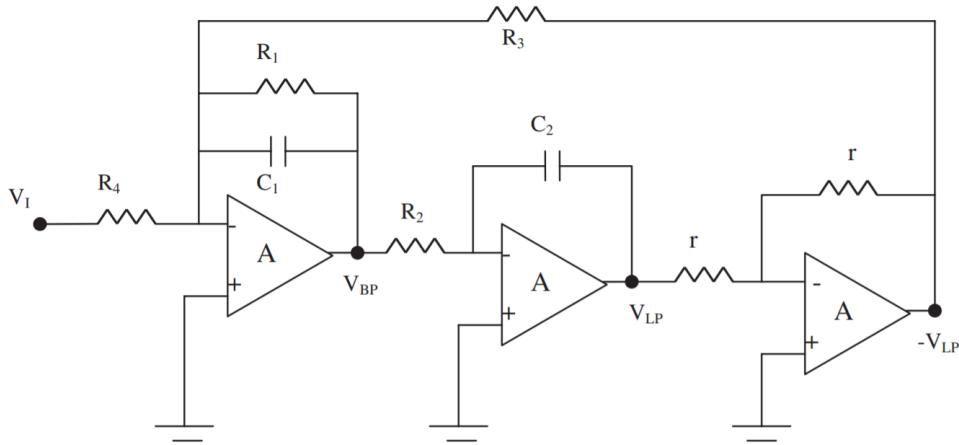


FIGURA 40: Circuito correspondiente a una Celda Universal Tow-Thomas.

De esta manera se podrá apreciar como el circuito responde al siguiente diagrama de bloques mostrado en la figura 41

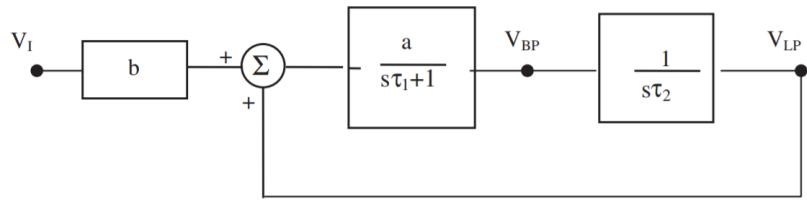


FIGURA 41: Diagramas de bloques del circuito.

Se puede comprobar que se junta el bloque sumador del caso anterior con el primer integrador y se agrega un inversor a la salida para formar un integrador no inversor.

Cabe destacar que aquí no se tiene una salida para un eventual filtro pasa altos, por lo que se pierde la posibilidad de utilizar este filtro para dicho fin, o para realizar un filtro notch.

De esta manera las ecuaciones que regulan el comportamiento del filtro pasa banda y pasa bajos se pueden encontrar a continuación.

$$\begin{aligned} \frac{V_{BP}}{V_{Inp}} &= \frac{\frac{-s}{C_1 R_4}}{s^2 + \frac{s}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \\ \frac{V_{LP}}{V_{Inp}} &= \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}{s^2 + \frac{s}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \end{aligned} \quad (50)$$

Así de esta manera se obtendrían las ecuaciones siguientes, que modelan la frecuencia de corte del

filtro realizado y el factor de calidad del mismo.

$$\begin{aligned} w_0 &= \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}} \\ Q &= R_1 \sqrt{\frac{C_1}{C_2 R_2 R_3}} \end{aligned} \quad (51)$$

Cabe destacar que se suele utilizar $C_1 = C_2 = C$ y $R_2 = R_3 = R$ de esta forma las ecuaciones anteriormente mencionadas se simplifican a las siguientes que son mucho mas simples de trabajar.

$$\begin{aligned} Q &= \frac{R_1}{R} \\ w_0 &= \frac{1}{RC} \end{aligned} \quad (52)$$

Además, se tiene que $T(w_0) = \frac{R_1}{R_4}$ y que $T(0) = \frac{R}{R_4}$ donde $T(w_0)$ es la ganancia en el centro de la banda pasante y $T(0)$ es la ganancia en DC del circuito.

De esta manera para la simulación del circuito se utilizaron los valores que pueden verse en la tabla 24 y un TL082 como amplificador operacional.

R_1	R_2	R_3	R_4	r	C_1	C_2
$200k\Omega$	$20k\Omega$	$20k\Omega$	$20k\Omega$	$20k\Omega$	$500pF$	$500pF$

De esta manera las curvas simuladas se pueden apreciar en las figuras 42 y 43.

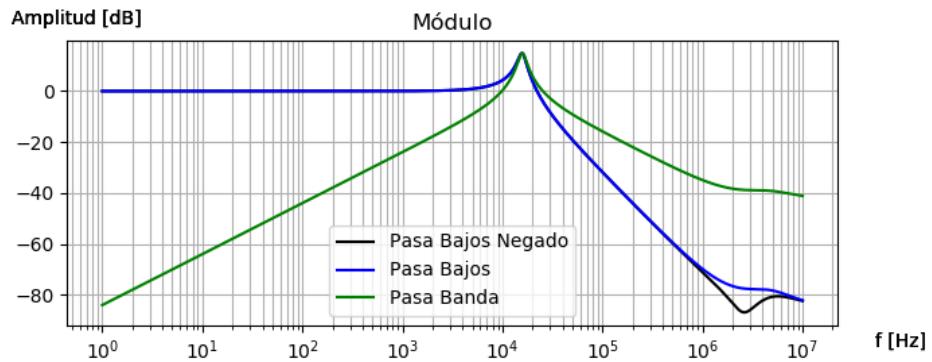


FIGURA 42: Diagramas de amplitud de la simulación del circuito en las 3 configuraciones descriptas.

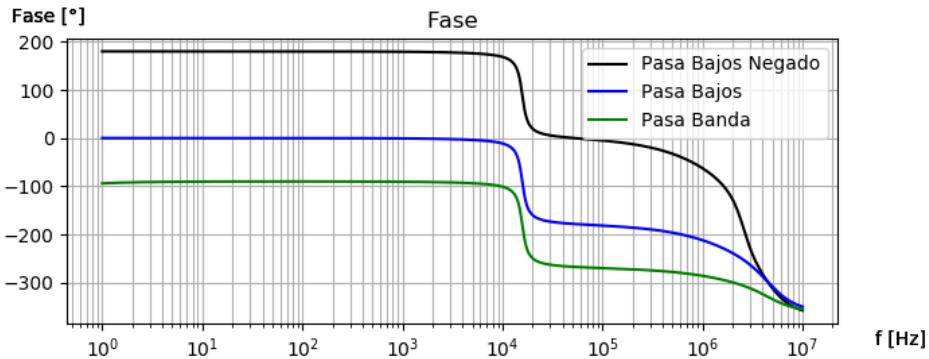


FIGURA 43: Diagramas de fase de la simulación del circuito en las 3 configuraciones descriptas.

En las imágenes anteriores se puede ver como los diagramas de bode de V_{LP} y $-V_{LP}$ son exactamente iguales en amplitud (Salvo en altas frecuencias donde cambian levemente) pero la gran diferencia ocurre en la fase que se desfaza 180 grados, producto del inversor que se encuentra entre ambas salidas.

