

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

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

Grupo 1:

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

Profesores:

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

9 de noviembre de 2019

# ÍNDICE

<b>1. Celda Sallen-Key</b>	<b>3</b>
<b>2. Celda Rauch (Deliyannis - Friend modificada)</b>	<b>4</b>
2.1. Celda a utilizar y justificación . . . . .	4
2.2. Celda Rauch pasabanda: Análisis ideal . . . . .	5
2.2.1. Tranferencia y características . . . . .	5
2.2.2. Características de diseño . . . . .	5
2.2.3. Impedancia de entrada . . . . .	6
2.2.4. Impedancia de salida . . . . .	7
2.2.5. Sensibilidades . . . . .	7
2.3. Celda Rauch pasabanda: Análisis real . . . . .	8
2.3.1. Tranferencia y características . . . . .	8
2.3.2. Impedancia de entrada . . . . .	9
2.4. Diseño del filtro con Chebyshev . . . . .	9
2.4.1. Plantilla y transferencia . . . . .	9
2.4.2. 1º etapa . . . . .	10
2.4.3. 2º etapa . . . . .	12
2.4.4. Simulaciones en cascada . . . . .	14
2.4.5. Mediciones y comparaciones . . . . .	15
2.4.6. Rango dinámico . . . . .	17
2.5. Conclusiones . . . . .	18
<b>3. Sedra-Ghorab-Martin</b>	<b>19</b>
<b>4. Celda Universal</b>	<b>20</b>

1. CELDA SALLEN-KEY

## 2. CELDA RAUCH (DELIYANNIS - FRIEND MODIFICADA)

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

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

Tabla 2.1: Parámetros de diseño para el filtro a implementar

### 2.1. CELDA A UTILIZAR Y JUSTIFICACIÓN

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

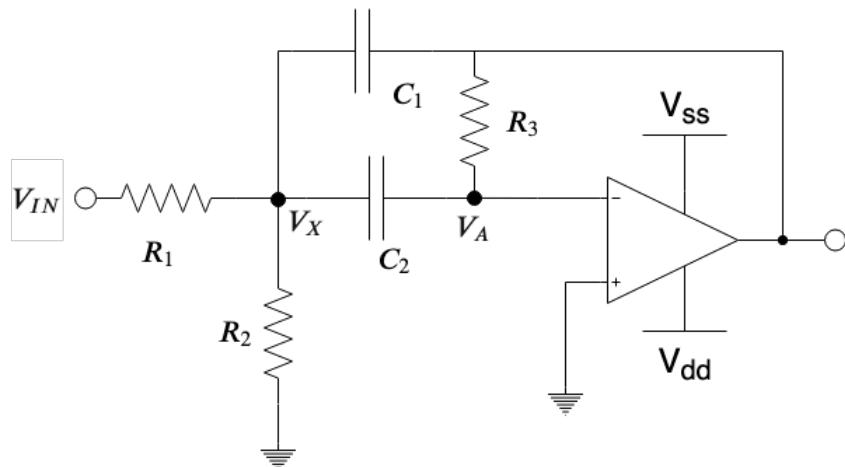


Figura 2.1: Celda Rauch simple

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

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

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

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

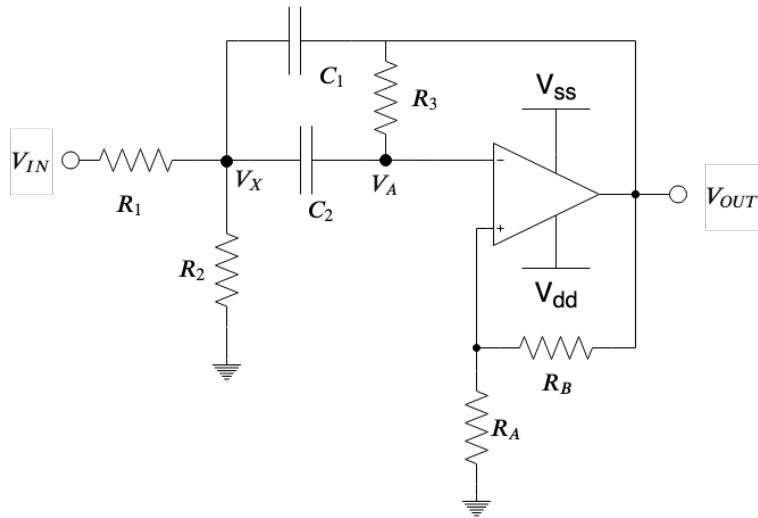


Figura 2.2: Celda Rauch mejorada

## 2.2. CELDA RAUCH PASABANDA: ANÁLISIS IDEAL

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

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

### 2.2.1. TRANSFERENCIA Y CARACTERÍSTICAS

Se parte del sistema de ecuaciones 2.1

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

Se obtienen entonces las características del sistema mostradas en 2.2

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

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

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

### 2.2.2. CARACTERÍSTICAS DE DISEÑO

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

Sin embargo, y siguiendo con el diseño propuesto en la bibliografía<sup>1</sup>, se propone una mezcla de ambos métodos. Se muestra en la Figura 2.3

