



ANÁLISIS DE CIRCUITOS [TB066]

Trabajo Práctico Final

Acosta, Mateo 109391

matacosta@fi.uba.ar

Introducción

Este trabajo práctico aborda el diseño y análisis de un filtro analógico a partir de un diagrama de polos y ceros asignado. Se estudia su función de transferencia y se analiza su respuestas frente a diferentes señales de entrada. Además, se diseña un circuito que implementa la transferencia, empleando configuraciones de filtros activos con amplificadores operacionales, y se analizan su respuesta en frecuencia y comportamiento temporal mediante simulaciones en Python y LTspice.

El trabajo incluye la implementación experimental del circuito, realizando mediciones que se comparan con las simulaciones para validar el diseño teórico. A través de estos procedimientos, se busca comprender el desempeño de los filtros analógicos en el dominio teórico y práctico, evaluando las diferencias observadas y sus causas.

1. Análisis de transferencia

1.1. Cálculo de la función de transferencia

A partir del diagrama asignado de polos y ceros (Fig. 1), se calculó analíticamente la función de transferencia correspondiente. Este diagrama permite identificar las frecuencias características del sistema, como la ubicación de los polos y ceros, que son fundamentales para determinar el comportamiento dinámico del circuito.

#	Alumno	Padrón	Especificación	Tutor								
1	ACOSTA, MATEO	109391	<table border="1"> <tr><td>W1</td><td>50</td></tr> <tr><td>W2</td><td>800</td></tr> <tr><td>Q</td><td>2</td></tr> <tr><td>K @ W1</td><td>8dB</td></tr> </table>	W1	50	W2	800	Q	2	K @ W1	8dB	Diego Cea
W1	50											
W2	800											
Q	2											
K @ W1	8dB											

Figura 1: Diagrama de polos y ceros asignado

Se pudo obtener directamente del diagrama las frecuencias correspondientes a un cero de primer orden situado en $s = -800$, y a un polo de segundo orden situado en el origen $s^2 = 0$. Dado que el valor del factor de calidad $Q > 1/2$ para la frecuencia ω_1 , se determinó que esta provenía de un par de polos complejos conjugados. Esto indica que el sistema presenta un comportamiento sub-amortiguado, caracterizado por oscilaciones en su respuesta temporal.

Se planteó el polinomio en su forma genérica:

$$s^2 + \frac{\omega_1}{Q}s + \omega_1^2 = s^2 + \frac{50 \text{ Hz}}{2}s + 2,5k \text{ Hz} \quad (1)$$

Luego se calcularon las raíces de este polinomio, obteniéndose los valores de los polos complejos conjugados:

$$s_1 = \frac{-25 + 25\sqrt{15}j}{2}, \quad s_2 = \frac{-25 - 25\sqrt{15}j}{2}$$

La ubicación de todos los polos en el semiplano izquierdo garantiza la estabilidad del sistema. Esto se debe a que, en sistemas lineales e invariantes en el tiempo (LTI), la estabilidad está

directamente relacionada con la posición de los polos en el plano complejo. Al cumplir esta condición, las respuestas naturales del sistema decaen exponencialmente con el tiempo, evitando oscilaciones infinitas.

A partir de los valores obtenidos, se definió la siguiente función de transferencia genérica:

$$H(s) = k \frac{s^2}{(s + 800)(s^2 + 25s + 2500)} \quad (2)$$

Esta función de transferencia describe completamente el comportamiento del sistema en el dominio de la frecuencia, permitiendo analizar su respuesta ante diferentes tipos de entradas, como impulsos, escalones y señales senoidales. El término k representa la ganancia del sistema, la cual puede determinarse a partir de condiciones específicas, en este la evaluación de la función en una frecuencia particular.

Para calcular el valor de la ganancia k , se evaluó la función de transferencia en la frecuencia $\omega_1 = 50$ Hz. La evaluación se realizó sustituyendo $s = j\omega$ en la función de transferencia y calculando su magnitud:

$$\left| H(j\omega) \right| \Big|_{\omega=50} = k \left| \frac{(50j)^2}{(50j + 800)[(50j)^2 + 1250j + 2500]} \right| = 2,51 \quad (3)$$

En la ecuación 3, se realizó la conversión de escala de decibeles (dB) a lineal para obtener el valor de la magnitud en términos absolutos. A partir de este resultado, se despejó el valor de la ganancia k , obteniéndose:

$$k = 1005,96$$

Una vez hallada la ganancia, se pudo definir la función de transferencia de forma completa, sustituyendo el valor de k en la ecuación 2. La función de transferencia final quedó expresada como:

$$H(s) = \frac{1005,96 s^2}{(s + 800)(s^2 + 25s + 2500)} \quad (4)$$

Esta expresión representa el modelo matemático completo del sistema, permitiendo realizar análisis detallados de su respuesta en frecuencia y temporal. Con esta función de transferencia, es posible predecir el comportamiento del circuito ante diferentes estímulos y diseñar filtros según sea necesario.