4.2.3. Akerberg-Mossberg

Esta celda es muy similar a la celda Tow-Thomas, solo que en este caso el integrador no inversor se realiza de una manera diferente, esto permite evitar picos que se podrían dar en la celda Tow-Thomas al trabajar con valores de Q elevados. En este caso tampoco se cuenta con un filtro pasa altos, por lo que también se impide la posibilidad de hacer un notch. A continuación se muestra el circuito correspondiente a esta celda en la figura 44.

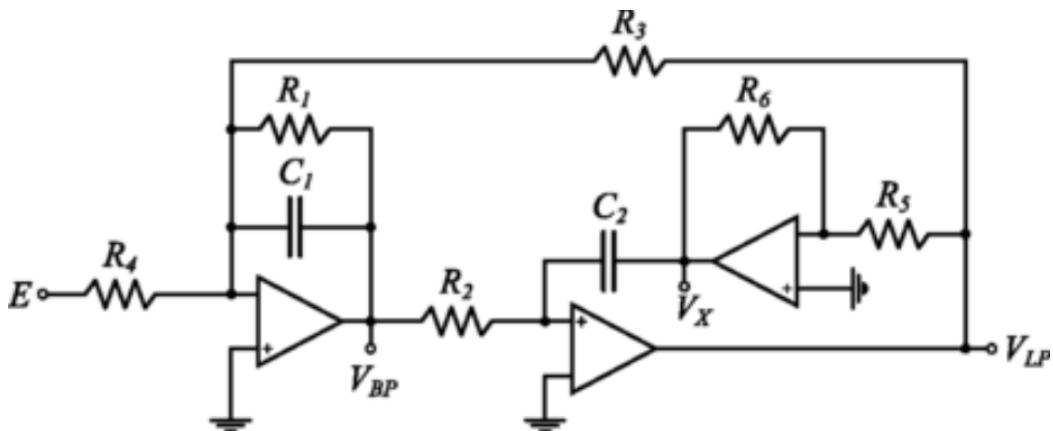


FIGURA 44: Circuito correspondiente a la celda Akerberg-Mossberg

De esta manera las ecuaciones para esta celda son similares a las correspondientes para la Tow-Thomas. Así para las simulaciones se decidió utilizar los valores de los componentes que se muestran en la tabla 26, utilizando para las mismas un amplificador operacional TL082.

R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	C_1	C_2
$200k\Omega$	$20k\Omega$	$20k\Omega$	$20k\Omega$	$20k\Omega$	$20k\Omega$	$500pF$	$500pF$

De esta manera los resultados de las simulaciones para esta celda con los componentes de la tabla anterior se muestran en las figuras 45 y 46.

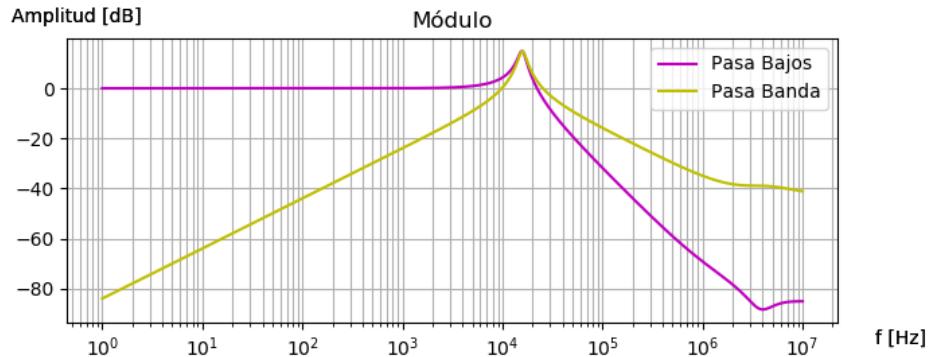


FIGURA 45: Diagramas de amplitud de la simulación del circuito en las 2 configuraciones descriptas.

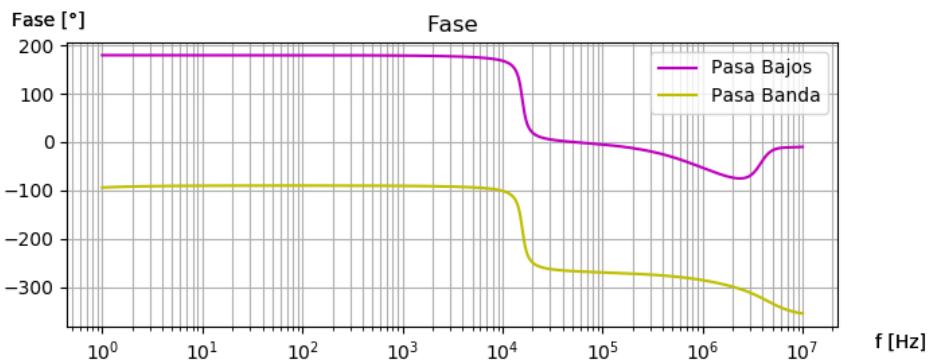


FIGURA 46: Diagramas de fase de la simulación del circuito en las 2 configuraciones descriptas.

De esta manera podemos ver que los diagramas encontrados en esta celda son muy similares a los encontrados para la celda Tow-Thomas, como era de esperarse, presentando ligeras diferencias entre ambos en altas frecuencias.

4.2.4. Fleischer-Tow

La celda Fleischer-Tow es similar a la celda Tow-Thomas, pero en este caso se invierten las posiciones del inversor y del integrador y se inyecta en las entradas inversoras de los sucesivos amplificadores operacionales la señal de entrada en cuestión, esto hace que las ecuaciones que lo modulan cambian al estar agregando corrientes a la entrada inversora que dependen de la señal de entrada del filtro, esto se pueden ver en las ecuaciones que siguen, (53) de esta manera la celda en cuestión se puede ver en la figura 47.

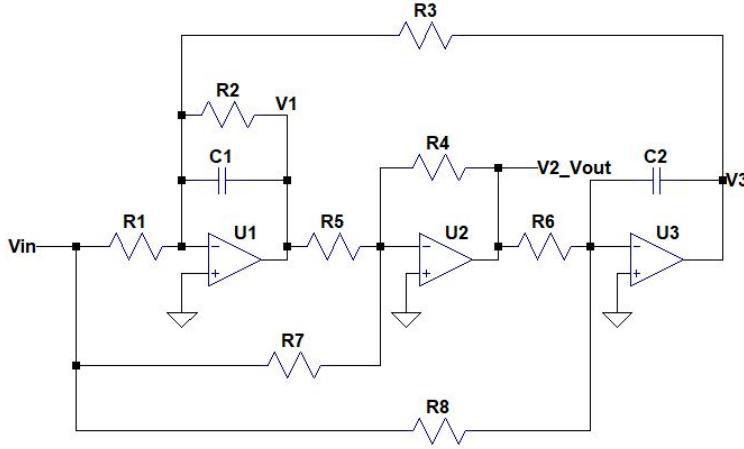


FIGURA 47: Diagrama esquemático de la celda Fleischer-Tow

De esta manera observando la imagen en cuestión, se puede llegar a las siguientes ecuaciones considerando las corrientes en el nodo inversor del amplificador operacional (considerando que todas son entrantes al nodo).