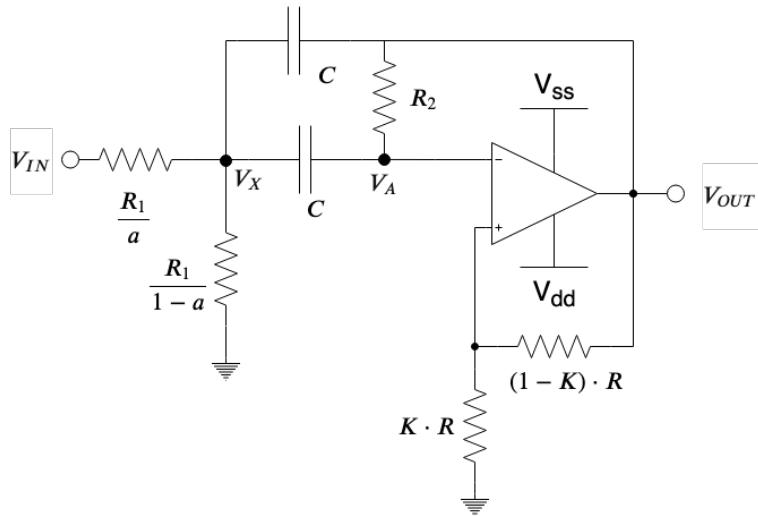


Figura 2.3: Criterio de diseño propuesto

Al utilizar esta estrategia se logran minimizar las sensibilidades de  $\omega_0$  y Q. Además aparecen parámetros que relacionan a componentes, lo que facilita la selección de valores para los mismos, ya que al fijar el valor para uno de ellos, el resto se obtienen a partir de la relación. Es posible entonces expresar tanto la transferencia de la celda como  $\omega_0$  y Q como se muestra en 2.3

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

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

### 2.2.3. IMPEDANCIA DE ENTRADA

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

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

Se parte del sistema de ecuaciones 2.8.

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

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

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

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

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

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

#### 2.2.4. IMPEDANCIA DE SALIDA

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

#### 2.2.5. SENSIBILIDADES

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

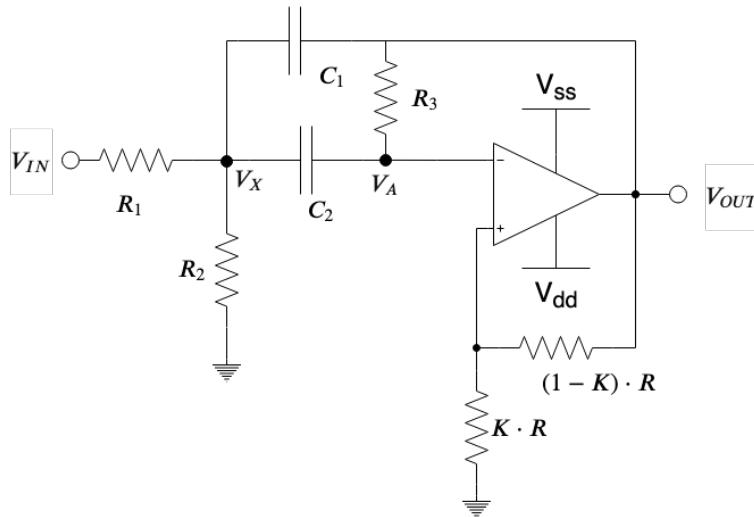


Figura 2.4: Celda Rauch utilizada para el cálculo de sensibilidades

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

Componente	$S_X^{\omega_0}$	$S_X^{H_P}$
$R_1$	$-\frac{R_3}{2.0R_1+2.0R_3}$	$-\frac{(C1KR3+CKR2C2+C2KR3-C1R3-C2R3R1)}{C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3}$
$R_2$	-0.5	$\frac{R_1R_3(C1K+C2K-C1-C2)}{C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3}$
$R_3$	$-\frac{R_1}{2.0R_1+2.0R_3}$	$\frac{C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3}{(KR2R1+R1)R3K+KR2R3-R1R3)C2}$
$C_1$	-0.5	$-\frac{C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3}{C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3}$
$C_2$	-0.5	$-\frac{R_3R_1(-1+K)C1}{C1KR1R3+KR2C2R1+C2KR1R3+KR2C2R3-C1R1R3-C2R1R3}$
$K$	0	$-\frac{2KR_1R_2(R_1+R_2)}{2R_1R_2(K-1)+KR_3(R_1+R_2)}$