En la figura 2 se graficaron los diagramas de Bode real y asintótico, tanto en módulo como en fase. Se observa que el punto de máxima ganancia se ubica en $\omega = 50$ rad/s. En principio, la forma del diagrama de Bode de magnitud sugiere que el sistema podría comportarse como un filtro pasa-banda.

1.2. Análisis del tipo de filtro

Para determinar el tipo de filtro que aplica la función de transferencia hallada, se realizó un análisis de límites. Este método consiste en evaluar el comportamiento de la función de transferencia $H(j\omega)$ cuando la frecuencia ω tiende a valores extremos, tanto para bajas frecuencias ($\omega \rightarrow 0$) como para altas frecuencias ($\omega \rightarrow \infty$). Este enfoque permite identificar si el sistema atenúa, amplifica o deja pasar ciertas bandas de frecuencia.

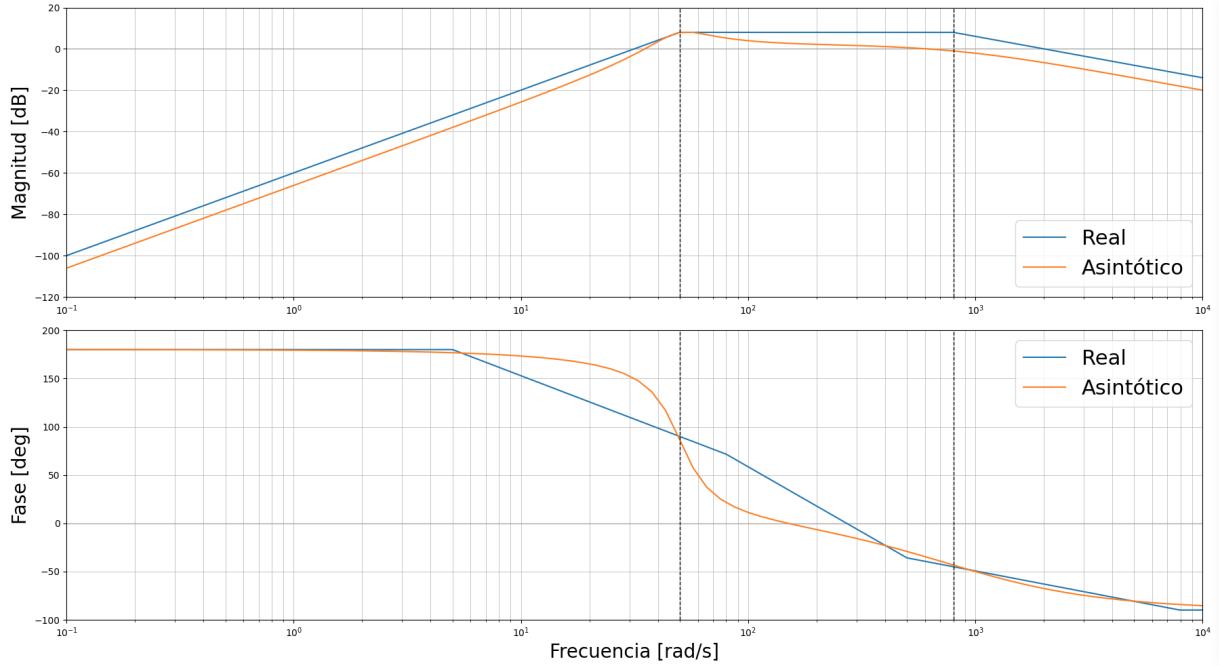


Figura 2: Diagramas de bode real y asintótico en modulo y fase

1.2.1. Análisis para bajas frecuencias

Se evaluó el límite de la función de transferencia cuando $\omega \rightarrow 0$:

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} H(j\omega) = \frac{1005, 96 (j\omega)^2}{[(j\omega) + 800][(j\omega)^2 + 25(j\omega) + 2500]} = \frac{1005, 96 (j0)^2}{[(j0) + 800][(j0)^2 + 25(j0) + 2500]} \rightarrow 0$$

En este caso, se observó que la función de transferencia tiende a cero para frecuencias cercanas a cero. Esto indica que el sistema atenúa las señales de baja frecuencia, lo cual es característico de un filtro que no permite el paso de componentes de frecuencia muy bajas.