$$\begin{aligned} \frac{V_{inp}}{R_1} + \frac{V_1}{\frac{R_2}{sC_1R_2+1}} + \frac{V_3}{R_3} &= 0 \\ \frac{V_{inp}}{R_7} + \frac{V_1}{R_5} + \frac{V_2}{R_4} &= 0 \\ \frac{V_{inp}}{R_8} + \frac{V_2}{R_6} + \frac{V_3}{\frac{1}{sC_2}} &= 0 \end{aligned} \quad (53)$$

Se puede ver que se tiene un sistema de 3 ecuaciones con 3 incógnitas por lo que si se resuelve el sistema se puede llegar a la ecuación que relaciona la V_{inp} con la V_{out} , así se llega a la función transferencia que se detalla a continuación en la ecuación 54.

$$\frac{V_{out}}{V_{inp}} = \frac{\frac{R_4}{R_7}s^2 + \frac{1}{R_2C_1} \cdot \left(\frac{R_4}{R_7} - \frac{R_4R_2}{R_1R_5} \right)s + \frac{R_4}{R_3R_8R_5C_1C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_2C_1}s + \frac{R_4}{R_3R_6R_5C_1C_2}} \quad (54)$$

De aquí se puede hallar las ecuaciones del Q y del w_0 del circuito, las mismas pueden encontrarse

en la figura 55.

$$\begin{aligned}
 w_p &= \sqrt{\frac{R_4}{R_3 R_6 R_5 C_1 C_2}} \\
 w_z &= \sqrt{\frac{R_7}{R_3 R_8 R_5 C_1 C_2}} \\
 Q &= R_2 C_1 \sqrt{\frac{R_4}{R_3 R_6 R_5 C_1 C_2}}
 \end{aligned} \tag{55}$$

Este filtro permite la creación de filtros pasa bajos, pasa banda, pasa altos, rechaza banda y pasa todos. Los distintos filtros nombrados se pueden lograr modificando los valores de los componentes del mismo de tal forma de obtener la función de transferencia deseada.

De esta manera si se quisiera hacer un filtro rechaza banda, en particular un low pass notch, lo que se debería hacer es anular el término que presenta s en el numerador, es decir el término lineal, de esta manera para anularlo se puede considerar que $R_2 = R_5$ y que $R_1 = R_7$. De esta manera el paréntesis de la parte lineal del numerador se torna cero entonces desaparece el término lineal del numerador como era deseado.

De esta manera, considerando los valores de los componentes que se muestran en la tabla 24, empleando el filtro con un LM833, podemos ver que los mismos dan los gráficos de las figuras 48 y 49.

TABLA 24: Tabla con los valores arbitrarios de los componentes utilizados para la simulación

R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_8	C_1	C_2
$47k\Omega$	$2.45k\Omega$	49Ω	$34k\Omega$	$2.45k\Omega$	$52.5k\Omega$	$47k\Omega$	$51k\Omega$	$10nF$	$10nF$

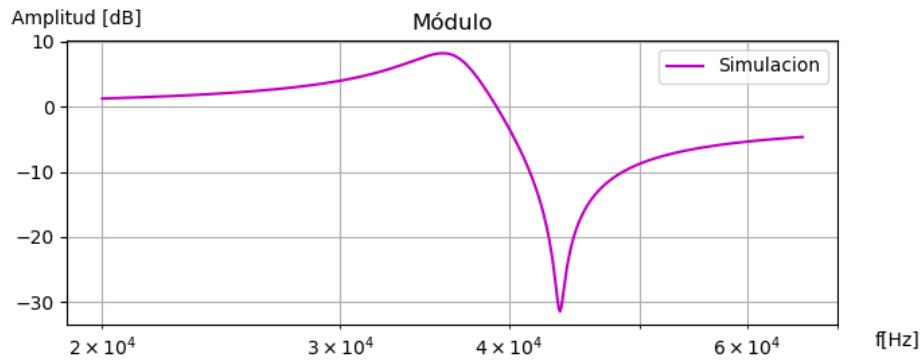


FIGURA 48: Diagrama de Bode de amplitud simulado.

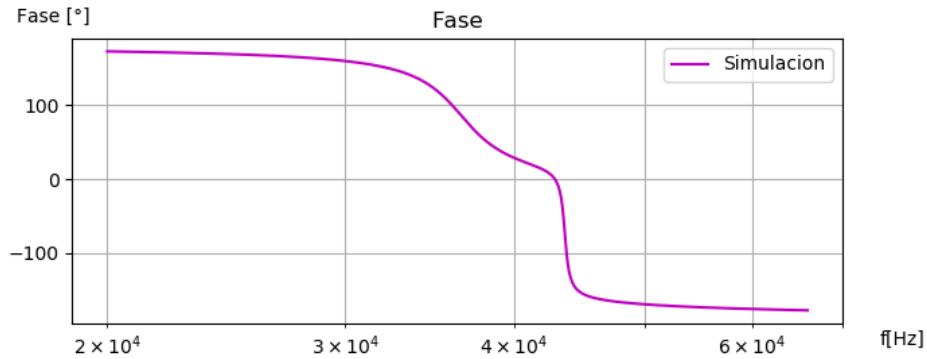


FIGURA 49: Diagrama de Bode de fase simulado.

En los gráficos se puede ver como el filtro cumple con las ecuaciones anteriormente descriptas.

4.3. Especificaciones del Filtro

El filtro que se desea realizar presenta las especificaciones que se pueden ver en la tabla 25.

TABLA 25: Especificaciones para el filtro.

f_∞	44kHz
Notch Depth	$\geq 50dB$
Δf_a	600Hz
Δf_p	13kHz
A_a	40dB
A_p	6dB
G	[-3;3]dB
$ Z_{inp}(f) $	$\geq 50k\Omega$
Filtro	BR

4.4. Elección de la celda a utilizar

Se puede ver en la tabla de la sección anterior, que el filtro que se desea construir es un filtro Rechaza Banda, por lo que se necesitaría que la celda que se deseé utilizar presente una salida rechaza banda. Es por esto que las celdas Tow Thomas y la Ackerberg Moss son descartadas, ya que no poseen dicha salida.

En cuanto a la celda KHN y la celda Fleischer, se decidió por esta última ya que no necesita un sumador extra para lograr la salida requerida, sino que eligiendo correctamente los componentes se puede lograr la salida que se necesita para realizar el filtro requerido.

4.5. Análisis de la plantilla a utilizar.

Para el diseño del filtro primero se debe definir correctamente los parámetros de la plantilla a utilizar. De esta manera los valores necesarios para conformar la plantilla se pueden encontrar

haciendo uso de las siguientes ecuaciones.

$$\begin{aligned}
 f_\infty^2 &= f_p^+ f_p^- \\
 \Delta f_p &= f_p^+ - f_p^- \\
 f_\infty^2 &= f_a^+ f_a^- \\
 \Delta f_a &= f_a^+ - f_a^-
 \end{aligned} \tag{56}$$

De esta manera se obtienen los valores que se muestran en la tabla 26 que son valores que se utilizaran para la creación de la plantilla base para el filtro.

