

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

8 de noviembre de 2019

ÍNDICE

1. Celda Sallen-Key	3
2. Celda Rauch (Deliyannis - Friend modificada)	4
3. Sedra-Ghorab-Martin	5
4. Celdas Universales	6
4.1. Configuraciones correspondientes a distintas celdas universales: Análisis ideal	6
4.2. Celda 2do orden Kerwin-Huelsman-Newcomb (KHN): Análisis ideal	7
4.2.1. Función transferencia y parámetros	7
4.2.2. Sensibilidades	8
4.2.3. Impedancia de entrada	8
4.2.4. Impedancia de salida	8
4.3. Celda 2do orden Tow-Thomas: Análisis ideal	9
4.3.1. Función transferencia y parámetros	9
4.3.2. Sensibilidades	10
4.3.3. Impedancia de entrada	10
4.3.4. Impedancia de salida	10
4.4. Celda 2do orden Ackerberg-Mossberg: Análisis ideal	10
4.4.1. Función transferencia y parámetros	11
4.4.2. Sensibilidades	11
4.4.3. Impedancia de entrada	11
4.4.4. Impedancia de salida	11
4.5. Celda 2do orden Fleischer-Tow: Análisis ideal	11
4.5.1. Función transferencia y parámetros	12
4.5.2. Sensibilidades	13
4.5.3. Impedancia de entrada	13
4.5.4. Impedancia de salida	13
4.6. Diseño de filtro rechaza banda mediante la aproximación Chebychev Inverso	13
4.6.1. Especificaciones del filtro y aproximación	13
4.6.2. Selección de celda	14
4.6.3. Celda 2do orden Fleischer-Tow: Análisis real	15
4.6.4. Diseño de etapas	15
4.7. Limitaciones	18
4.7.1. Simulación y verificación	19
4.7.2. Diseño de PCB	22
4.7.3. Resultados obtenidos	22
4.8. Conclusiones	24

1. CELDA SALLEN-KEY

2. CELDA RAUCH (DELIYANNIS - FRIEND MODIFICADA)

3. SEDRA-GHORAB-MARTIN

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_{∞}	$51kHz$
notch depth	$\geq 50dB$
Δf_a	$600Hz$
Δf_p	$10kHz$
A_a	$40dB$
A_p	$6dB$
G	$[-3 : 3]dB$
$ Zin(f) $	$\geq 50k\Omega$
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:

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

¹

¹<https://elxcompacme.files.wordpress.com/2014/03/filter-kendell-su.pdf>

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

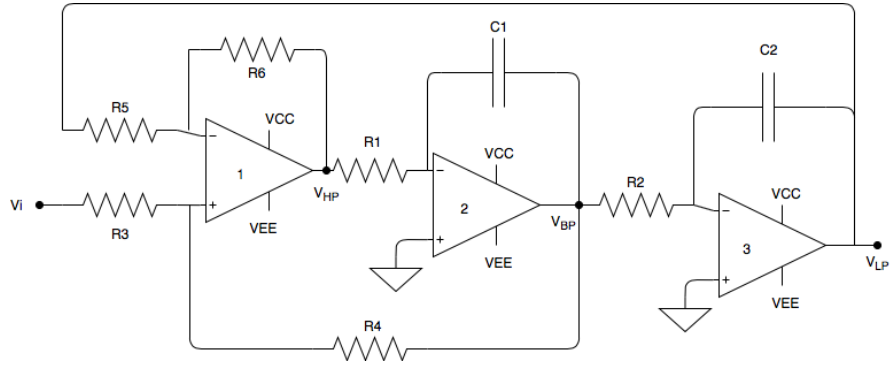


Figura 4.1: Circuito Kerwin-Huelsman-Newcomb

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. IMPEDANCIA DE ENTRADA

completar

4.2.4. IMPEDANCIA DE SALIDA

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.