1.2.2. Análisis para altas frecuencias

Se evaluó el límite de la función de transferencia cuando $\omega \rightarrow \infty$:

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} H(j\omega) = \frac{1005, 96 (j\omega)^2}{[(j\omega) + 800][(j\omega)^2 + 25(j\omega) + 2500]} = \frac{1005, 96 (j\infty)^2}{[(j\infty) + 800][(j\infty)^2 + 25(j\infty) + 2500]} \rightarrow 0$$

De manera similar, se observó que la función de transferencia también tiende a cero para frecuencias muy altas. Esto sugiere que el sistema atenúa las señales de alta frecuencia, lo cual es típico de un filtro que no permite el paso de componentes de frecuencia muy elevadas.

1.2.3. Conclusión

Dado que tanto para bajas frecuencias como para altas frecuencias los límites tienden a cero, se determinó que la función de transferencia corresponde a un filtro pasa-banda. Este tipo de filtro permite el paso de señales dentro de un rango específico de frecuencias (banda de paso), mientras atenúa las señales fuera de este rango (bandas de rechazo). Este comportamiento es consistente con la presencia de polos y ceros en la función de transferencia, que definen las frecuencias de corte y la selectividad del filtro.

1.3. Respuestas del sistema

Se realizó un análisis de respuestas de la función hallada. Para esto, se calculó la antittransformada de Laplace del producto entre la función de transferencia y la entrada del sistema. Este proceso permitió obtener las respuestas temporales del sistema ante diferentes tipos de entradas, lo cual es fundamental para comprender su comportamiento dinámico.

1.3.1. Respuesta al impulso

Se denomina respuesta al impulso a la salida resultante de aplicar a la entrada la delta de Dirac $\delta(t)$, es decir, un impulso en el origen. La transformada de Laplace de la función delta de Dirac es:

$$\mathcal{L}[\delta(t)] = 1 \quad (5)$$

Por lo tanto la salida buscada será de la forma:

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1}[H(s)]$$

Para hallar esta antittransformada, se realizó la expansión en fracciones simples de la función de transferencia:

$$H(s) = \frac{1005,96 s^2}{(s + 800)(s^2 + 25s + 2500)} = \frac{A}{(s + 800)} + \frac{Bs + C}{(s^2 + 25s + 2500)} \quad (6)$$

*Dado que el polinomio del denominador del segundo término de la ecuación 6 tiene raíces complejas, se utilizó el polinomio de primer grado $Bs + C$ para el desarrollo.

Multiplicando por el denominador común, se obtuvo

$$\begin{aligned} 1005,96 s^2 &= A(s^2 + 25s + 2500) + (Bs + C)(s + 800) \\ 1005,96 s^2 &= As^2 + 25As + 2500A + Bs^2 + 800Bs + Cs + 800C \\ 1005,96 s^2 &= (A + B)s^2 + (25A + 800B + c)s + (2500A + 800C) \end{aligned}$$

comparando los coeficientes s^2 , s y cte., se llegó a un sistema de ecuaciones de la forma:

$$\begin{cases} 1005,96 = A + B \\ 0 = 25A + 800B + c \\ 0 = 2500A + 800C \end{cases}$$

Resolviendo el sistema, se obtuvieron a los siguientes valores:

$$A = 1034,24 \quad B = -28,28 \quad C = -3232$$

Sustituyendo los valores hallados en la función transferencia del sistema

$$H(s) = \frac{1034,24}{(s + 800)} + \frac{-28,28s - 3232}{(s^2 + 25s + 2500)} \quad (7)$$

Por la propiedad de linealidad que cumple la transformada de Laplace, se pudo realizar la antittransformada de cada término por separado, utilizando los siguientes pares antittransformados:

$$\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{\alpha}{(s - p)}\right] = \alpha \cdot e^{pt} \rightarrow \mathcal{L}^{-1}\left[\frac{1034,24}{(s + 800)}\right] = 1034,24 \cdot e^{-800t} \quad (8)$$