Tabla 2.2: Tabla de sensibilidades de  $\omega_0$  y de la ganancia en la banda pasante

Componente	$S_X^Q$
$R_1$	$1/2 \frac{R_3(KR2C1R1-C1KR1R3+KR2C1R3-C2KR1R3+C1R1R3+C2R1R3)}{(KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3-C2R1R3)(R1+R3)}$
$R_2$	$-1/2 \frac{KR2C1R1-C1KR1R3+KR2C1R3-C2KR1R3+C1R1R3+C2R1R3}{R1(KR2C1R1-C1KR1R3+KR2C1R3-C2KR1R3+C1R1R3+C2R1R3)}$
$R_3$	$1/2 \frac{(KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3-C2R1R3)(R1+R3)}{(KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3-C2R1R3)}$
$C_1$	$1/2 \frac{KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3-C2R1R3}{KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3+C2R1R3}$
$C_2$	$-1/2 \frac{KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3-C2R1R3}{KR2C1R1+C1KR1R3+KR2C1R3+C2KR1R3-C1R1R3+C2R1R3}$
$K$	$\frac{R_3(R_1+R_2)}{(K-1)(R_1((K-1)2R_2+KR_3)+KR_2R_3)}$

Tabla 2.3: Tabla de sensibilidades de Q

### 2.3. CELDA RAUCH PASABANDA: ANÁLISIS REAL

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

#### 2.3.1. TRANFERENCIA Y CARACTERÍSTICAS

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

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

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

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

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

Se puede observar además que la frecuencia de resonancia  $\omega_0$  no sufre ninguna variación, es decir que este parámetro del sistema es independiente de  $A_{vol}$ . Esto indica que, al intercambiar en el circuito un amplificador operacional por otro distintivo, la frecuencia de resonancia no debe cambiar. Por último, el valor de Q se ve afectado por la presencia del  $A_{vol}$  por ello es necesario tener en cuenta su sensibilidad a variaciones de este parámetro para tener en cuenta durante los procesos de ajuste.

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

### 2.3.2. IMPEDANCIA DE ENTRADA

Se parte del sistema de ecuaciones 2.8.

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

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

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

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

## 2.4. DISEÑO DEL FILTRO CON CHEBYSHEV

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

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

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

### 2.4.1. PLANTILLA Y TRANSFERENCIA

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

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

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

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

Tabla 2.4: Plantilla del filtro

Se obtiene entonces la transferencia que se observa en 2.12.