$$\begin{cases} Vo_2 = -\frac{1}{2} \cdot Vo_1 \\ Vo_3 = -\frac{1}{2} \cdot Vo_2 \\ H(s) = \frac{Vo_3}{Vi} = G \cdot \frac{a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \end{cases} \quad (4.2)$$

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 agregándole al circuito 4.1 un sumador, como se muestra en la figura 4.2:

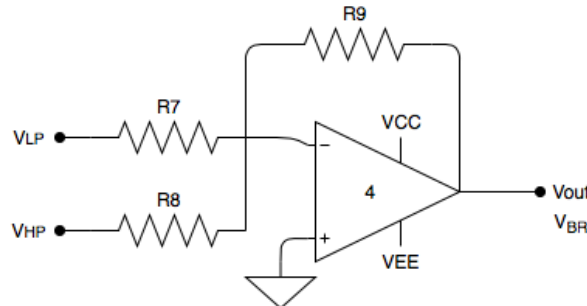


Figura 4.2: Sumador que se le agrega a la selda para obtener un rechaza banda.

4.3. CELDA 2DO ORDEN TOW-THOMAS:ANÁLISIS IDEAL

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.

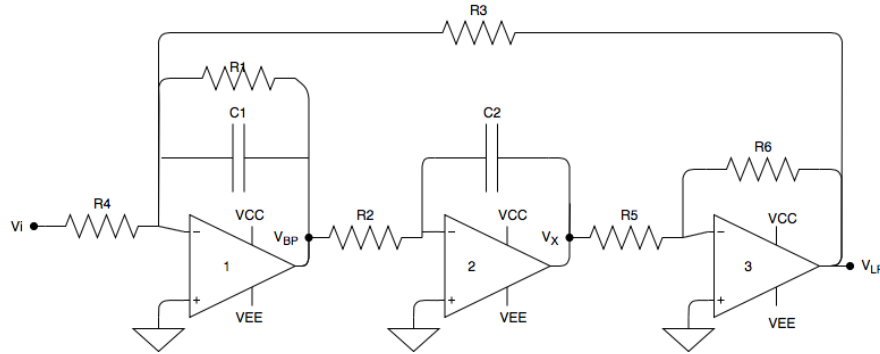


Figura 4.3: Celda Tow-Thomas

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. IMPEDANCIA DE ENTRADA

COMPLETAR

4.3.4. IMPEDANCIA DE SALIDA

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: ANÁLISIS IDEAL

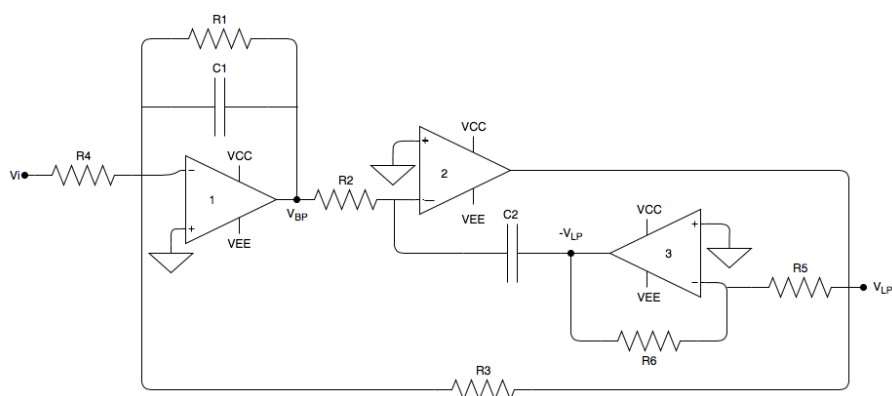


Figura 4.4: Celda Ackberg-Mossberg

4.4.1. FUNCIÓN TRANSFERENCIA Y PARÁMETROS

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

completar

4.4.4. IMPEDANCIA DE SALIDA

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: ANÁLISIS IDEAL

Una característica importante a remarcar de la selda Flesicher-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.