El segundo término requirió descomposición adicional. Separando el numerador y completando cuadrados en el denominador

$$\frac{-28,28s - 3232}{(s^2 + 25s + 2500)} = \frac{-28,28s}{(s + 25/2)^2 + 2343,75} + \frac{-3232}{(s + 25/2)^2 + 2343,75}$$

Calculando cada transformada inversa por separado:

- Primer término:

$$\begin{aligned}\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{\beta s}{(s - \alpha)^2 + \omega^2} \right] &= \beta e^{\alpha t} \cos(\omega t) + \frac{\alpha \beta}{\omega} e^{\alpha t} \sin(\omega t) \\ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{-28,28s}{(s + 12,5)^2 + 2343,75} \right] &= -28,28 e^{-12,5t} \cos\left(\frac{25\sqrt{15}}{2}t\right) + 7,3 e^{-12,5t} \sin\left(\frac{25\sqrt{15}}{2}t\right)\end{aligned}\quad (9)$$

- Segundo término:

$$\begin{aligned}\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{c}{(s - \alpha)^2 + \omega^2} \right] &= \frac{c}{\omega} e^{\alpha t} \sin(\omega t) \\ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{-3232}{(s + 12,5)^2 + 2343,75} \right] &= -66,76 e^{-12,5t} \sin\left(\frac{25\sqrt{15}}{2}t\right)\end{aligned}\quad (10)$$

Sumando todos los resultados hallados se llega a la respuesta al impulso

$$h(t) = \left[1034,24 e^{-800t} - 28,28 e^{-12,5t} \cos\left(\frac{25\sqrt{15}}{2}t\right) - 59,46 e^{-12,5t} \sin\left(\frac{25\sqrt{15}}{2}t\right) \right] u(t) \quad (11)$$

Esta respuesta al impulso tuvo como constante de tiempo principal $\tau = 80$ ms y su frecuencia de la oscilación fue de $f = 7,71$ Hz.

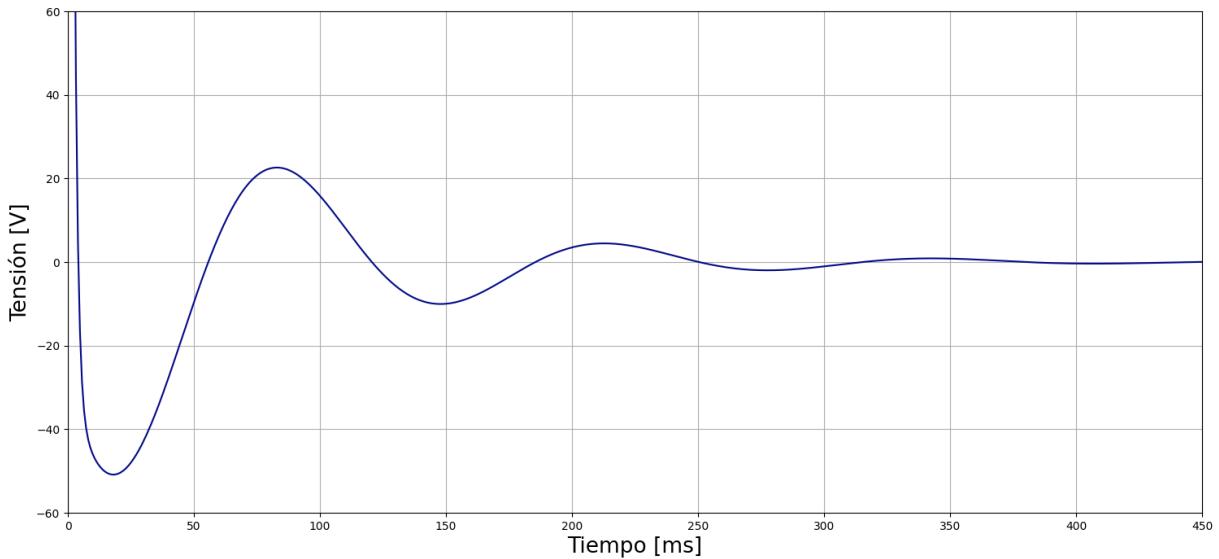


Figura 3: Respuesta al impulso de la función de transferencia

El régimen transitorio se consideró prácticamente finalizado aproximadamente en 5 veces la constante de tiempo, es decir, $5\tau = 400$ ms en este caso. En el gráfico de la respuesta al impulso (Fig. 3) se pudo observar que se cumplió correctamente con esta condición. Esto confirma que el sistema alcanza su estado estacionario en un tiempo razonable, lo cual es consistente con el análisis teórico realizado.

