

# Índice

<b>1. Objetivo</b>	<b>2</b>
<b>2. Introducción teórica</b>	<b>2</b>
2.1. Celda Sallen-Key . . . . .	2
2.2. Celda Kerwin-Huelsman-Newcomb . . . . .	3
2.3. Filtro a implementar . . . . .	4
2.3.1. Diagrama de Polos y Ceros . . . . .	5
<b>3. Maximización del rango dinámico</b>	<b>5</b>
3.1. Definición de rango dinámico . . . . .	5
3.2. Cálculo de rango dinámico . . . . .	5
3.3. Ordenamiento de las etapas . . . . .	6
3.4. Elección de la ganancia de cada etapa (para anexo) . . . . .	6
3.5. Diseño de etapas . . . . .	7
3.5.1. Etapa 1 . . . . .	7
3.5.2. Etapa 2 . . . . .	8
3.5.3. Etapa 3 . . . . .	8
3.5.4. Etapa 4 . . . . .	8
3.5.5. Etapa 5 . . . . .	9
3.5.6. Etapa 6 . . . . .	9
3.5.7. Etapa de ganancia . . . . .	10
<b>4. Criterios de estabilidad</b>	<b>10</b>
<b>5. Resultados</b>	<b>11</b>
5.1. Acumulado etapas 1 y 2 . . . . .	11
5.2. Acumulado etapas 3, 4 y 5 . . . . .	12
5.3. Transferencia total . . . . .	13
5.4. Impedancia de entrada . . . . .	14
<b>6. Máxima carga</b>	<b>15</b>
<b>7. Implementación en PCB</b>	<b>15</b>
<b>8. Conclusiones</b>	<b>15</b>

## 1. Objetivo

El objetivo del siguiente trabajo fue realizar un filtro pasa altos sin ripple, para ello se utilizó la aproximación de Legendre. Se buscó aprovechar todas las herramientas aprendidas a lo largo de la materia para optimizar el funcionamiento del filtro lo más posible, logrando que cumpla la plantilla y además se obtenga el máximo rango dinámico utilizando la menor cantidad de componentes. Por las características del filtro y de sus distintas etapas se decidió implementarlo tanto con celdas universales (KHN) y con Sallen-Key, debido a que ambas ofrecen la ventaja de poder controlar el factor de calidad independiente de la frecuencia de corte, sus bajas sensibilidades y fácil diseño.

## 2. Introducción teórica

### 2.1. Celda Sallen-Key

La configuración de la celda Sallen-Key pasa altos es la siguiente:

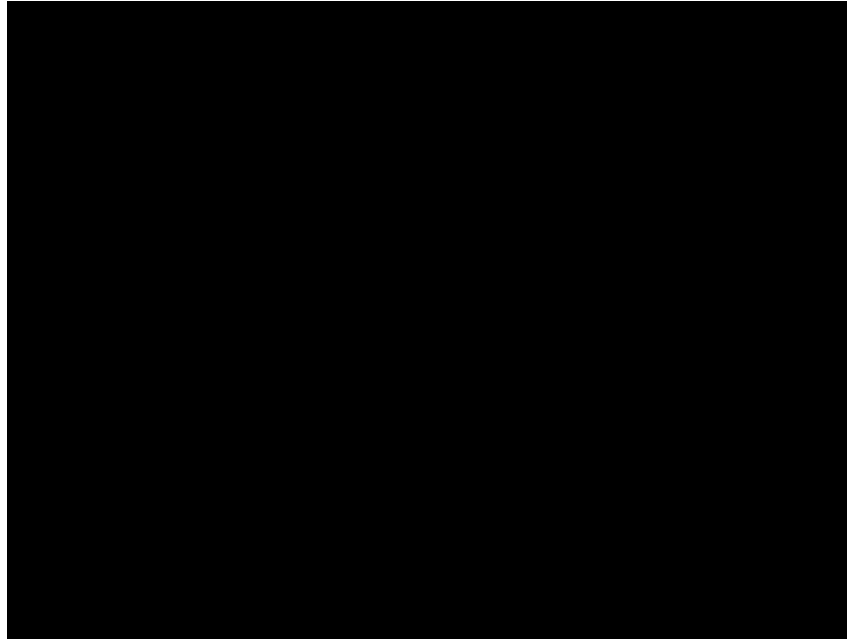


Figura 1: Configuración Sallen-Key pasa altos

Suponiendo que los amplificadores operacionales son ideales se obtiene la función transferencia de la celda:

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

$$K = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad (2)$$

Donde  $\omega_0$  y  $Q$  se pueden extraer del denominador:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (3)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2(1 - K)} \quad (4)$$

Con estos resultados se puede ver que hay un control dependiente entre  $Q$  y  $K$ , ajustando el valor de  $R_A$  o  $R_B$  pero sin afectar al  $\omega_0$  del filtro.

## Tabla general de sensibilidades

Parámetro	$\omega_0$	$Q$
R1	-0.5	$-\frac{C_1 R_1 R_A + C_2 R_2 R_B + C_2 R_1 R_A}{2(C_1 R_1 R_A - C_2 R_2 R_B + C_2 R_1 R_A)}$
R2	-0.5	$\frac{C_1 R_1 R_A + C_2 R_2 R_B + C_2 R_1 R_A}{2(C_1 R_1 R_A - C_2 R_2 R_B + C_2 R_1 R_A)}$
RA	0	$-\frac{C_2 R_2 R_B}{C_1 R_1 R_A - C_2 R_2 R_B + C_2 R_1 R_A}$
RB	0	$\frac{C_2 R_2 R_B}{C_1 R_1 R_A - C_2 R_2 R_B + C_2 R_1 R_A}$
C1	-0.5	$-\frac{C_1 R_1 R_A + C_2 R_2 R_B - C_2 R_1 R_A}{2(C_1 R_1 R_A - C_2 R_2 R_B + C_2 R_1 R_A)}$
C2	-0.5	$\frac{C_1 R_1 R_A + C_2 R_2 R_B - C_2 R_1 R_A}{2(C_1 R_1 R_A - C_2 R_2 R_B + C_2 R_1 R_A)}$

Cuadro 1: Tabla de sensibilidades de la celda Sallen Key

## 2.2. Celda Kerwin-Huelsman-Newcomb

La configuración KHN es la siguiente:

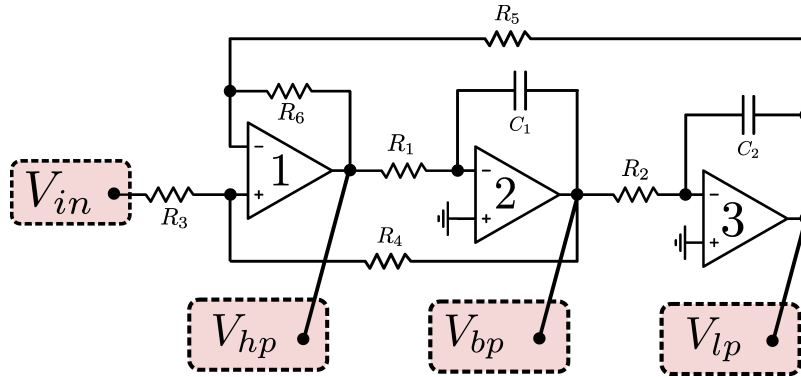


Figura 2: Configuración KHN

Suponiendo que los amplificadores operacionales son ideales se obtienen las siguientes funciones transferencia:

$$V_{LP} = -\frac{1}{sC_2 R_2} V_{BP} \quad (5)$$

$$V_{BP} = -\frac{1}{sC_1 R_1} V_{HP} \quad (6)$$

Aplicando nodos al primer amplificador y despejando para  $V_{HP}$ :

$$\frac{V_{HP}}{V_I} = -\frac{s^2 \left( \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \right)}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} \left( \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \right) s + \frac{1}{C_1 R_1} \frac{1}{C_2 R_2} \frac{R_6}{R_5}} \quad (7)$$

Donde  $\omega_0$  y  $Q$  se pueden extraer del denominador:

$$\omega_0^2 = \frac{R_6}{R_5} \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (8)$$

$$Q = \frac{\left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \sqrt{R_6 R_1 C_1}}{\left( 1 + \frac{R_6}{R_5} \right) \sqrt{R_5 R_2 C_2}} \quad (9)$$

Con este resultado se puede ver que hay un control independiente en  $Q$  ajustando el valor de  $R_4$  o  $R_3$  sin afectar al  $\omega_0$  del filtro.

### Tabla general de sensibilidades

Parámetro	$\omega_0$	$Q$
R1	-0.5	0.5
R2	-0.5	-0.5
R3	0	$-\frac{R_4}{R_4+R_3}$
R4	0	$\frac{R_4}{R_4+R_3}$
R5	-0.5	$-\frac{Q}{2} \frac{R_5-R_6}{1+\frac{R_4}{R_3}} \frac{\sqrt{R_2 C_2}}{\sqrt{R_5 R_6 R_1 C_1}}$
R6	0.5	0
C1	-0.5	0.5
C2	-0.5	-0.5

Cuadro 2: Tabla de sensibilidades de la etapa KHN

### 2.3. Filtro a implementar

La plantilla que el filtro debe cumplir se detalla en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor
$f_p$	13,75KHz
$f_a$	10KHz
$A_p$	1dB
$A_a$	45dB
Rango dinámico	45dB

Cuadro 3: Características del filtro pasa altos

Tomando como base los valores de la consigna, para el diseño del filtro se tomó cierto margen para la banda de paso y la banda de atenuación:

Parámetro	Valor
$A_p$	0,5dB
$A_a$	50dB

Cuadro 4: Valores utilizados para el filtro

A continuación, con los valores obtenidos y utilizando el programa realizado en un trabajo práctico anterior, se calcularon los valores de los polos correspondientes a la transferencia del filtro. Para aproximar la plantilla, se realizó en una primera instancia con la aproximación de Butterworth; como el orden resultante era demasiado elevado ( $> 20$ ), se decidió utilizar la aproximación de Legendre, obteniendo finalmente orden 12. Se obtuvieron 6 etapas de segundo orden cuya frecuencia de corte y factor de calidad se detallan en la siguiente tabla:

Etapas	$Q$	$f_0$ (Hz)
1	11,58	12 948,60
2	3,65	13 850,42
3	1,96	15 845,49
4	1,19	19 525,55
5	0,76	25 958,29
6	0,53	34 110,10

Cuadro 5: Características de las etapas del filtro

### 2.3.1. Diagrama de Polos y Ceros

Con los valores de  $\omega_0$  y  $Q$  obtenidos, se construyen las transferencias de las diferentes etapas, considerando que la forma general de cada una responde al formato siguiente:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

Resultando el siguiente diagrama de polos y ceros.

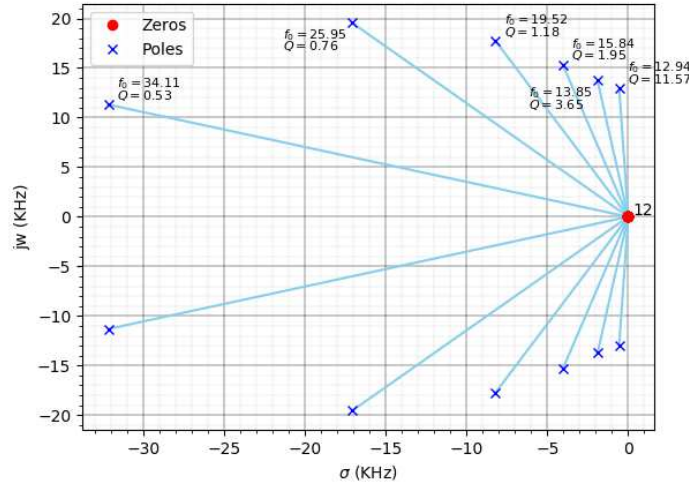


Figura 3: Diagrama de polos y ceros

## 3. Maximización del rango dinámico

Conseguidas las etapas se procedió al desarrollo de un algoritmo adecuado tanto para ordenarlas, como para definir sus ganancias. Es importante notar que para su desarrollo se buscó una solución con el mayor rango dinámico posible, dentro de las capacidades de procesamiento disponibles.