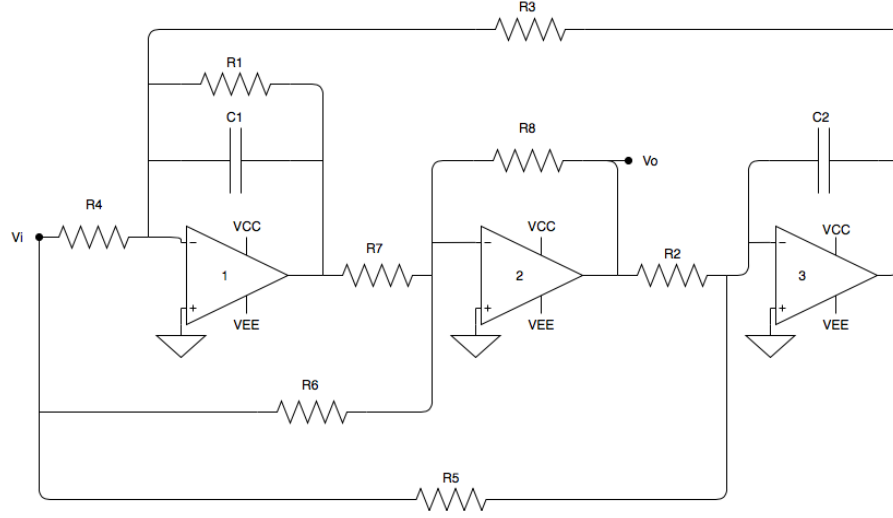


Figura 4.5: Celda Fleischer-Tow

4.5.1. FUNCIÓN TRANSFERENCIA Y PARÁMETROS

$H(s)$ genérica	ω_0	Q
$-\frac{\frac{R_8}{R_6} s^2 + \left(\frac{R_8}{R_6 R_1 C_1} - \frac{R_8}{R_4 R_7 C_1} \right) s + \frac{R_8}{R_3 R_5 R_7 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} s + \frac{R_8}{R_2 R_3 R_7 C_1 C_2}}$	$\sqrt{\frac{R_8}{R_2 R_3 R_7 C_1 C_2}}$	$R_1 C_1 \sqrt{\frac{R_8}{R_2 R_3 R_7 C_1 C_2}}$

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

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

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_{∞}	51kHz
notch depth	$\geq 50dB$
Δf_a	600Hz
Δf_p	10kHz
A_a	40dB
A_p	6dB
G	$[-3 : 3]dB$
$ Zin(f) $	$\geq 50k\Omega$
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 precisión 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	$f_p = 50,999kHz, Q = 4,52$
Polo complejo conjugado	$f_p = 46,282kHz, Q = 9,08$
Polo complejo conjugado	$f_p = 56,197kHz, Q = 9,08$
Cero complejo conjugado	$f_z = 50,999kHz, Q=\infty$
Cero complejo conjugado	$f_z = 50,224kHz, Q=\infty$
Cero complejo conjugado	$f_z = 51,786kHz, Q=\infty$

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

PONER todo lo de cheby. formulas y resultados obtenidos, los q, orden, polos etc.

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. CELDA 2DO ORDEN FLEISCHER-TOW: ANÁLISIS REAL

FUNCIÓN TRANSFERENCIA Y PARÁMETROS CON A_{vol} FINITO

SENSIBILIDADES

IMPEDANCIA DE ENTRADA CON A_{vol} FINITO

IMPEDANCIA DE SALIDA CON A_{vol} FINITO

RANGO DINÁMICO

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

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 deseados 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:

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

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 por 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:

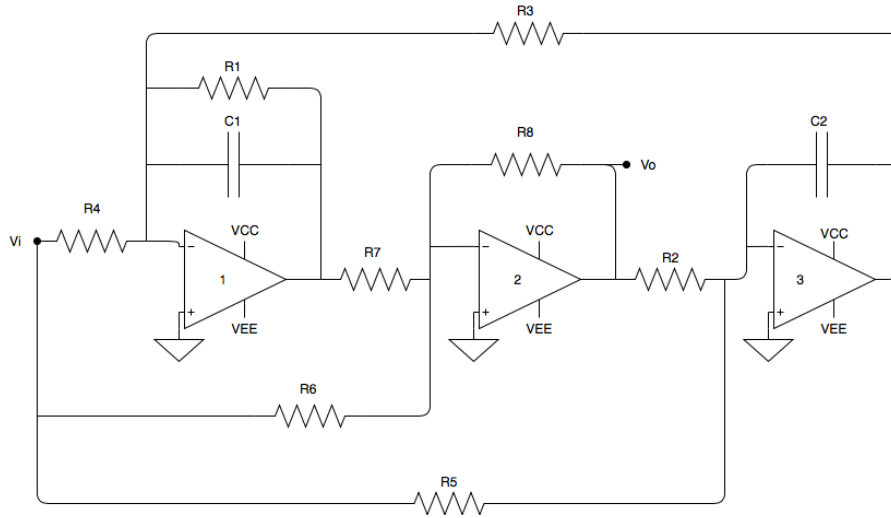


Figura 4.6: Celda Fleischer-Tow

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 $C_1 = C_2 = 100nF$ 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: $R_2 = R_5 = 1k\Omega$. Luego se pudo elegir también $R_6 = R_7 = R_8 = 1k\Omega$. 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
$C_1(F)$	1n	1n	1n
$C_2(F)$	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 %.

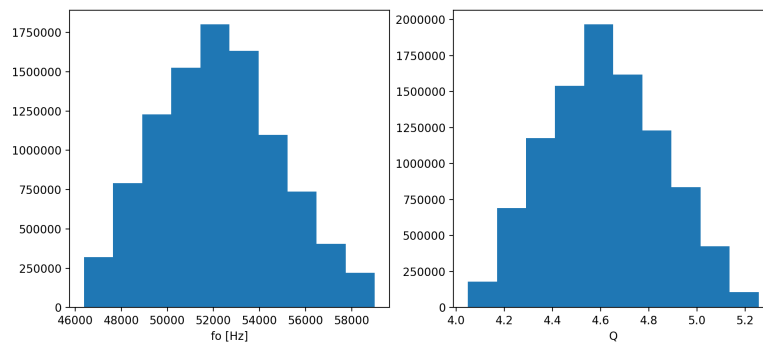


Figura 4.7: Histogramas para la celda de la primera etapa.

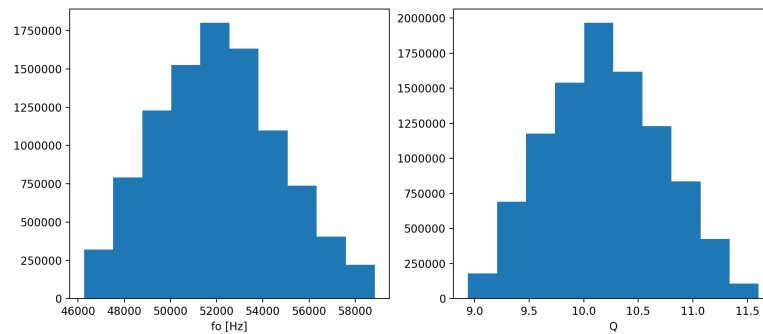


Figura 4.8: Histogramas para la celda de la segunda etapa.

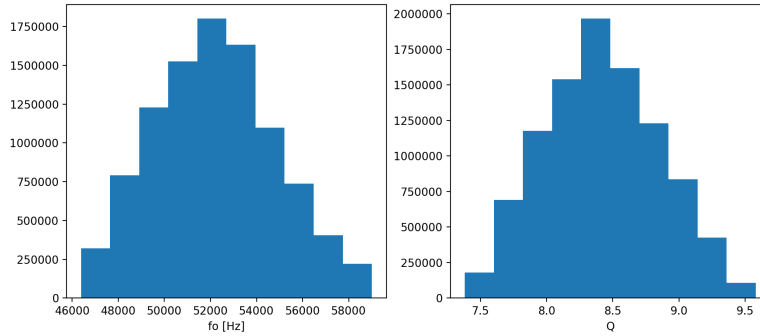


Figura 4.9: Histogramas para la celda de la tercera etapa.