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

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

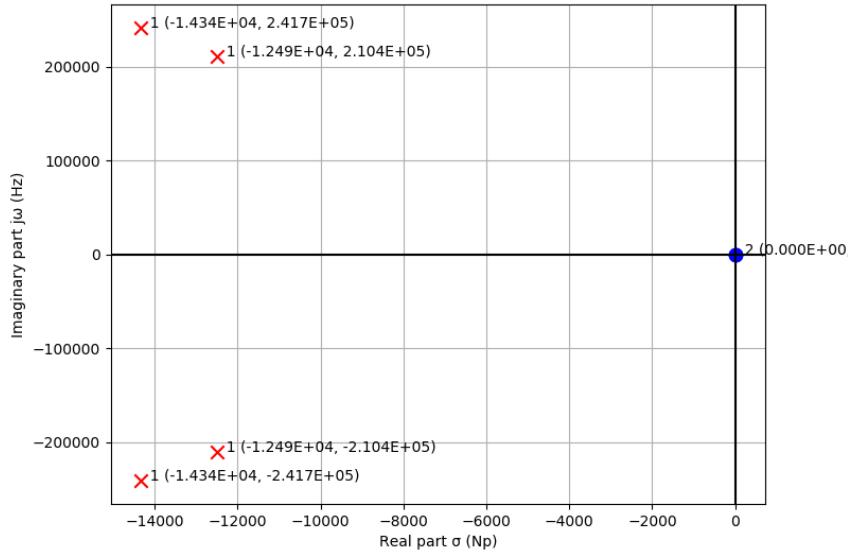


Figura 2.5: Polos y ceros de la transferencia

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

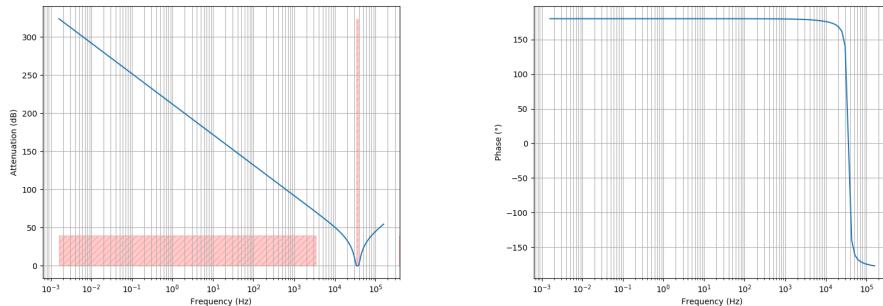


Figura 2.6: Diagramas de atenuación y fase de la transferencia

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

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

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

#### 2.4.2. 1º ETAPA

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

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

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

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

Primera etapa	