### 3.1. Definición de rango dinámico

En primer lugar, se aclarará la definición utilizada para rango dinámico. Dado un piso de ruido  $V_{RUIDO}$  y un límite de saturación  $V_{SAT}$ , definiremos rango dinámico como la relación entre la tensión mas grande y la tensión mas pequeña que podremos ingresar a nuestro filtro, teniendo garantizado su correcto funcionamiento, en otras palabras, evitando que ninguna señal intermedia sea menor que el piso de ruido o mayor que la tensión de saturación. Es importante aclarar que el correcto funcionamiento se garantiza dentro de un conjunto de frecuencias en un rango  $f_{MIN}$ ,  $f_{MAX}$ , que será tomado sobre la banda de paso, ya que son las frecuencias no atenuadas.

### 3.2. Cálculo de rango dinámico

Se aclarará ahora como se calculó en concreto el rango dinámico dados los pisos de ruido, las frecuencias de trabajo, y la transferencias de cada etapa en algún orden.

Se calcula  $V_{MIN}(f)$  y  $V_{MAX}(f)$  para cada frecuencia de trabajo en particular, y luego se calcula  $V_{MIN}$  y  $V_{MAX}$  absolutos como:

$$V_{MIN} = \max_{f_i \in F} V_{MIN}(f_i)$$

$$V_{MAX} = \max_{f_i \in F} V_{MAX}(f_i)$$

Para calcular  $V_{MIN}$  y  $V_{MAX}$  con cada frecuencia en particular se procede con un algoritmo que iterativamente, llenando de la primera a la última etapa, descarta paso a paso las tensiones que provocarían en algún paso señales fuera de los niveles de tensión permitidos. El algoritmo es muy eficiente en el contexto en el que trabajamos;  $O(n)$  porque utiliza una fórmula cerrada en cada iteración para ir reduciendo el rango de tensiones máxima y mínima que podrían insertarse en la entrada de la primera etapa.

### 3.3. Ordenamiento de las etapas

Para ordenar las etapas se consideró utilizar algún algoritmo heurístico pero debido a que solo se trabajo con 6 etapas, se optó por probar todos los ordenes posibles de etapas, ya que fueron tan solo  $6! = 720$  combinaciones. Se realizó un programa que calculó el rango dinámico con cada combinación (luego de definir, mediante otro algoritmo la constante de cada etapa), y se eligió la mejor. Como en general ninguna combinación superó por gran margen los  $60dB$ , se eligió por simplicidad, la combinación 1–2–3–4–5–6, que tuvo  $62dB$  de rango dinámico.

### 3.4. Elección de la ganancia de cada etapa (para anexo)

Se desarrolló una fórmula para decidir, con ya las etapas ordenadas y la ganancia total del sistema completo, la ganancia de cada etapa, con el objetivo de, dado el orden de etapas ya definido, maximizar el rango dinámico. Esta fórmula si se explicará ya que se considerará compleja de comprender sin una explicación previa.

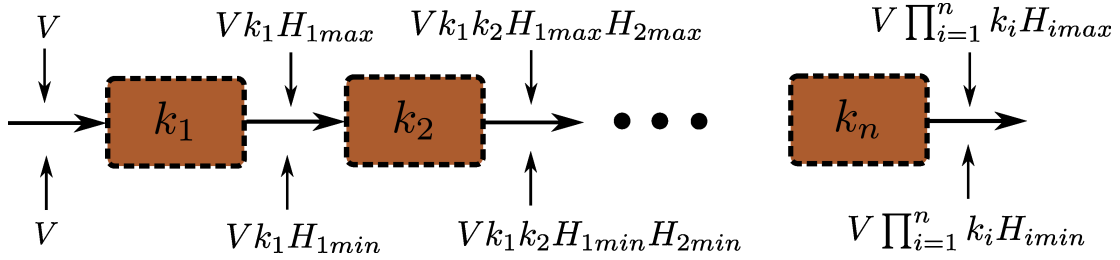


Figura 4: Casos posibles dada una tensión de entrada arbitraria

Se piensa en una entrada de tensión arbitraria que entra al sistema previo a que fuesen decididas las ganancias de cada etapa. Se calcula el valor máximo y mínimo de cada etapa (si tuviera cada una ganancia unitaria)  $H_{1max}, H_{1min}, H_{2max}$ . Se presta atención en los valores máximos y mínimos que pudiesen tener el valor de cada tensión intermedia entre las etapas, hasta la salida. Para garantizar que no exista ni saturación, ni ruido en una etapa intermedia se debe exigir que todos los valores intermedios sean mayores que el piso de ruido y menores que la tensión de saturación. Por lo tanto se pueden observar las desigualdades que deben cumplirse:

$$V < \frac{V_{sat}}{k_1 H_{1max}}$$

$$V < \frac{V_{sat}}{k_1 k_2 H_{1max} H_{2max}}$$

$$V < \frac{V_{sat}}{\prod_{i=1}^n k_i H_{i max}} = \frac{V_{sat}}{k_{total} H_{max total}}$$

Y por otro lado también deben cumplirse cotas inferiores para:

$$V > V_{ruido}$$

$$V > \frac{V_{ruido}}{k_1 H_{1min}}$$

$$V > \frac{V_{ruido}}{\prod_{i=1}^n k_i H_{i min}} = \frac{V_{ruido}}{k_{total} H_{min total}}$$

Como  $\prod_{i=1}^n k_i = k_{total}$  que esta definido, entonces la ultima desigualdad en ambos casos siempre será la misma sin importar que ganancia le demos a ninguna etapa en particular. Por lo tanto miramos las otras desigualdades para definir la ganancia de las etapas.

Observamos la desigualdad  $n - 1$  tanto en las cotas inferiores como en las superiores. Reescribiendo en función de  $k_{total}$  tenemos

$$V < \frac{V_{sat}}{k_{total} H_{max_{total}}} k_n H_{n_{max}}$$

$$V > \frac{V_{ruido}}{k_{total} H_{min_{total}}} k_n H_{n_{max}}$$

Entonces ahora, con el objetivo de obtener restricciones iguales o mejores que las anteriores se pide:

$$k_n H_{n_{max}} > 1 \Leftrightarrow k_n < \frac{1}{H_{n_{max}}}$$

$$k_n H_{n_{min}} < 1 \Leftrightarrow k_n > \frac{1}{H_{n_{min}}}$$

Entonces se elige arbitrariamente  $k_n(dB) = -\frac{H_{n_{max}} - H_{n_{min}}}{2}$  que cumple con ambas desigualdades a la vez. Como no se empeora ninguna restricción anterior esta decisión es óptima.