4.7. 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 Instrument². 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:

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

²Hoja de datos del operacional TL084: https://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=TL084&gclid=EAJaIQobChMIvtDP0tvb5QIVhYORCh3tDA_EAAYASA

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.

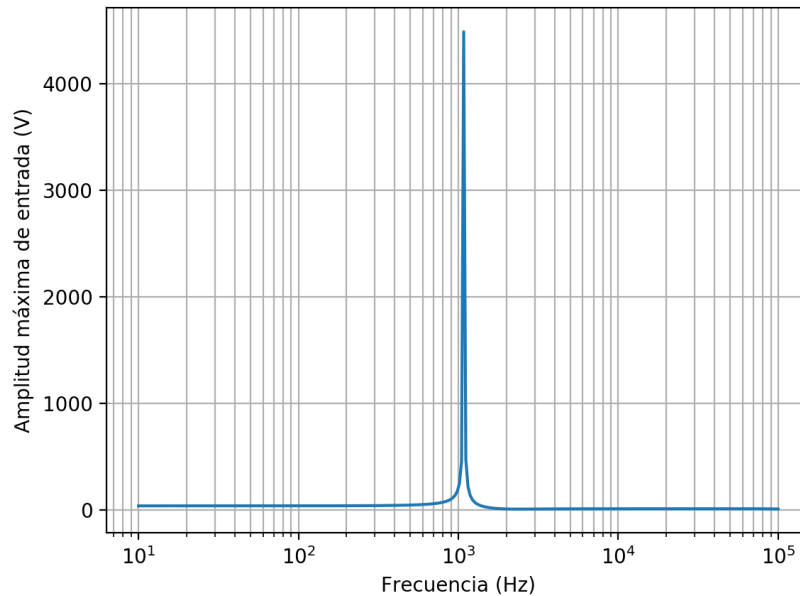


Figura 4.10: Tensión de entrada máxima.

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 considerándolo como el nivel del piso de ruido. Se obtiene entonces que $R_D = 35,37dB$.

4.7.1. 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.

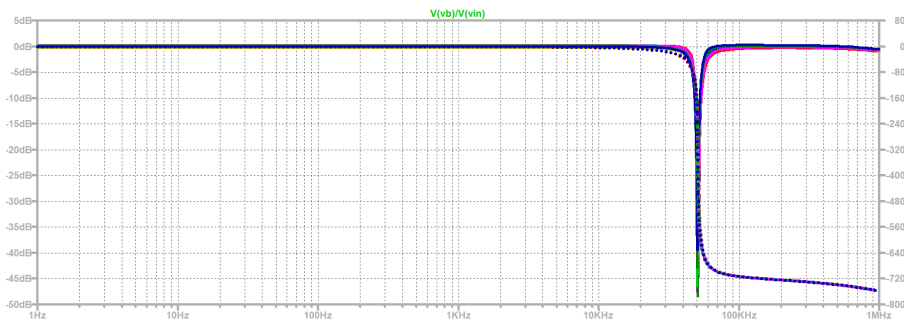


Figura 4.11: Simulación Monte Carlo: Diagrama de Bode.

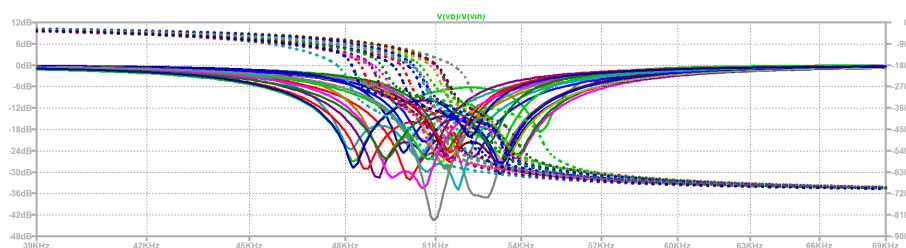


Figura 4.12: Simulación Monte Carlo: Detalle del diagrama de Bode sobre el pico del notch.