TABLA 26: valores necesarios para la plantilla

f_p^-	f_p^+	f_a^-	f_a^+
39283 Hz	49283 Hz	43701 Hz	44301

4.6. Diseño del filtro

Para el diseño del filtro se utilizó un programa que permite entregar los ceros y polos necesarios para la construcción del filtro según la aproximación que se decida utilizar y los valores que corresponden a la plantilla de dicho filtro, dicho diagrama de polos y ceros puede verse en la figura 50. Para asegurar que el filtro diseñado cumpla con las condiciones requeridas se diseño el filtro con valores de la plantilla mas restrictivos de lo que en realidad se necesitaba para permitir un cierto margen de variabilidad de componentes.

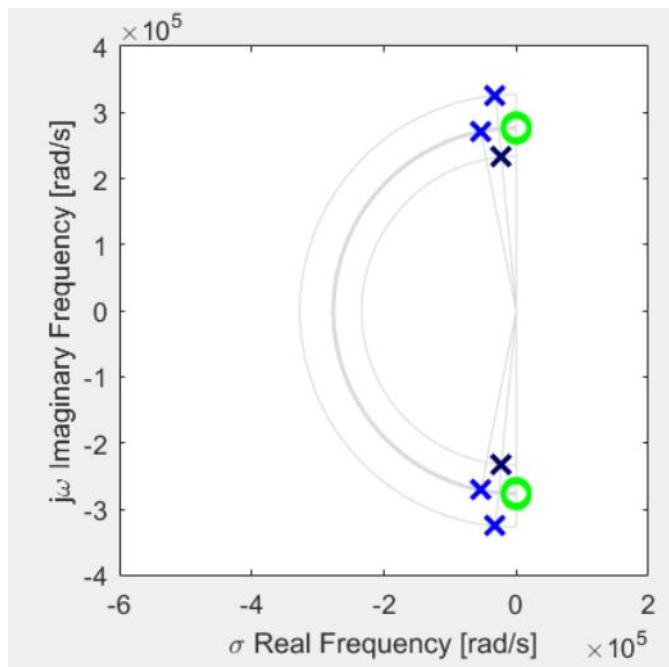


FIGURA 50: Polos y ceros entregados por el programa (los 3 ceros se encuentran muy cercanos uno de otro)

Así, con los datos de los polos y ceros entregados por el programa, se procedió a elegir las etapas para realizar dicho filtro, para ello se tomaron en cada una 2 ceros y 2 polos complejos conjugados. Para aumentar el rango dinámico se decidió agrupar los ceros con los polos mas cercanos. De esta manera las etapas resultantes se muestran a continuación.

Etapa1:

$$\begin{aligned} f_p &= 37182.9 \text{Hz} \\ f_z &= 43694.2 \text{Hz} \\ Q &= 5.22 \end{aligned} \tag{57}$$

Etapa2:

$$\begin{aligned} f_p &= 44000 \text{Hz} \\ f_z &= 44000 \text{Hz} \\ Q &= 5.22 \end{aligned} \tag{58}$$

Etapa3:

$$\begin{aligned} f_p &= 52066.8 \text{Hz} \\ f_z &= 44307.8 \text{Hz} \\ Q &= 5.22 \end{aligned} \tag{59}$$

De esta manera, con la finalidad de lograr estos valores se procedió luego a calcular los componentes necesarios para la creación del filtro, para ello se utilizaron las ecuaciones 55, considerando que $R_2 = R_5$ y que $R_1 = R_7$ ya que se requiere hacer filtros rechaza banda.

De esta manera los valores empleados para cada celda se pueden ver en las tablas 27,28 y 29. Si bien en dichas tablas la mayoría de los valores utilizados no son valores comerciales, todos se puede realizar con 2 componentes con valores comerciales dispuestos en paralelo, esto no incrementa de forma perjudicial el error del componente y permite lograr los valores deseados.

TABLA 27: Tabla correspondiente a la primer etapa.

R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_8	C_1	C_2
$47k\Omega$	$2.45k\Omega$	49Ω	$34k\Omega$	$2.45k\Omega$	$52.5k\Omega$	$47k\Omega$	$51k\Omega$	$10nF$	$10nF$

TABLA 28: Tabla correspondiente a la segunda etapa.

R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_8	C_1	C_2
$47k\Omega$	982.5Ω	115Ω	$47k\Omega$	982.5Ω	$52.42k\Omega$	$47k\Omega$	$54.9k\Omega$	$10nF$	$10nF$

TABLA 29: Tabla correspondiente a la tercer etapa.

R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_8	C_1	C_2
$47k\Omega$	$1.6875k\Omega$	70Ω	$47k\Omega$	$1.6875k\Omega$	$52k\Omega$	$47k\Omega$	$50k\Omega$	$10nF$	$10nF$

4.7. Impedancias y conexión de etapas

Para saber como se han de conectar las etapas entre sí y evaluar de esta forma la necesidad de uso de buffers, se simularon las impedancias de entrada y salida de las celdas encontrando las curvas que pueden verse mas adelante, de esta forma, el diagrama de bode de la figura 51 corresponde a la impedancia de entrada de cada celda en cuestión mientras que los diagramas de la figura 52 corresponden a los diagramas de bode de la impedancia de salida de cada una de las celdas.

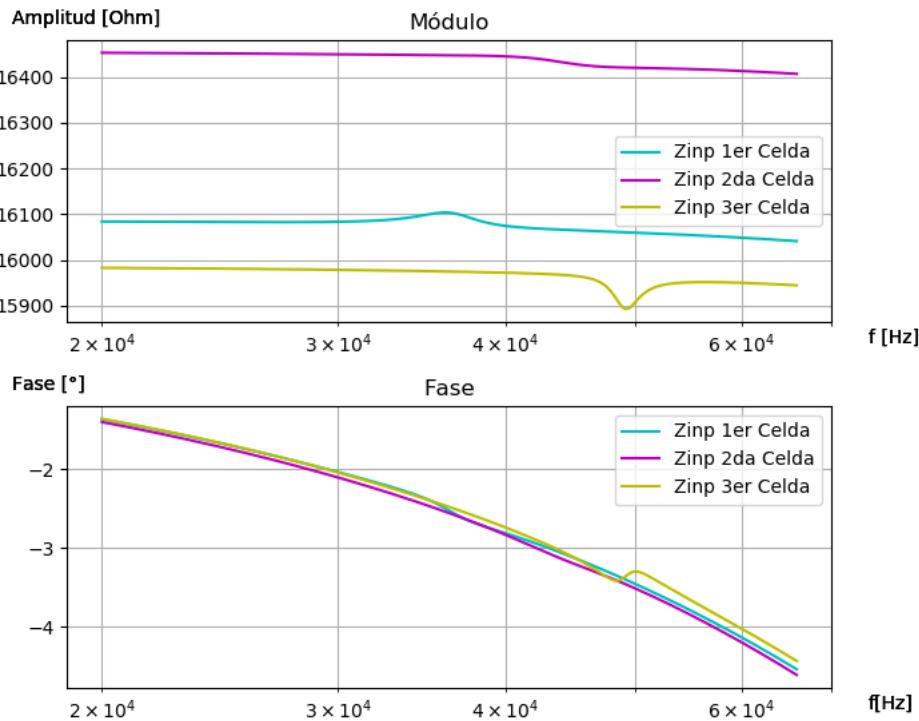


FIGURA 51: Impedancia entrada de cada celda.