$H_P$ (Veces)	1.681
Q	8.44
$\omega_0$ (rad/s)	$2.11 \times 10^5$

Tabla 2.5: Características de la primera etapa

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

Tabla 2.6: Valores de componentes para la primera etapa

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

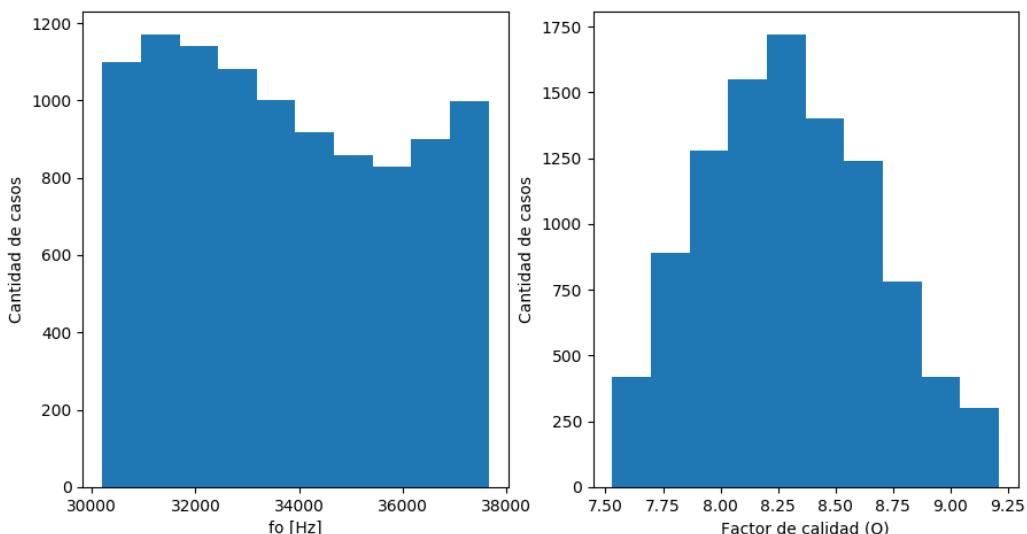


Figura 2.7: Histograma de la primera etapa

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

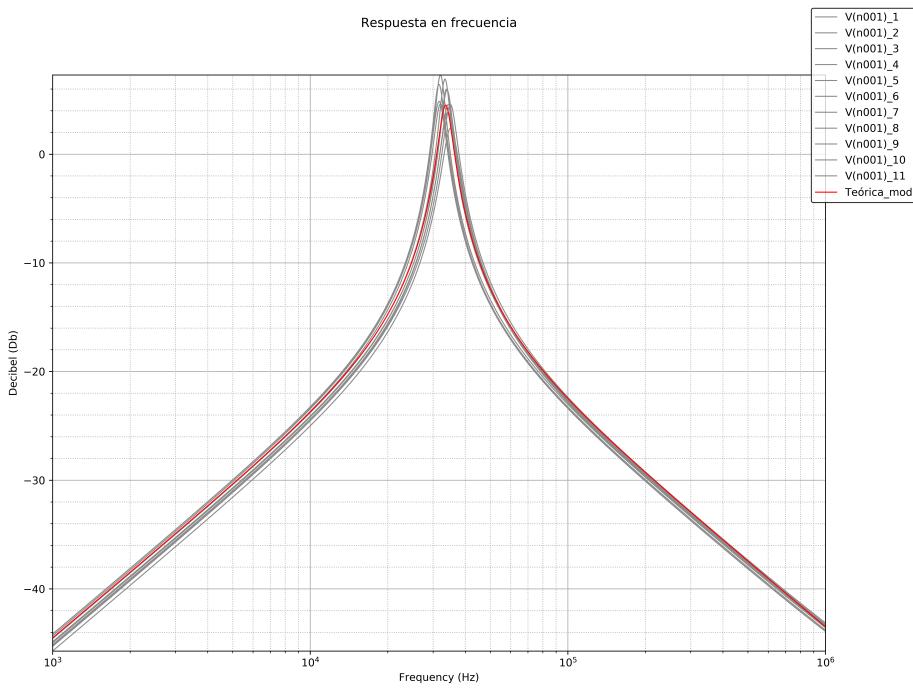


Figura 2.8: Comparación con simulaciones de la primera etapa

#### 2.4.3. 2º ETAPA

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

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

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

Segunda etapa	
$H_P$ (Veces)	1.391
Q	8.44
$\omega_0$ (rad/s)	$2.42 \times 10^5$