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.

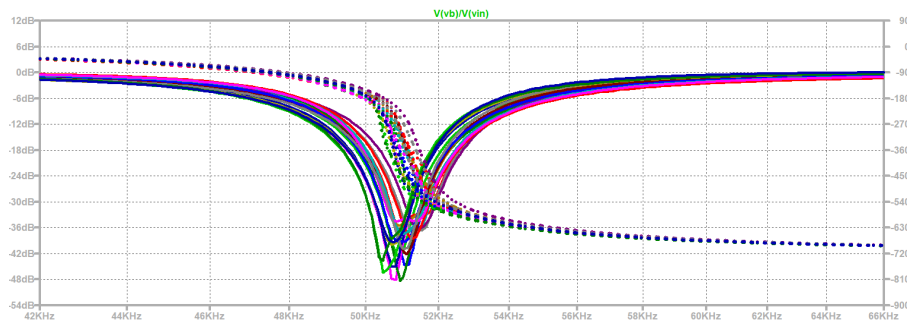


Figura 4.13: Simulación Monte Carlo: Detalle del diagrama de Bode sobre el pico del notch, sin error de capacitores.

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 precisión 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 80dB, 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.

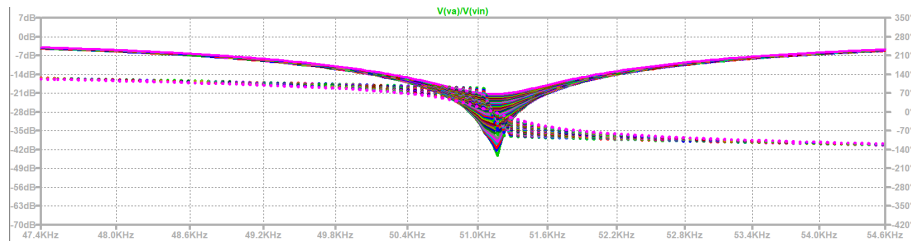


Figura 4.14: Simulación con barrido de valores de R1 en la celda 1.

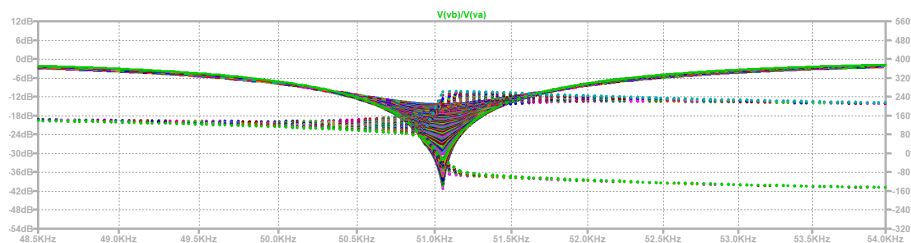


Figura 4.15: Simulación con barrido de valores de R1 en la celda 2.

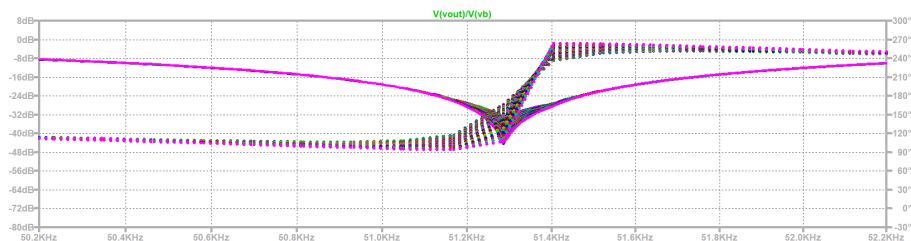


Figura 4.16: Simulación con barrido de valores de R1 en la celda 3.

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 encontrarían 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.