A continuación se muestran los gráficos simulados para la impedancia de salida de cada una de las celdas.

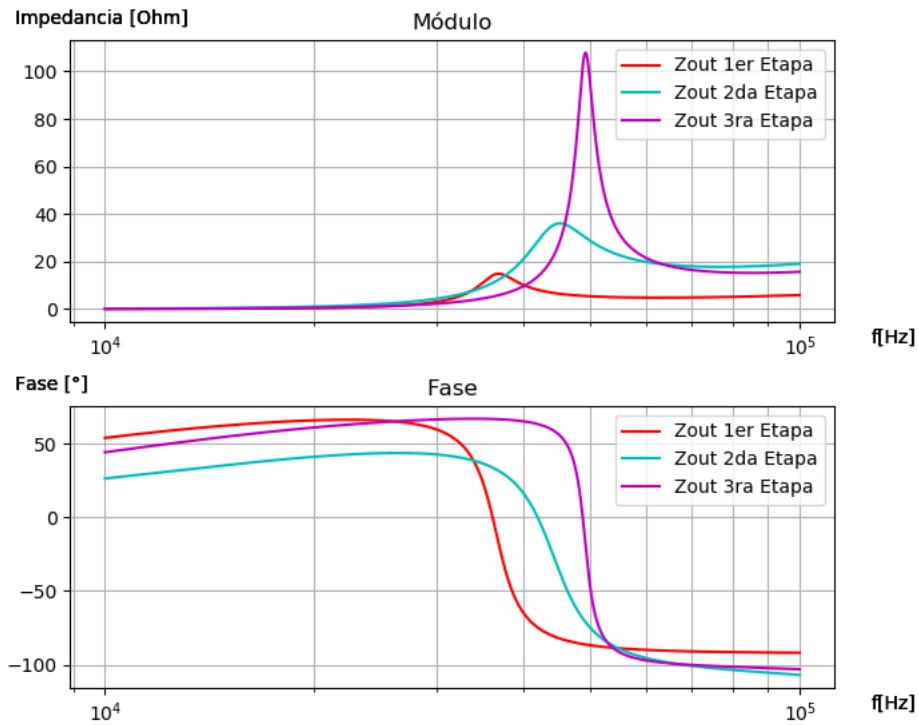


FIGURA 52: Impedancia salida de cada celda.

De esta manera se puede ver como si bien la impedancia de salida aumenta un considerablemente en la 3 etapa respecto de las anteriores, la realidad es que nunca en ninguna de las 3 etapas se superan los 120Ω por lo que considerando que la impedancia de salida de cada celda es del orden de los $16k\Omega$, se puede estar seguro de que no hay necesidad de conectar un buffer entre las etapas debido a que presentan impedancias que se pueden acoplar perfectamente sin que ningún circuito cargue a otro.

De todas formas en la consigna se solicita que la impedancia de entrada del filtro sea mayor que $50k$, para comprobar si esto se cumple se realizó la simulación de la situación planteada encontrándose el gráfico que se muestra a continuación en la figura 53.

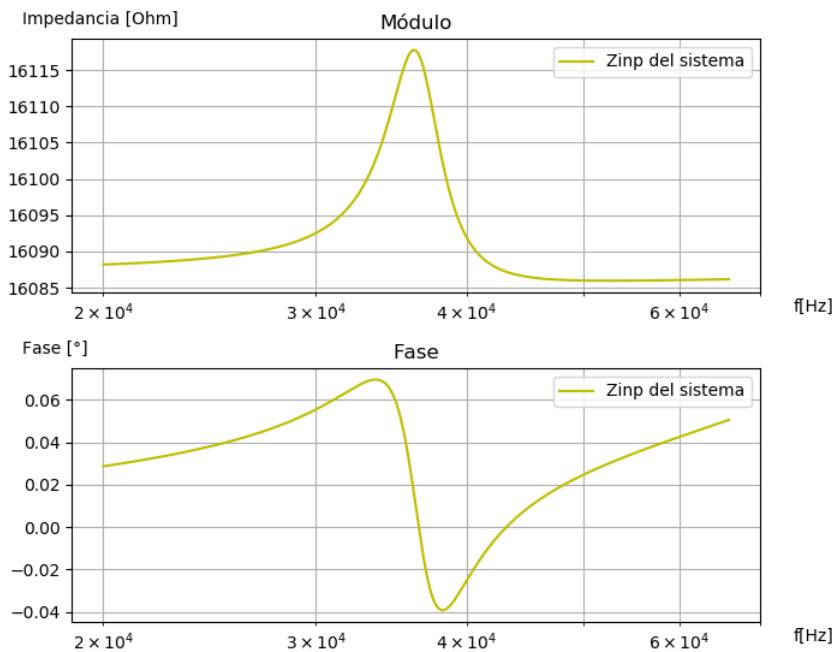


FIGURA 53: Impedancia entrada del sistema.

Así, se puede ver la necesidad de la existencia de un buffer de entrada que se encargue de mejorar la impedancia de entrada del sistema para poder así cumplir con el objetivo propuesto por la consigna, de esta manera las curvas de la impedancia de entrada mejoran rotundamente obteniéndose las curvas de la figura 54.

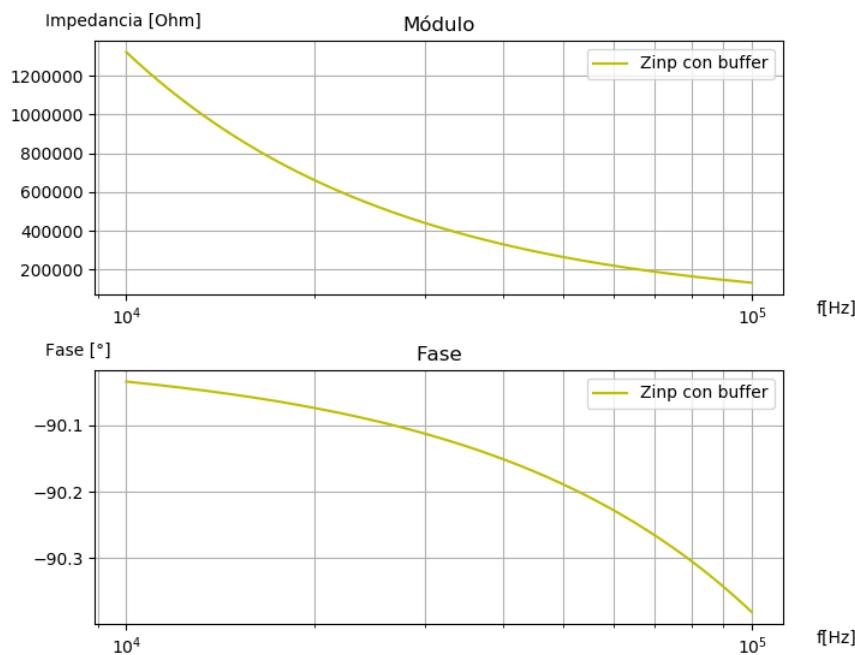


FIGURA 54: Impedancia entrada del sistema con la presencia de un buffer a la entrada.