Realizando en mismo procedimiento con  $n - 2, n - 3$  se calculan todas las ganancias para todas las etapas excepto la última, a la cual se le da la ganancia restante para que todas sumen  $k_{total}$  (en dB).

### 3.5. Diseño de etapas

Para implementar las etapas de más alto  $Q$  (etapas 1 y 2) se usó la celda KHN en la salida pasa altos, dado que permite un control independiente de éste respecto de la frecuencia  $\omega_0$  y resultan sensibilidades bajas. Para las etapas 3, 4, 5 y 6 se utilizó la celda Sallen-Key pasa altos, dado que son las etapas de menor  $Q$  y utilizan menos componentes pasivos y operacionales que la celda universal.

A continuación se calcularon los valores de los componentes que se utilizaron para construir cada celda, añadiendo un preset en alguna resistencia en caso de que se considere necesario.

#### 3.5.1. Etapa 1

Tomando  $C_1 = C_2 = 1nF$  y  $R_1 = R_2 = R$ , se tiene que:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow R = \frac{1}{\omega_0 C} = 12\,291\Omega$$

Y tomando  $R_3 = 1K\Omega$  se tiene que:

$$R_4 = R_3(2Q - 1) = 22\,160\Omega$$

$$R_5 = R_6 = 15K\Omega$$

Luego con ayuda de la simulación se ajustaron los valores para que el filtro cumpla la plantilla deseada quedando:

Parámetro	Valor	$\omega_0$	$Q$
R1	12220 $\Omega$	-0.5	0.5
R2	12220 $\Omega$	-0.5	-0.5
R3	1K $\Omega$	0	0.9353
R4	14460 $\Omega$	0	-0.9353
R5	15K $\Omega$	-0.5	0
R6	15K $\Omega$	0.5	0
C1	1nF	-0.5	0.5
C2	1nF	-0.5	-0.5

Figura 5: Tabla de sensibilidades de la etapa 1 (KHN)

Dado que esta etapa es de un alto  $Q$  y contribuye a definir en forma crítica la forma final de la transferencia del filtro, se implementó  $R_4$  como una resistencia fija en serie a un preset para poder tener un control de éste y realizar el ajuste necesario al momento de la implementación.

### 3.5.2. Etapa 2

Tomando  $C_1 = C_2 = 4,7nF$  y  $R_1 = R_2 = R$ , se tiene que:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow R = \frac{1}{\omega_0 C} = 2445\Omega$$

Y tomando  $R_3 = 1K\Omega$  se tiene que:

$$R_4 = R_3(2Q - 1) = 13\,860\Omega$$

$$R_5 = R_6 = 15K\Omega$$

Análogamente a la etapa 1, los valores de los componentes utilizados fueron:

Parámetro	Valor	$\omega_0$	Q
R1	2470 $\Omega$	-0.5	0.5
R2	2470 $\Omega$	-0.5	-0.5
R3	2200 $\Omega$	0	0,8513
R4	12600 $\Omega$	0	-0,8513
R5	10K $\Omega$	-0.5	0
R6	10K $\Omega$	0.5	0
C1	4.7nF	-0.5	0,5
C2	4.7nF	-0.5	-0,5

Figura 6: Tabla de sensibilidades de la etapa 2 (KHN)

Con el mismo criterio que en la etapa 1, se implementó la resistencia  $R_4$  con una en serie fija a un preset.

### 3.5.3. Etapa 3

Tomando  $C_1 = C_2 = 5,6nF$  y  $R_1 = R_2 = R$ , se tiene que:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow R = \frac{1}{\omega_0 C} = 1794\Omega$$

Y tomando  $R_A = 1K\Omega$  se tiene que:

$$R_B = R_A(2 - \frac{1}{Q}) = 13\,860\Omega$$

Se ajustaron los valores de los componentes para que se cumpla la plantilla y finalmente quedó:

Parámetro	Valor	$\omega_0$	Q
R <sub>1</sub>	1.79K $\Omega$	-0.5	-3.1298
R <sub>2</sub>	1.79K $\Omega$	-0.5	3.1298
R <sub>A</sub>	1K $\Omega$	0	-2.6298
R <sub>B</sub>	1.449K $\Omega$	0	2.6298
C <sub>1</sub>	5.6nf	-0.5	-1.3149
C <sub>2</sub>	5.6nf	-0.5	1.3149

Figura 7: Sensibilidades de la etapa 3

Dadas las altas sensibilidades obtenidas respecto al  $Q$ , se implementó la resistencia  $R_B$  mediante una fija en serie a un preset más pequeño, para poder realizar un ajuste fino.

### 3.5.4. Etapa 4

Tomando  $C_1 = C_2 = 3,3nF$  y  $R_1 = R_2 = R$ , se tiene que:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow R = \frac{1}{\omega_0 C} = 2470\Omega$$



Y tomando  $R_A = 1,5K\Omega$  se tiene que:

$$R_B = R_A(2 - \frac{1}{Q}) = 1739\Omega$$

Los valores utilizados luego de ajustar la transferencia fueron los siguientes:

Parámetro	Valor	$\omega_0$	Q
$R_1$	2.47K $\Omega$	-0.5	-1.8809
$R_2$	2.47K $\Omega$	-0.5	1.8809
$R_A$	1.5K $\Omega$	0	-1.3809
$R_B$	1.74K $\Omega$	0	1.3809
$C_1$	3.3nf	-0.5	-0.6905
$C_2$	3.3nf	-0.5	0.6905

Figura 8: Sensibilidades de la etapa 4

### 3.5.5. Etapa 5

Tomando  $C_1 = C_2 = 5,6nF$  y  $R_1 = R_2 = R$ , se tiene que:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow R = \frac{1}{\omega_0 C} = 1858\Omega$$

Y tomando  $R_A = 10K\Omega$  se tiene que:

$$R_B = R_A(2 - \frac{1}{Q}) = 6842\Omega$$

Los valores utilizados luego de ajustar la transferencia fueron los siguientes:

Parámetro	Valor	$\omega_0$	Q
$R_1$	1.86K $\Omega$	-0.5	-0.9970
$R_2$	1.86K $\Omega$	-0.5	0.9970
$R_A$	10K $\Omega$	0	-0.4970
$R_B$	6.64K $\Omega$	0	0.4970
$C_1$	3.3nf	-0.5	-0.2485
$C_2$	3.3nf	-0.5	0.2485