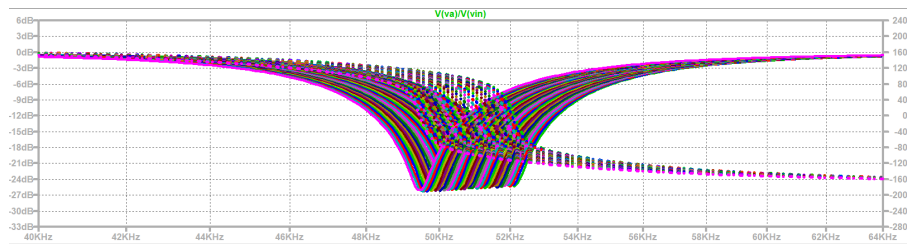


Figura 4.17: Simulación con barrido de valores de R3 en la celda 1.

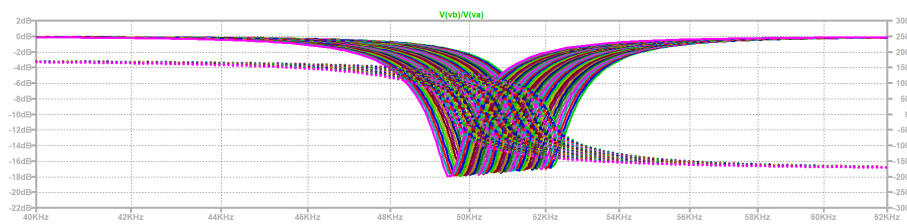


Figura 4.18: Simulación con barrido de valores de R3 en la celda 2.

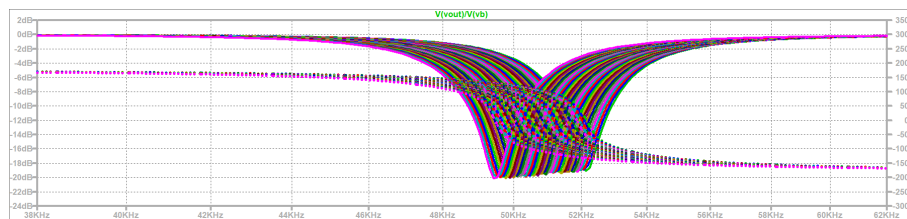


Figura 4.19: Simulación con barrido de valores de R3 en la celda 3.

4.7.2. DISEÑO DE PCB

4.7.3. RESULTADOS OBTENIDOS

En los gráficos 4.20 y 4.21 se pueden ver los gráficos de amplitud y fase correspondientes al diagrama de Bode del circuito completo.

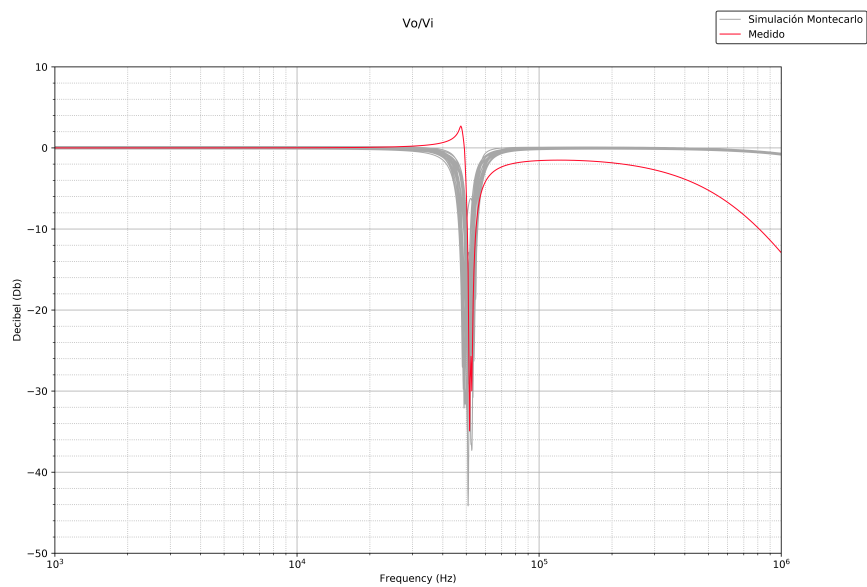


Figura 4.20: Diagrama de Bode: Amplitud.