4.8. Corrección de Ganancia

A continuación se mostrará la salida del filtro diseñado con la conexión en cascada y buffer a la entrada. Las curvas del diagrama de Bode correspondiente pueden verse en la figura 55.



FIGURA 55: Diagrama de Bode de la salida del filtro.

En la figura 55 se puede ver que la respuesta en frecuencia es lo esperado para el filtro que se está construyendo, el problema es que dicho filtro presenta sobre-picos que no cumplen plenamente con las especificaciones de la plantilla, por lo que se decidió poner una etapa de ganancia a la salida que permita atenuar esa parte del sistema, es decir es un filtro rechaza banda que atenúa levemente las frecuencias en donde se encuentran estos sobre-picos, logrando que los mismos disminuyan y se encuentren dentro de los límites establecidos por la plantilla del ejercicio, para eso se utilizó uno de los filtros empleados en el tp3 de esta materia, es decir uno de los filtros del ecualizador de audio que permite realizar la atenuación requerida con solo un amplificador operacional.

De esta manera, las curvas a la salida del sistema con la etapa de ganancia incorporada que se obtienen se pueden ver en la figura 56, cabe destacar que como los amplificadores operacionales utilizados (LM833) vienen de a 2 por integrado, el amplificador sobrante se decidió utilizar a la salida del sistema con la finalidad de reducir la impedancia de salida del sistema.

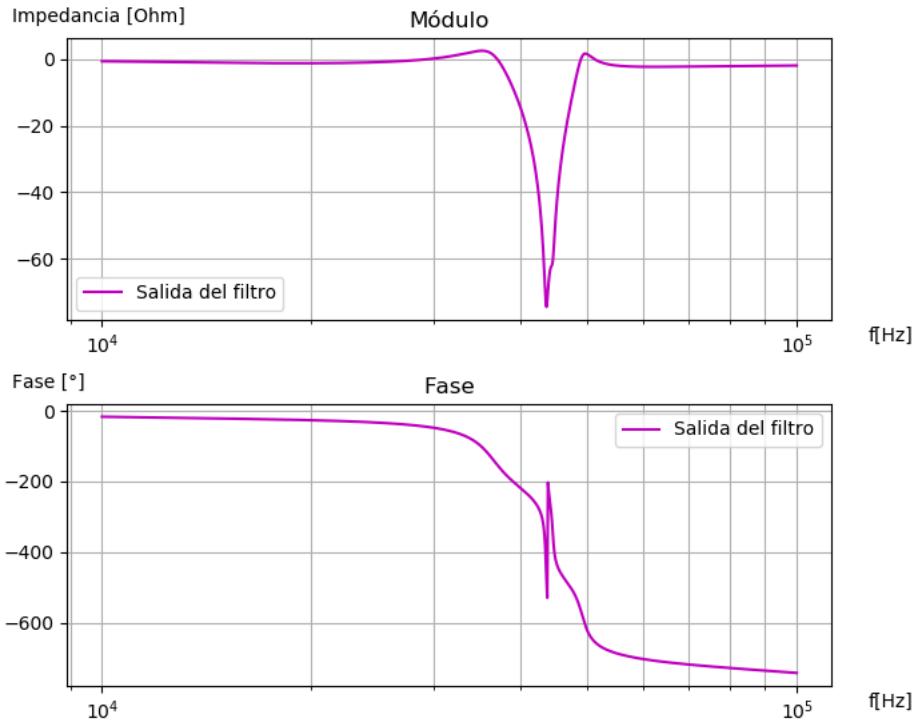


FIGURA 56: Diagrama de Bode de la salida del filtro con la etapa de ganancia.

4.9. Sensibilidades

El análisis de sensibilidades del circuito sirve para poder saber cuánto afecta cada componente a un valor de interés del filtro en cuestión. Para los cálculos se utiliza la fórmula 60.

$$s_x^{f(x)} = \left(\frac{\partial f(x)}{\partial x} \frac{x}{f(x)} \right) \quad (60)$$

Entonces se recuerda que:

$$Q = \sqrt{\frac{R_4 R_2^2 C_1^2}{R_3 R_6 R_5 C_1 C_2}} \quad (61)$$

De esta manera aplicando la fórmula 60 podemos ver que el comportamiento de la sensibilidad para R_4 y C_1 será semejante ya que ambos se encuentran como término lineal en el numerador de la fracción, mientras que los términos del denominador tendrán otro comportamiento diferente,

entonces los resultados para el análisis de la sensibilidad del Q se muestran a continuación.

$$\begin{aligned}
 s_{R_4}^Q &= \frac{1}{2} \\
 s_{R_2}^Q &= 1 \\
 s_{C_1}^Q &= \frac{1}{2} \\
 s_{R_3}^Q &= -\frac{1}{2} \\
 s_{R_6}^Q &= -\frac{1}{2} \\
 s_{R_5}^Q &= -\frac{1}{2} \\
 s_{C_2}^Q &= -\frac{1}{2}
 \end{aligned} \tag{62}$$

De forma análoga para el cálculo de las sensibilidades respecto del W_p se recuerda que:

$$w_p = \sqrt{\frac{R_4}{R_3 R_6 R_5 C_1 C_2}} \tag{63}$$

Por lo que las sensibilidades son se pueden ver en las ecuaciones 64

$$\begin{aligned}
 s_{R_4}^{w_0} &= \frac{1}{2} \\
 s_{R_3}^{w_0} &= -\frac{1}{2} \\
 s_{R_6}^{w_0} &= -\frac{1}{2} \\
 s_{R_5}^{w_0} &= -\frac{1}{2} \\
 s_{C_1}^{w_0} &= -\frac{1}{2} \\
 s_{C_2}^{w_0} &= -\frac{1}{2}
 \end{aligned} \tag{64}$$

4.10. Rango Dinámico

Para calcular el rango dinámico del filtro se utiliza la mayor ganancia a lo largo del filtro, de esta forma se pude ver que el filtro en cuestión posee una ganancia máxima de $G = 2.59dB = 1,347$ (veces).

La tensión máxima a la salida será 13V teniendo en cuenta que es alimentado con $\pm 15(V)$.