Figura 9: Sensibilidades de la etapa 5

### 3.5.6. Etapa 6

Tomando  $C_1 = C_2 = 2,2nF$  y  $R_1 = R_2 = R$ , se tiene que:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow R = \frac{1}{\omega_0 C} = 2121\Omega$$

Y tomando  $R_A = 10K\Omega$  se tiene que:

$$R_B = R_A(2 - \frac{1}{Q}) = 1132\Omega$$

Los valores utilizados luego de ajustar la transferencia fueron los siguientes:

Parámetro	Valor	$\omega_0$	Q
$R_1$	2.12K $\Omega$	-0.5	-0.5593
$R_2$	2.12K $\Omega$	-0.5	0.5593
$R_3$	10K $\Omega$	0	-0.0593
$R_4$	1.12K $\Omega$	0	0.0593
$C_1$	2.2nf	-0.5	-0.0297
$C_2$	2.2nf	-0.5	0.0297

Figura 10: Sensibilidades de la etapa 6

### 3.5.7. Etapa de ganancia

Se agregó al final una etapa de ganancia con el fin de poder controlar las variaciones del filtro.

## 4. Criterios de estabilidad

Se procedió a verificar la estabilidad de cada una de las etapas, para prevenir oscilaciones en la salida del sistema

Se simuló entonces la ganancia de lazo de cada una de las etapas, abriendo el lazo y calculando por lo tanto la transferencia  $H(s) = AB$ .

Se calculó, en efecto el margen de fase y de amplitud.

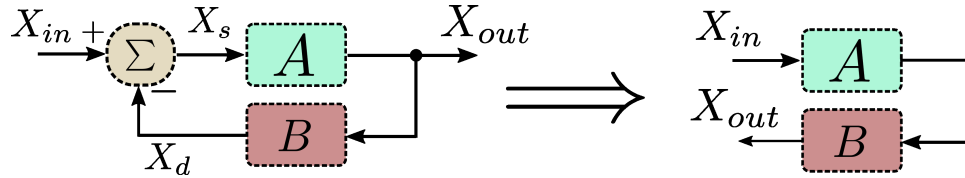


Figura 11: Diagrama en bloques

Los resultados fueron los siguientes:

Etapas	Margen de fase	Margen de amplitud
1	89°	-85 dB
2	89°	-83dB
3	Ninguno	Ninguno
4	82°	Ninguno
5	Ninguno	Ninguno
6	Ninguno	Ninguno

Figura 12: Márgenes de fase y amplitud. Se dice «Ninguno» en aquellos donde no se cruza el eje de 0dB ó 0 grados

Por lo tanto, bajo el criterio utilizado, se determinó una posible oscilación del circuito como poco probable. Es importante notar que los resultados con las etapas cargadas y sin cargar fueron similares, por lo que no se consideró relevante mostrar los resultados en ambas circunstancias.

## 5. Resultados

Se procedió a simular y medir. Se mostrarán a continuación los gráficos de la teoría, simulación y práctica superpuestos. Es importante notar que hay diferencias en la ganancia de las etapas teórica y práctica debido a que la ganancia en el circuito final fue ajustada con un preset en la última etapa.

Se mostrará a continuación la respuesta en frecuencia de las transferencias del acumulado de las etapas (es decir, etapa 1, etapa 1 + 2, etapa 1 + 2 + 3, etc).

### 5.1. Acumulado etapas 1 y 2

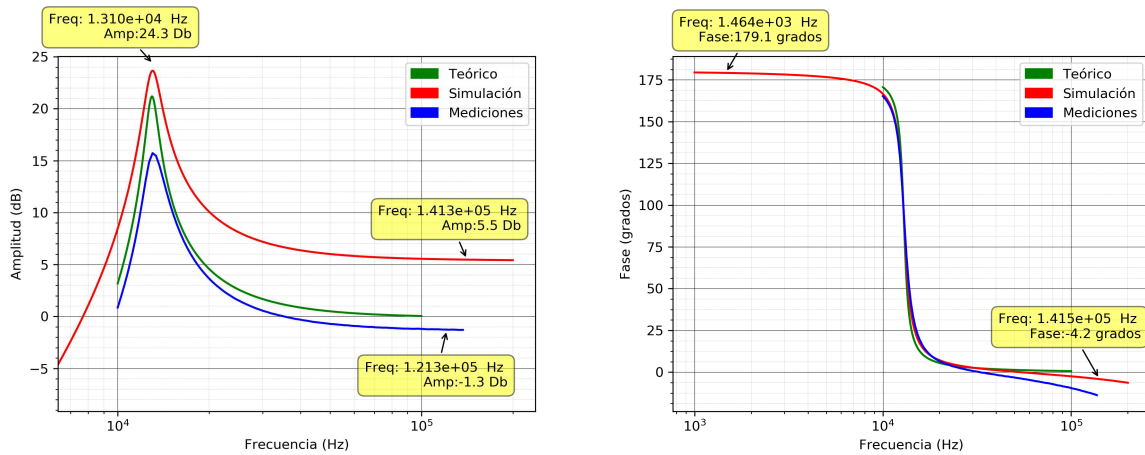


Figura 13: Acumulado etapa 1 - Magnitud y fase (izquierda a derecha)

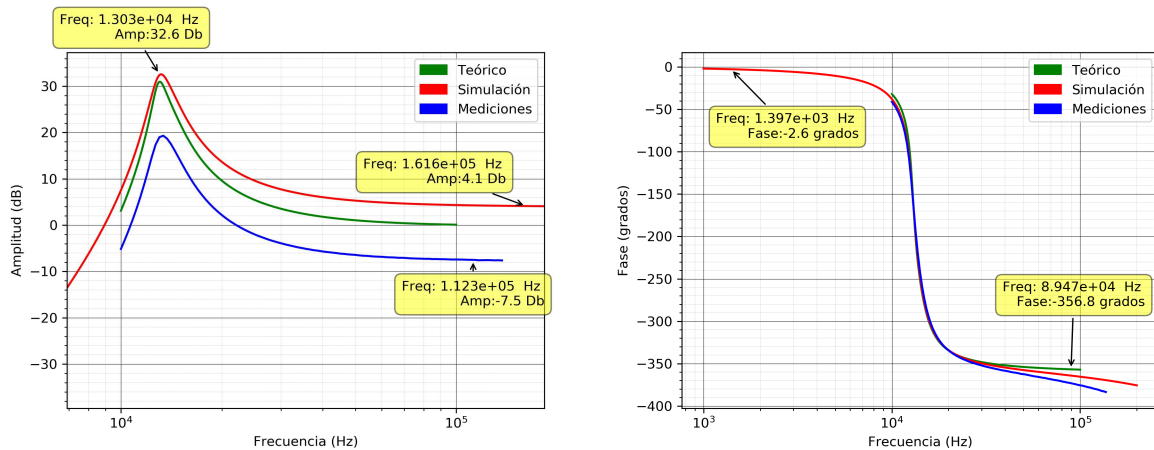


Figura 14: Acumulado etapa 2 - Magnitud y fase (izquierda a derecha)