1.3.2. Respuesta al escalón

La respuesta al escalón es la salida resultante de aplicar a la entrada la función de Heaviside $u(t)$. Siendo la transformada de Laplace de la función escalón:

$$\mathcal{L}[u(t)] = \frac{1}{s} \quad (12)$$

por lo tanto la salida buscada será de la forma:

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1}\left[\frac{H(s)}{s}\right]$$

Para hallar esta antittransformada, se realizó la expansión en fracciones simples de la misma forma que en el caso anterior:

$$Y(s) = \frac{1005,96 s}{(s + 800)(s^2 + 25s + 2500)} = \frac{A}{(s + 800)} + \frac{Bs + C}{(s^2 + 25s + 2500)} \quad (13)$$

Multiplicando por el denominador común, se obtuvo:

$$\begin{aligned} 1005,96 s &= A(s^2 + 25s + 2500) + (Bs + C)(s + 800) \\ 1005,96 s &= As^2 + 25As + 2500A + Bs^2 + 800Bs + Cs + 800C \\ 1005,96 s &= (A + B)s^2 + (25A + 800B + c)s + (2500A + 800C) \end{aligned}$$

Comparando los coeficientes s^2, s , cte, se llegó a un sistema de ecuaciones de la forma:

$$\begin{cases} 0 &= A + B \\ 1005,96 &= 25A + 800B + C \\ 0 &= 2500A + 800C \end{cases}$$

Resolviendo el sistema, se obtuvieron a los siguientes valores:

$$A = -1,29 \quad B = 1,29 \quad C = 4,04$$

Sustituyendo los valores hallados en la función transferencia del sistema

$$Y(s) = \frac{-1,29}{(s + 800)} + \frac{1,29s + 4,04}{(s^2 + 25s + 2500)} \quad (14)$$

Se calcularon las tres transformadas inversas de manera similar al caso anterior. La primera transformada inversa es:

$$\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{-1,29}{(s + 800)}\right] = -1,29 \cdot e^{-800t} \quad (15)$$

Para el segundo término, se separó el numerador y se completaron cuadrados en el denominador:

- Primer término:

$$\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{1,29s}{(s + 12,5)^2 + 2343,75}\right] = 1,29e^{-12,5t} \cos\left(\frac{25\sqrt{15}}{2}t\right) - 0,33e^{-12,5t} \sin\left(\frac{25\sqrt{15}}{2}t\right) \quad (16)$$

- Segundo término:

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{4,04}{(s + 12,5)^2 + 2343,75} \right] = 0,08e^{-12,5t} \sin \left(\frac{25\sqrt{15}}{2} t \right) \quad (17)$$

Sumando todos los resultados hallados se determinó a la respuesta al escalón

$$v(t) = \left[-1,29e^{-800t} - 1,29e^{-12,5t} \cos \left(\frac{25\sqrt{15}}{2} t \right) - 0,25e^{-12,5t} \sin \left(\frac{25\sqrt{15}}{2} t \right) \right] u(t) \quad (18)$$

La respuesta al escalón mantuvo tanto la constante de tiempo $\tau = 80$ ms como la frecuencia de la oscilación de $f = 7,71$ Hz iguales a las de la respuesta al impulso.