De esta forma, la ecuación para $V_{i_{max}}$ queda de la siguiente forma:

$$V_{i_{max}} = \frac{V_{o_{max}}}{1.347} = 9.648 \tag{65}$$

Luego para la tensión mínima, se toma el piso de ruido como $V_{omin} = 20mV$.

$$V_{imin} = 20mV \quad (66)$$

Así, utilizando los valores antes mencionados, se puede calcular el Rango Dinámico haciendo:

$$RD = 20\log\left(\frac{V_{imax}}{V_{imin}}\right) = 53.67dB \quad (67)$$

4.11. Montecarlo

A continuación se muestra el diagrama de Montecarlo para el circuito en cuestión. Para la construcción del mismo se decidió utilizar resistencias con errores del 1% (de montaje superficial) y capacitores con errores del 10%.

Así, el diagrama de Montecarlo encontrado se puede ver en la figura 57 junto con su fase en la figura 58.

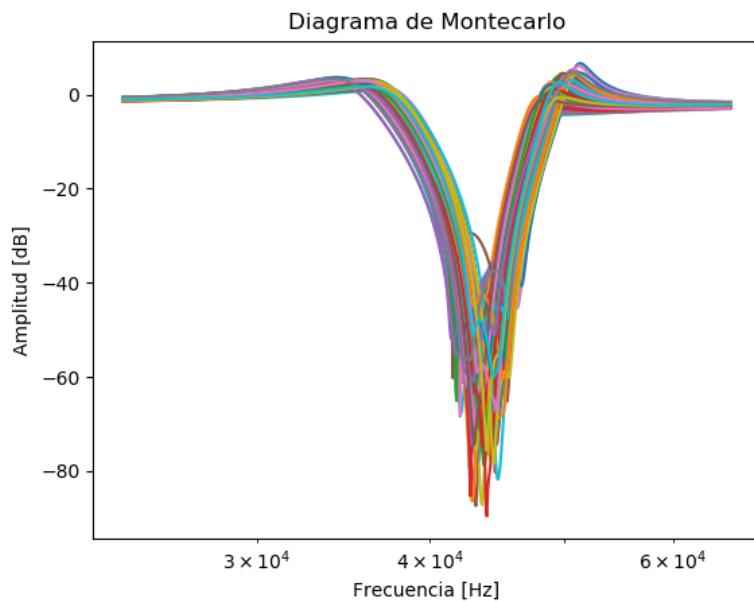


FIGURA 57: Análisis de Montecarlo en amplitud.

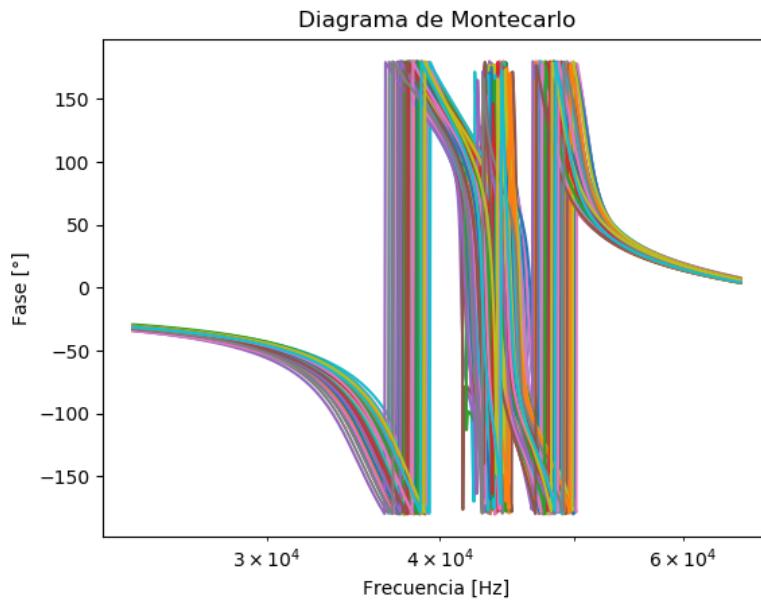


FIGURA 58: Análisis de Montecarlo en fase.

El Montecarlo fue de gran ayuda en el diseño del filtro, ya que se utilizó para el ajuste fino de los componentes que entregaban las cuentas, con la finalidad de que la mayor parte de las curvas cumplieran con la plantilla, de esta forma se logró que solo 2 de cada 20 curvas no cumplan con la plantilla. Esto se debe en gran medida a la gran variabilidad de los capacitores utilizados para el filtro, por lo que una buena forma de disminuir drásticamente la desviación es medir previamente el capacitor y así conociendo su valor utilizar solo los valores que se encuentren dentro del 5 % de tolerancia para los mismos, esto aumenta el costo de producción pero asegura que todas las placas cumplan con los requisitos de la plantilla.

De esta manera se pueden trazar los histogramas correspondientes a los diagramas de Montecarlo, los mismos se pueden ver a continuación.

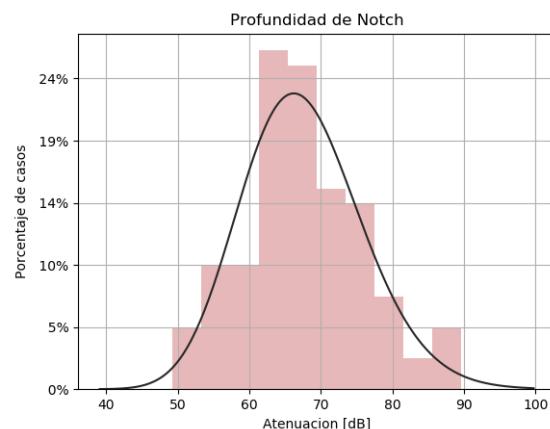


FIGURA 59: Histograma correspondiente a la Atenuacion del filtro (notch depth).

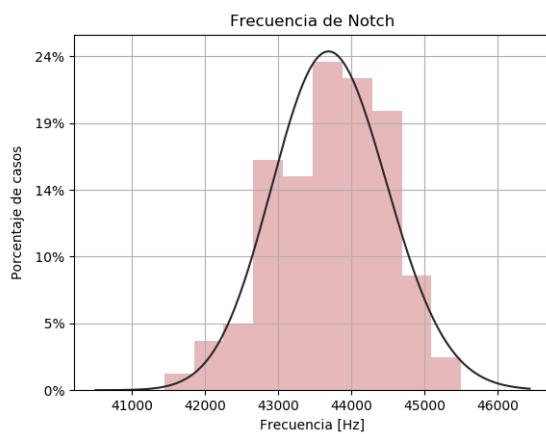


FIGURA 60: Histograma correspondiente a la frecuencia de notch del filtro

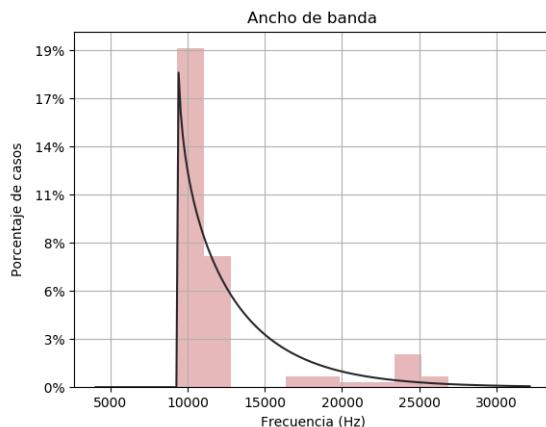


FIGURA 61: Histograma correspondiente al bandwidth del filtro.