## 5.2. Acumulado etapas 3, 4 y 5

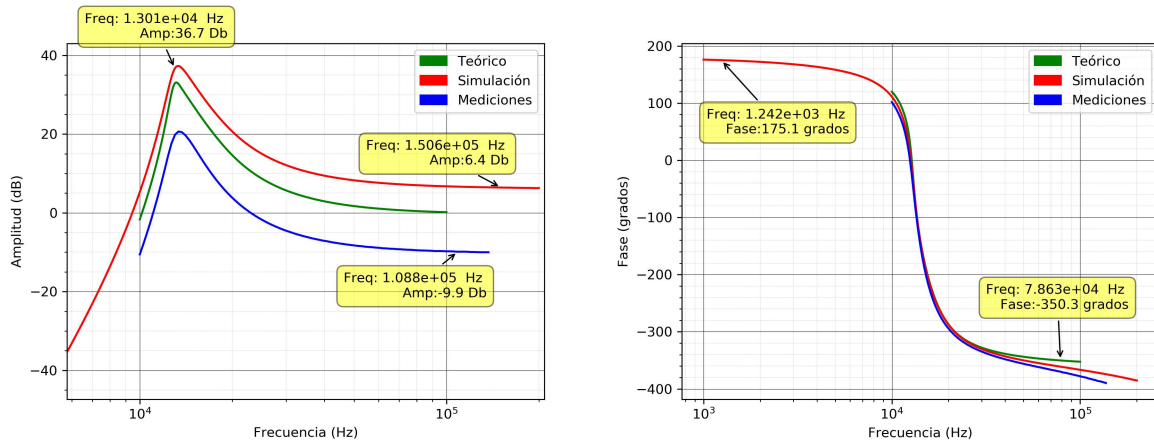


Figura 15: Acumulado etapa 3 - Magnitud y fase (izquierda a derecha)

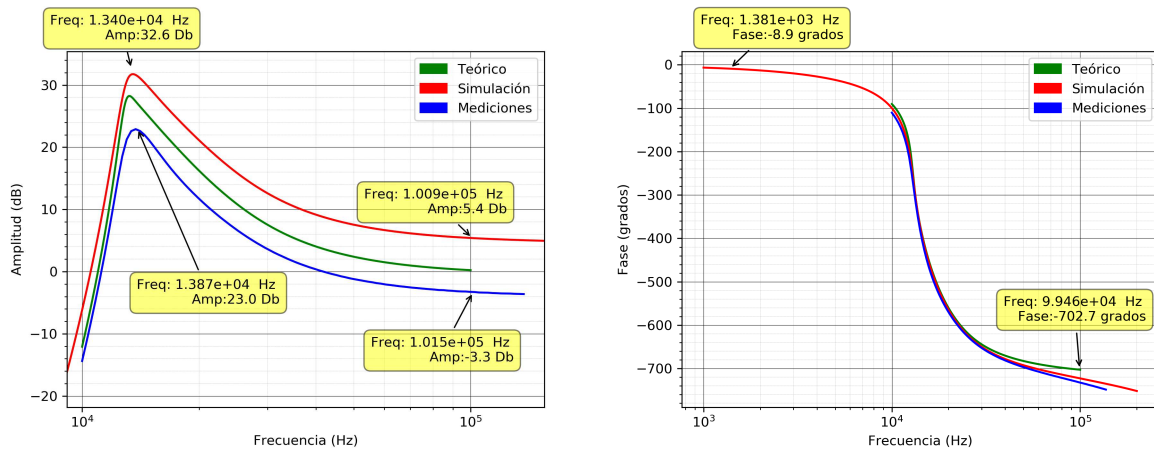


Figura 16: Acumulado etapa 4 - Magnitud y fase (izquierda a derecha)

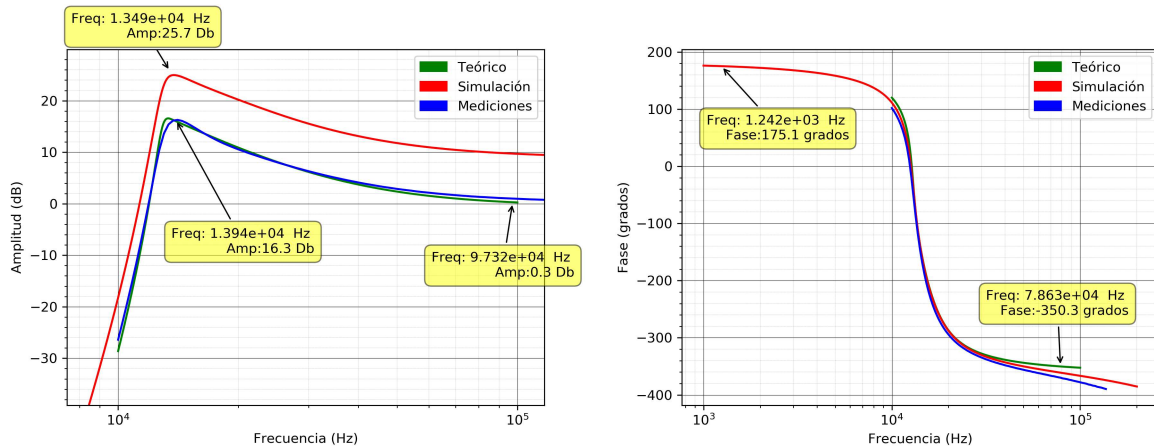


Figura 17: Acumulado etapa 5 - Magnitud y fase (izquierda a derecha)