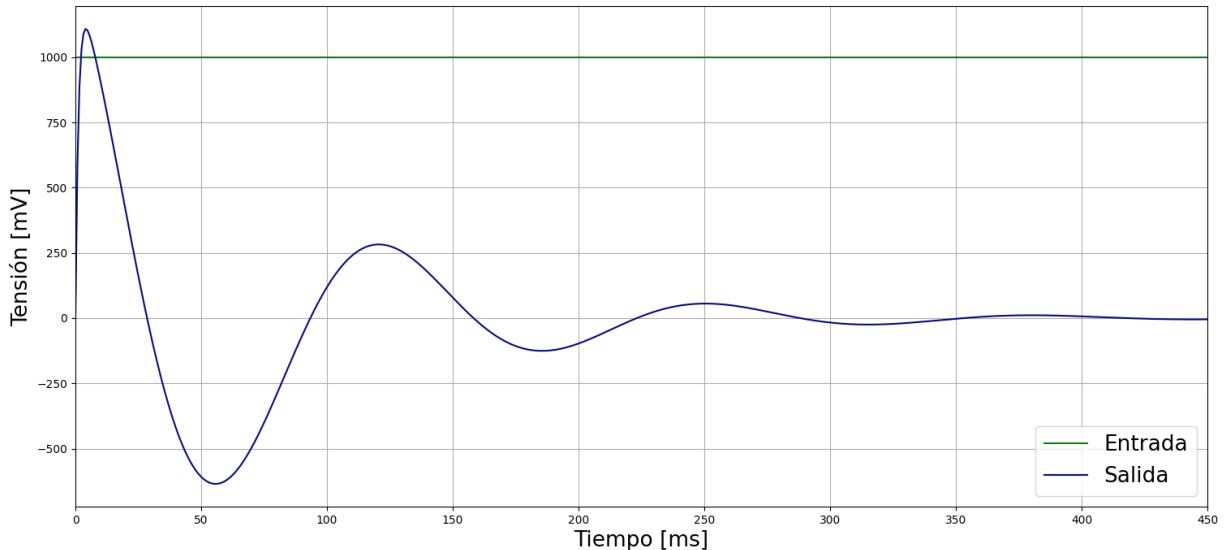


Figura 4: Respuesta al escalón de la función de transferencia

El régimen transitorio se consideró prácticamente finalizado aproximadamente en 5 veces la constante de tiempo, es decir $5\tau = 400$ ms nuevamente. En el gráfico de la respuesta al escalón (Fig. 4) se pudo observar que se cumplió correctamente con esta condición.

1.3.3. Respuesta al seno

La respuesta al seno es la salida resultante del filtro al aplicar en su entrada una señal senoidal con una frecuencia determinada. Para este primer análisis, se eligió calcular la respuesta a una función senoidal de amplitud 1 V y frecuencia angular de $\omega = 50$ rad/s. Esta frecuencia fue seleccionada a partir del punto de máxima ganancia según el diagrama de Bode (Fig. 2).

La transformada de Laplace de la función senoidal utilizada es:

$$\mathcal{L} [\sin(\omega t)] = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} = \frac{50}{s^2 + 2500} \quad (19)$$

Por lo tanto la salida buscada será de la forma:

$$x(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{\omega H(s)}{s^2 + \omega^2} \right] = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{50 H(s)}{s^2 + 2500} \right] \quad (20)$$

Para resolver esta antitransformada, se desarrolló nuevamente en fracciones simples:

$$Y(s) = \frac{As + B}{(s^2 + 2500)} + \frac{C}{(s + 800)} + \frac{Ds + E}{(s^2 + 25s + 2500)}$$

Calculando los valores de las constantes, se obtuvieron los siguientes resultados:

$$A = 2,51 \quad B = 7,83 \quad C = 0,08 \quad D = -2,59 \quad E = -8,08$$

Reemplazando los valores hallados en la expresión de $Y(s)$, se obtuvo:

$$Y(s) = \frac{2,51s + 7,83}{(s^2 + 2500)} + \frac{0,08}{(s + 800)} + \frac{-2,59s - 8,08}{(s^2 + 25s + 2500)} \quad (21)$$

A continuación, se calcularon las antitransformadas de cada término por separado:

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{2,51s + 7,83}{(s^2 + 2500)} \right] = 2,51 \cos(50t) + 0,16 \sin(50t) \quad (22)$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{0,08}{(s + 800)} \right] = 0,08e^{-800t} \quad (23)$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{-2,59s - 8,08}{(s^2 + 25s + 2500)} \right] = -2,59e^{-12,5t} \cos\left(\frac{25\sqrt{15}}{2}t\right) + 0,5e^{-12,5t} \sin\left(\frac{25\sqrt{15}}{2}t\right) \quad (24)$$

Sumando las antitransformadas halladas, se obtuvo la respuesta al seno buscada:

$$x_1(t) = \left[0,08e^{-800t} - 2,59e^{-12,5t} \cos\left(\frac{25\sqrt{15}}{2}t\right) + 0,5e^{-12,5t} \sin\left(\frac{25\sqrt{15}}{2}t\right) + 2,51 \cos(50t) + 0,16 \sin(50t) \right] u(t) \quad (25)$$