Luego de ver los histogramas se puede observar que el filtro funciona correctamente en la gran mayoría de los casos, con excepción de algunos valores extremos de los histogramas que no cumplen con la plantilla solicitada pero los mismos constituyen un porcentaje muy pequeño en comparación con los demás valores.

4.12. Mediciones y Resultados

De esta manera, se llevó el filtro a la práctica en el laboratorio, para ello se implementó el diseño en una placa PCB, un diagrama esquemático de la misma se puede ver en la figura 62.

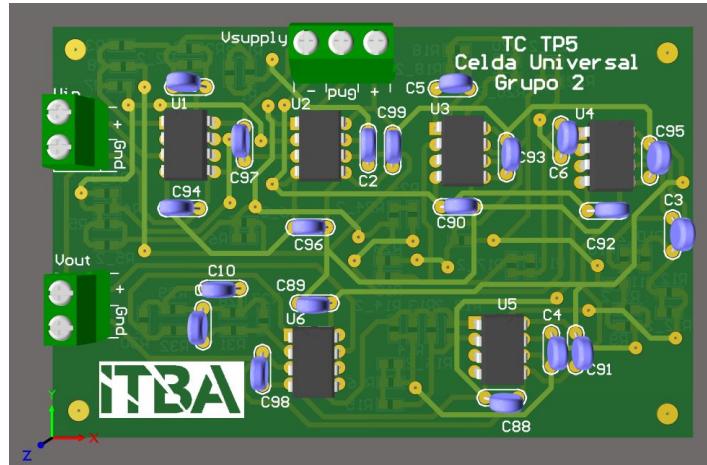


FIGURA 62: Representación 3d del diseño de la placa utilizada.

De esta manera los resultados entregados por el filtro en cuestión se pueden ver en la figura 63, en ella se observan tanto la curva simulada, como la medida y la teórica para el filtro diseñado. Cabe destacar que la teórica se realizó multiplicando las funciones transferencias de cada una de las etapas que conforman el filtro final, la misma se puede ver en la ecuación 68.

$$H_t = \frac{0.922s^6 + 214.4 \cdot 10^9 s^4 + 1.66 \cdot 10^{22}s^2 + 4.28 \cdot 10^{32}}{s^6 + 201857s^5 + 243.605 \cdot 10^9 s^4 + 3.08 \cdot 10^{16}s^3 + 1.82 \cdot 10^{22}s^2 + 1.1 \cdot 10^{27}s + 4.18 \cdot 10^{32}} \quad (68)$$

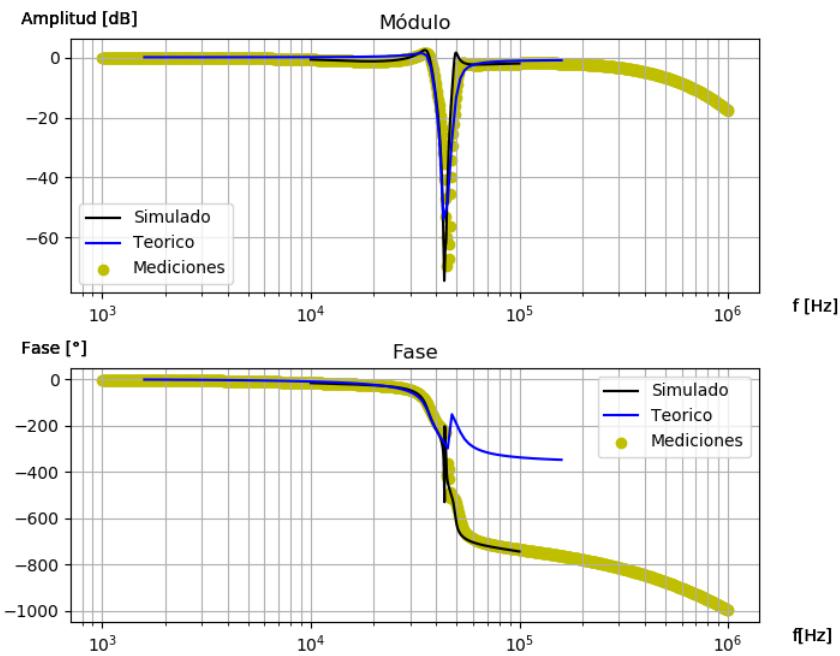


FIGURA 63: Diagrama de Bode de Amplitud y fase del filtro.

De esta manera graficando el diagrama de bode de amplitud con las respectivas zonas prohibidas se puede ver claramente que el filtro cumple con las especificaciones requeridas hasta la frecuencia

en donde el polo del amplificador operacional comienza a atenuar la señal en cuestión. A continuación se muestra el gráfico con las bandas prohibidas en la figura 64.

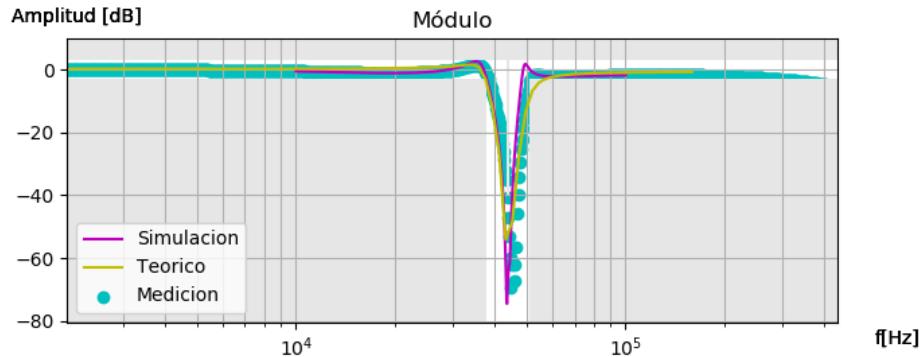


FIGURA 64: Diagramas de Bode de Amplitud con las zonas prohibidas de la plantilla

4.13. Conclusiones

Para concluir se puede ver como el filtro se comporta de acuerdo a lo esperado, ya que tanto la simulación, la teoría y la práctica muestran resultados muy similares, en donde se cumple la plantilla del filtro que se pedía que realizar. En este análisis se utilizó el método de Montecarlo para asegurarse de que aun considerando la variabilidad de los componentes utilizados, el filtro se comporte de acuerdo con los requisitos de la plantilla, evitando así el uso de presets que pueden conducir a errores por falso contacto o mala calibración, pero si se desea incorporar un componente de ajuste, el mismo se podría incorporar en R_2 , debido a que la misma presenta una sensibilidad de 1 respecto de Q pero su sensibilidad respecto de w_0 es nula, además si se dispusiera de otro preset, se podría controlar ambos parámetros primero modificando una resistencia que afecte a ambos parámetros dejando el w_0 en el valor deseado, para luego modificando con el otro preset el valor de R_2 , modificar el valor de Q sin cambiar con ello el valor del w_0 .