Tabla 2.7: Características de la segunda etapa

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

Tabla 2.8: Valores de componentes para la segunda etapa

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

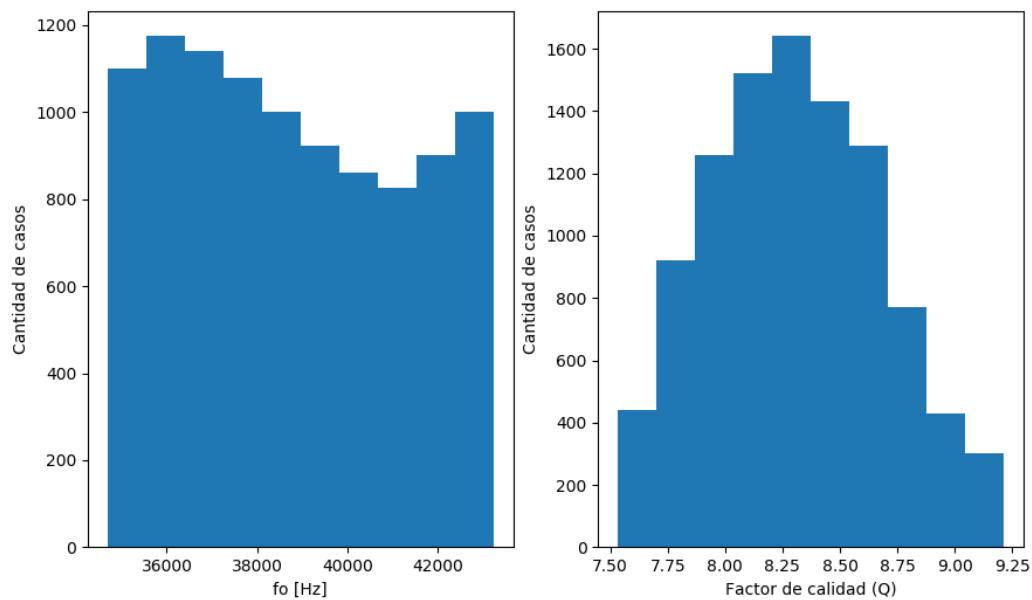


Figura 2.9: Histograma de la segunda etapa

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

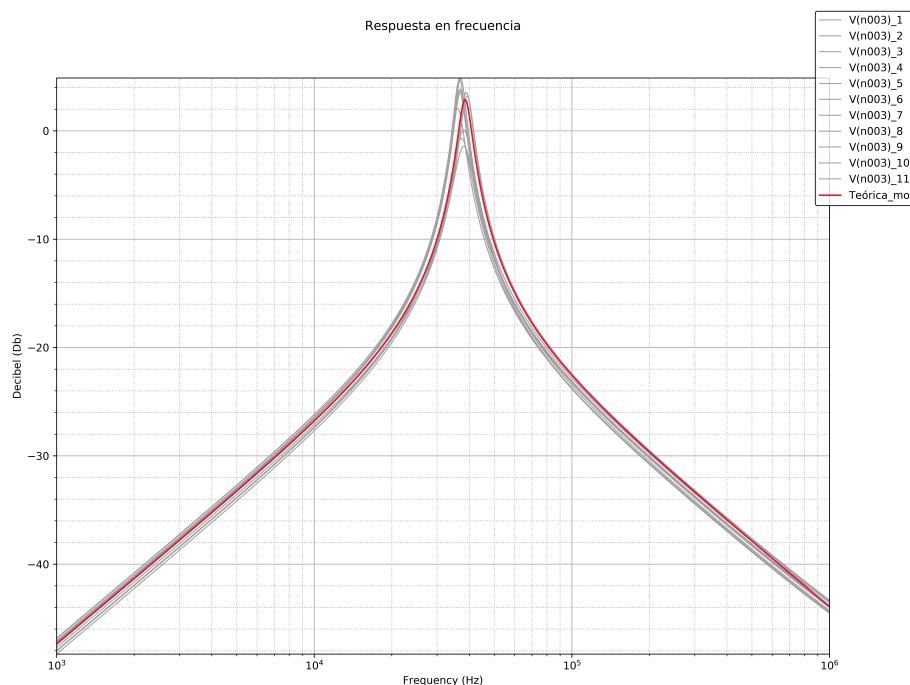


Figura 2.10: Comparación con simulaciones de la segunda etapa

#### 2.4.4. SIMULACIONES EN CASCADA

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

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

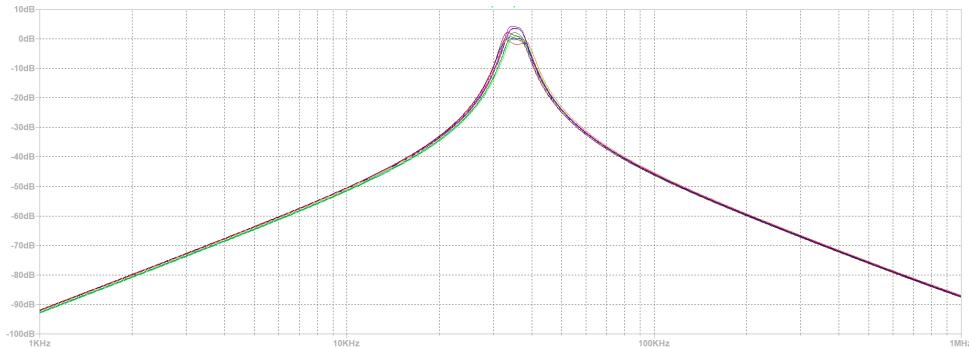


Figura 2.11: Simulación del módulo de la transferencia del filtro

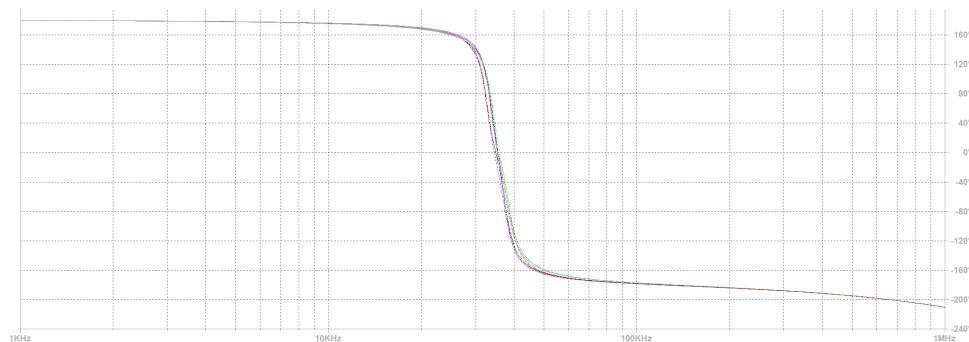