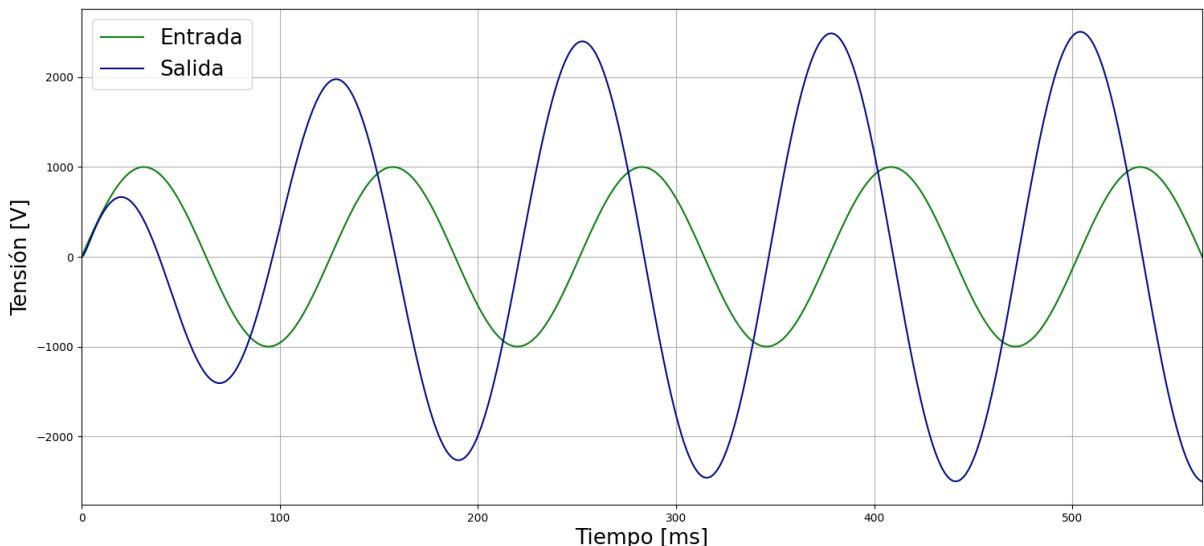


Figura 5: Respuesta al seno ($\omega = 50$ rad/s) de la función de transferencia

La respuesta calculada presenta un régimen transitorio dominado por el término que decae más lentamente al cual en este caso, y al igual que las respuestas anteriores, le corresponde una constante de tiempo $\tau = 80$ ms y una frecuencia de la oscilación de $f = 7,71$ Hz. Tras finalizar el transitorio en $5\tau = 400$ ms se observó (Fig. 5) que en régimen permanente, la respuesta fue periódica con la misma frecuencia angular que la señal de entrada, pero con un cambio de fase y amplitud determinado por la función de transferencia.

En estado estacionario, la señal alcanzó un valor pico de 2,51 V aproximadamente (valor que es consistente con el enunciado). Este fenómeno se conoce como respuesta en estado estacionario, donde el sistema sigue la frecuencia de la entrada, pero con una fase desplazada y una amplitud diferente. Este comportamiento es característico de los sistemas LTI y confirma que el filtro modifica la señal de entrada según su función de transferencia.

2. Diseño del filtro

Para comenzar con el diseño del circuito a implementar, se factorizó la función de transferencia con la intención de conformar el filtro como la combinación de otros dos. Esta estrategia permite simplificar el diseño al dividir el sistema en etapas más manejables, cada una con una función específica. La factorización se realizó de la siguiente manera:

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) = \frac{k_1}{(s + 800)} \cdot \frac{k_2 s^2}{(s^2 + 25s + 2500)} \quad (26)$$

2.1. Filtro pasa-bajos pasivo de primer orden

Se utilizó un circuito sin amplificador operacional con el objetivo de generar un polo en $s = -800$. Este tipo de filtro es ideal para atenuar las frecuencias altas y dejar pasar las bajas, lo cual es consistente con la función de transferencia $H_1(s)$.