### 5.3. Transferencia total

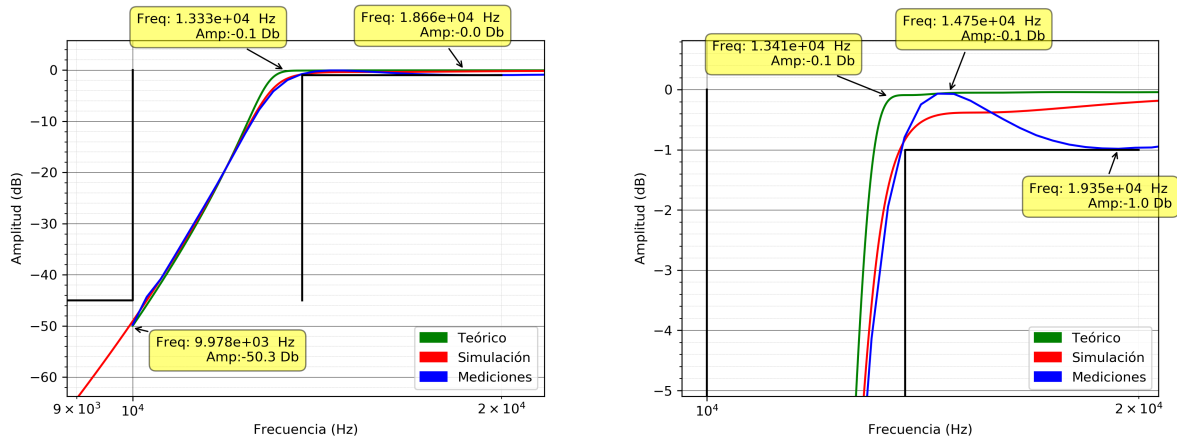


Figura 18: Transferencia total - Magnitud

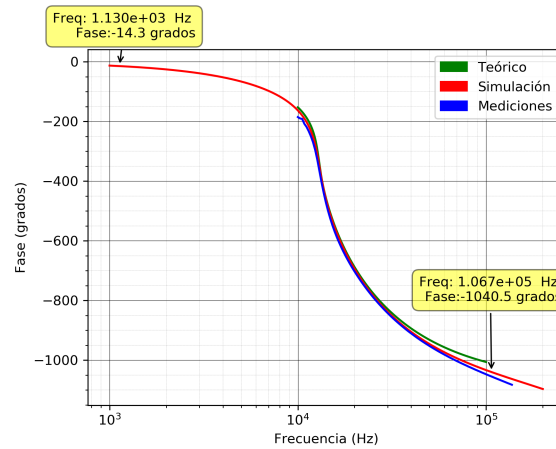


Figura 19: Transferencia total - Fase

En general se observó una gran correspondencia entre la teoría y la práctica. Es importante resaltar que fueron necesarios ajustes finos muy complejos para lograr cumplir la plantilla. El sobrepico de la curva medida, no fue posible eliminarlo debido a que su valor dependía de muchos más componentes que los que se tuvo la capacidad de variar.

## 5.4. Impedancia de entrada

Se procedió a simular las diferentes impedancias de entrada en las 6 etapas, obteniendo las curvas siguientes.