Figura 2.12: Simulación del fase de la transferencia del filtro

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

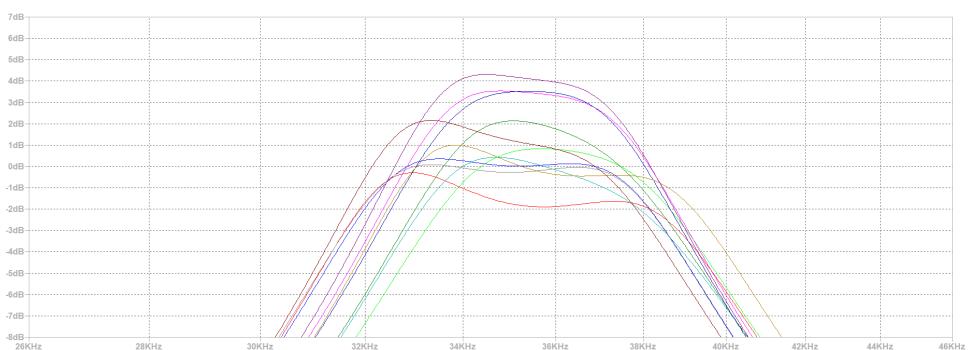


Figura 2.13: Verificación de plantilla en la banda de paso

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

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

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

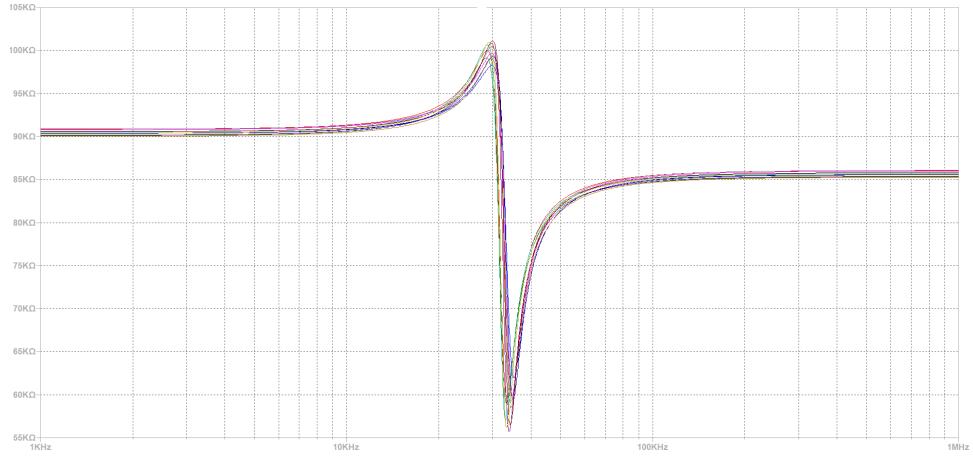


Figura 2.14: Simulación de la impedancia de entrada del sistema

#### 2.4.5. MEDICIONES Y COMPARACIONES

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

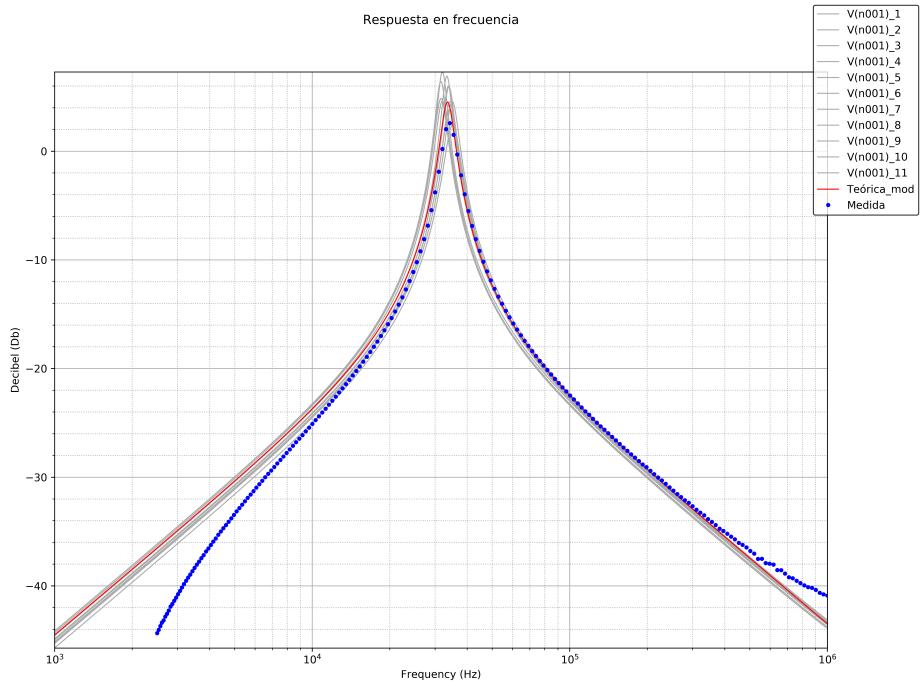


Figura 2.15: Comparación de curvas para la primera etapa

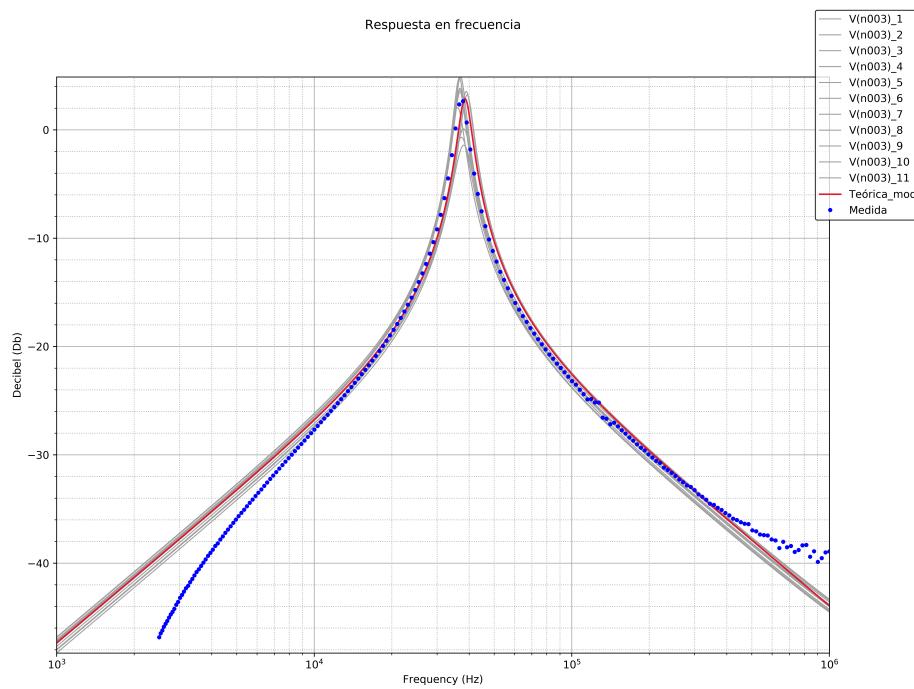


Figura 2.16: Comparación de curvas para la segunda etapa

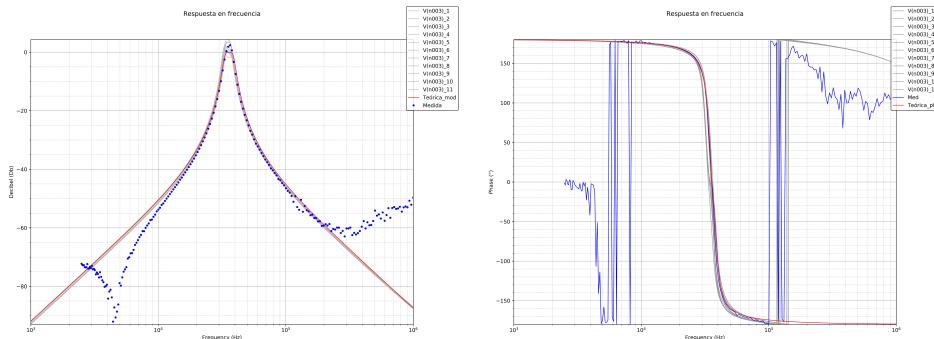