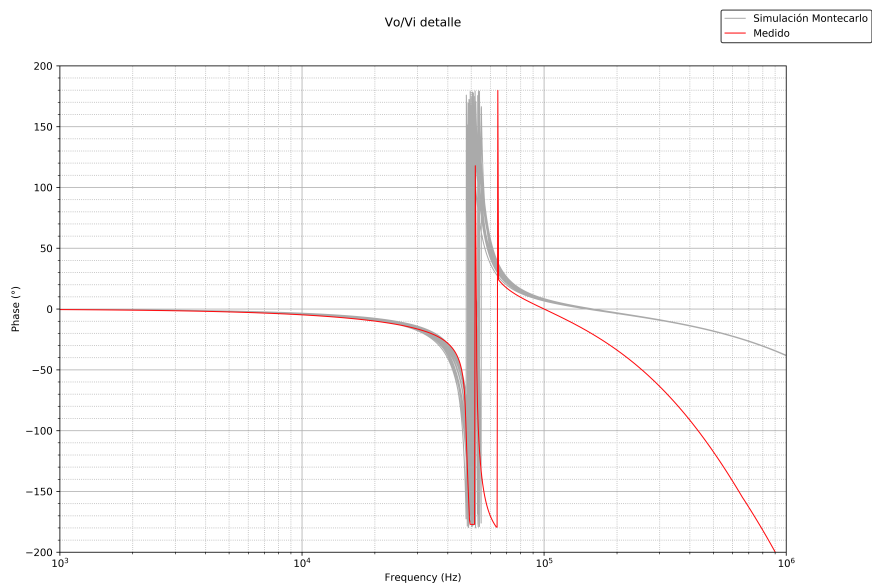


Figura 4.21: Diagrama de Bode: Fase.

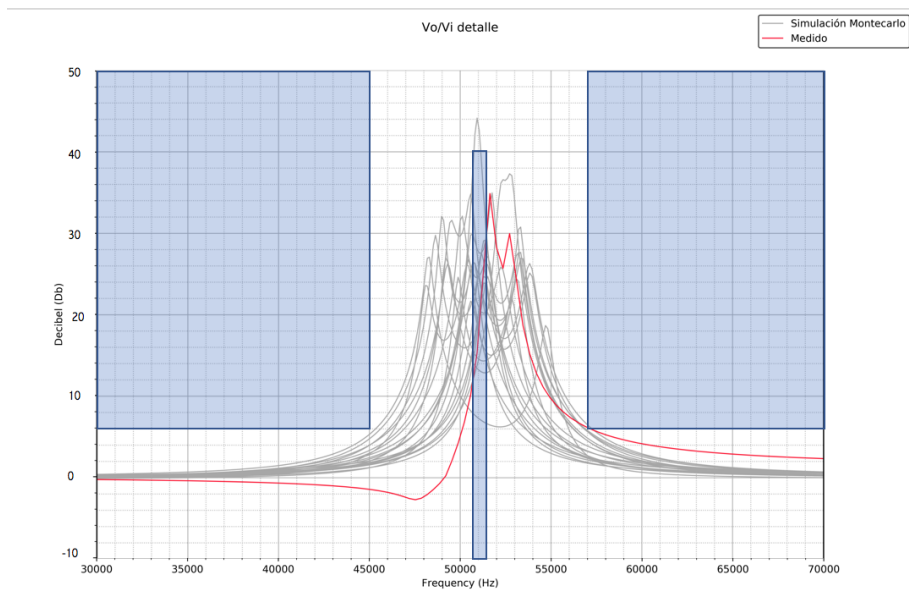


Figura 4.22: Comparación de medición con simulación Monte Carlo y plantilla.

4.8. CONCLUSIONES