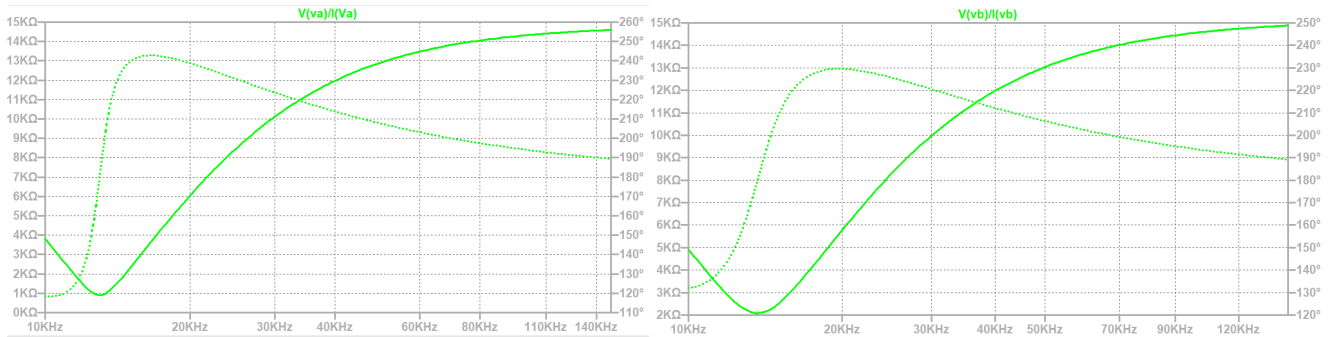


Figura 20: Impedancia de entrada - Módulo y fase - Etapas A y B

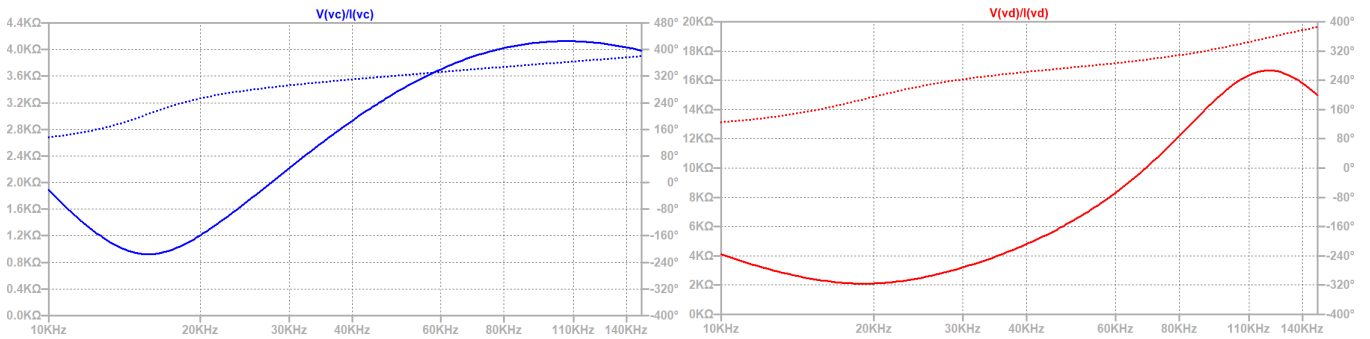


Figura 21: Impedancia de entrada - Módulo y fase - Etapas C y D

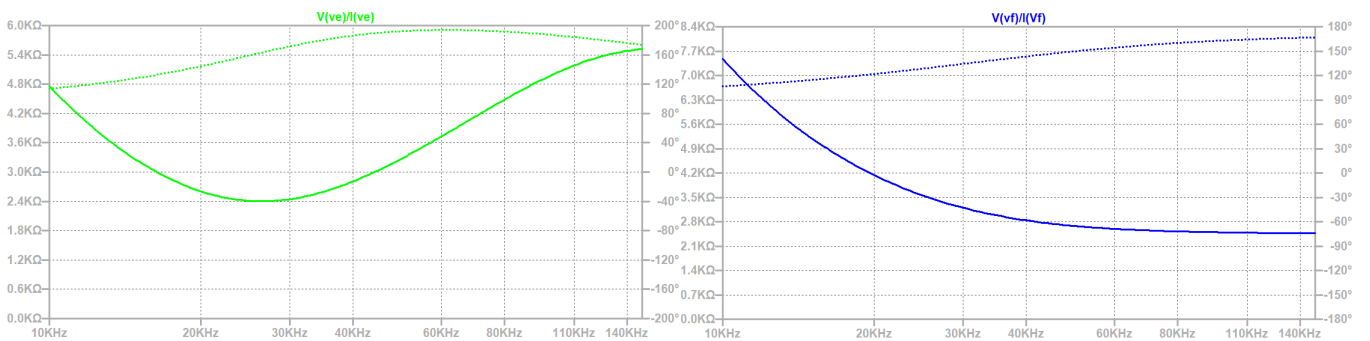


Figura 22: Impedancia de entrada - Módulo y fase - Etapas E y F

Donde en comparación, las impedancias de salida resultan muy pequeñas (del orden de los  $\Omega$ ), por lo que no habría inconvenientes en el acople directo entre etapas. De todas formas, para asegurar que el acople total resulte el producto de las transferencias debido a la gran cantidad de etapas, se prefirió colocar buffers intermedios en la implementación final.

## 6. Máxima carga

Se estudió la mínima carga que el sistema soportó sin alterar sus características de filtro. Dicha carga fue de  $38,1\Omega$ . Esta limitación se debió a la máxima corriente que el operacional de la última etapa de ganancia tiene la capacidad de suministrar. Para realizar dicha medición se colocó como carga un preset, y se lo comenzó a variar disminuyéndolo hasta encontrar el punto donde la tensión comienza a caer y la corriente a aumentar.

## 7. Implementación en PCB

El diseño final del filtro se implementó en una placa de  $10 \times 15$  (cm), utilizando operacionales TL084 y colocando jumpers para aislar las diferentes etapas y poder realizar las mediciones acumulativas.

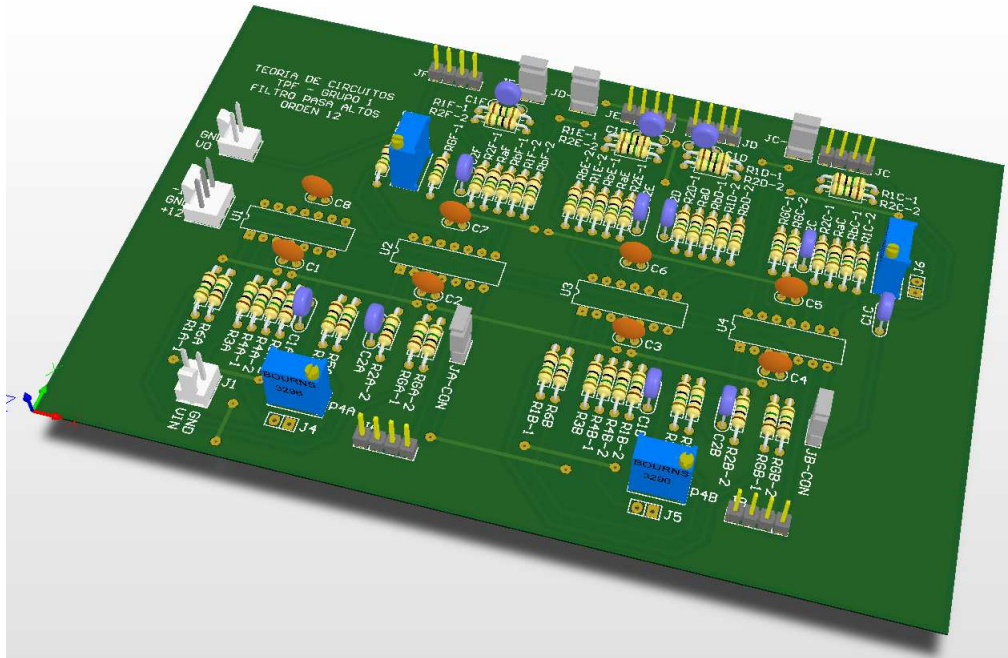


Figura 23: Diseño de PCB - Vista 3D

## 8. Conclusiones

A partir del filtro realizado, surgieron algunas cuestiones relacionadas a la implementación que se destacan a continuación.

- A partir de la aproximación utilizada, la transferencia teórica obtenida resultó cercana a lo ideal. Al diseñar las etapas y conectarlas en cascada, y realizar la simulación no se obtuvo lo esperado, y se realizaron ajustes a ciertos valores que modificaban factores  $Q$  de las 3 primeras etapas, más el ajuste de ganancia para poder obtener finalmente una curva cercana a la buscada, pero que posee un pequeño sobrepico de todas formas. Al implementar el circuito en forma práctica, fue necesario que los capacitores estén matchados (utilizando el analizador de impedancias), y realizar la calibración con los presets mencionados. Aún así, si bien se logró que el filtro cumpla la plantilla propuesta, la curva de transferencia posee un sobrepico.
- La realización de la placa en sí no trajo mayores inconvenientes.
- Una posible mejora a las dificultades de calibración puede implementarse cambiando la tercera etapa por una celda universal KHN como las primeras dos, debidos a los valores altos de sensibilidad obtenidos para  $\omega_0$  y  $Q$ .
- Luego de conectar la placa por primera vez, debe esperarse unos minutos hasta que se estabilice la temperatura del circuito para luego calibrar.