Figura 2.17: Diagrams de módulo y fase de la transferencia de todo el filtro

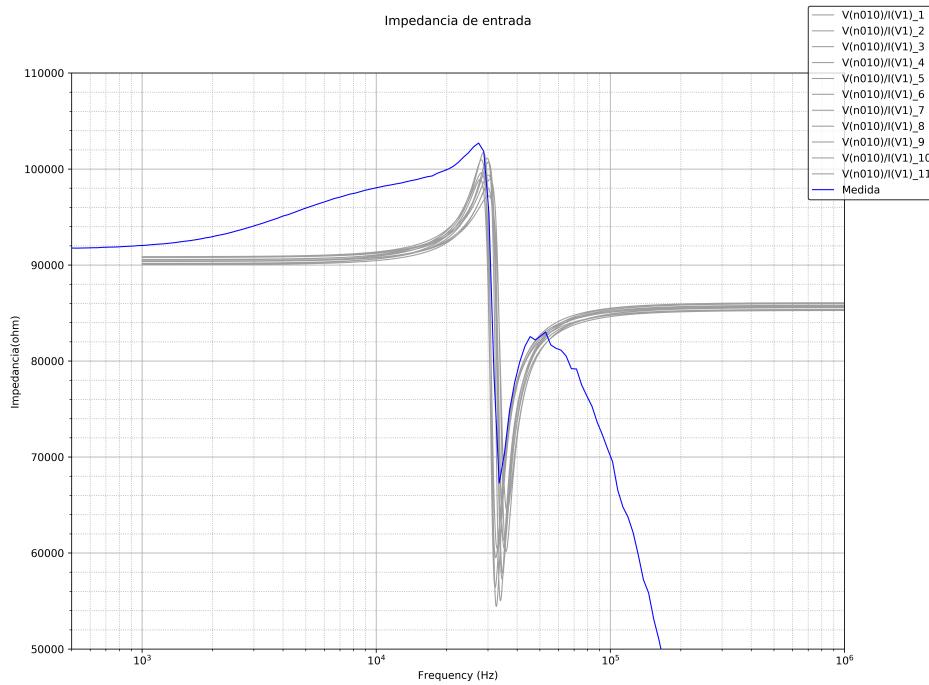


Figura 2.18: Comparación de impedancia de entrada

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

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

#### 2.4.6. RANGO DINÁMICO

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

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

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

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

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

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

## 2.5. CONCLUSIONES

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

### 3. SEDRA-GHORAB-MARTIN

#### 4. CELDA UNIVERSAL