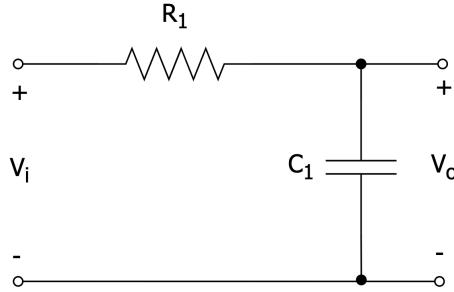


Figura 6: Circuito del filtro pasa-bajos pasivo de primer orden

Para calcular la función de transferencia del circuito, se utilizó el método de nodos aplicando impedancias operacionales. En el nodo V_o se obtuvo:

$$V_o (1/R_1 + sC_1) = V_i (1/R_1) \quad (27)$$

Para facilitar los cálculos se supuso $V_i = 1V$ ya que el valor de la señal de entrada no modifica la función de transferencia del circuito. Despejando la tensión de salida

$$V_o = \frac{1/R_1 C_1}{s + 1/R_1 C_1}$$

Se fijó un valor conveniente para el capacitor $C_1 = 100 \text{ nF}$, el cual define el valor de la resistencia R_1 necesario para obtener el polo deseado en $s = -800$. Utilizando la relación:

$$\frac{1}{R_1 C_1} = 800 \rightarrow R_1 = \frac{1}{800 \cdot 100 \text{ nF}} = 12,5 \text{ k}\Omega$$

Sin embargo, se utilizó el valor normalizado $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ para realizar la implementación práctica.

Con estos valores, la función de transferencia del filtro pasa-bajos quedó definida como:

$$H_1(s) = \frac{833,333}{s + 833,333} \quad (28)$$

Este diseño cumple con el requisito de generar un polo en un valor cercano a $s = -800$, lo cual es consistente con la función de transferencia factorizada. La pequeña discrepancia en la ubicación del polo se debe al uso de valores normalizados para los componentes, lo cual es aceptable en implementaciones prácticas.

2.2. Filtro pasa-altos activo de segundo orden

Para generar la segunda función de transferencia, se utilizó un circuito Sallen y Key con amplificador operacional. Este tipo de configuración es ampliamente utilizado en el diseño de filtros activos debido a su simplicidad y eficiencia para implementar funciones de transferencia de segundo orden.

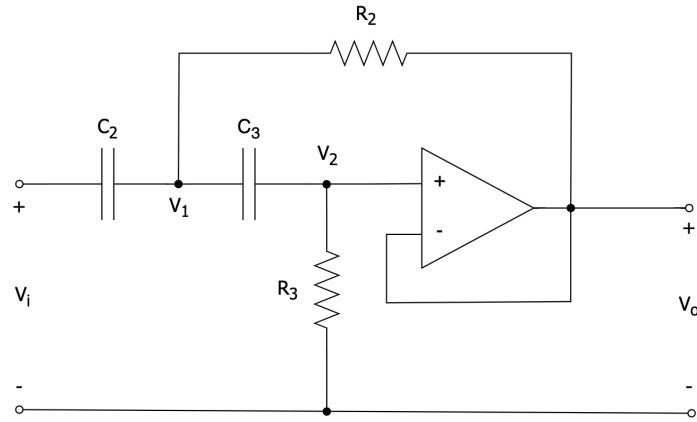


Figura 7: Circuito del filtro Sallen y Key pasa-altos activo de segundo orden

La función de transferencia se calculó utilizando el método de nodos. Aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff (LCK) en los nodos V_1 y V_2 , se obtuvieron las siguientes ecuaciones:

$$V_1 (sC_2 + sC_3 + 1/R_2) - V_2 (sC_3) = V_i (sC_2) + V_o (1/R_2) \quad (29)$$

$$V_2 (sC_3 + 1/R_3) - V_1 (sC_3) = 0 \quad (30)$$

Dado que $V_2 = V_o$, se despejó todo en función de V_o . Partiendo de la ecuación 30, se obtuvo:

$$V_2 = V_o (1 + 1/sR_3C_3)$$

Suponiendo $V_i = 1 \text{ V}$ y reemplazando en la ecuación 29, se llegó a la función de transferencia:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + s(1/R_3C_1 + 1/R_3C_2) + 1/R_2R_3C_2C_3}$$

Se fijaron los valores de los capacitores normalizados $C_1 = 100 \text{ nF}$ y $C_2 = 220 \text{ nF}$. Para cumplir con la condición:

$$\frac{\omega}{Q} = \frac{1}{R_3C_1} + \frac{1}{R_3C_2} = 25,$$

se despejó el valor de R_3 , obteniendo: $R_3 = 581\,818 \Omega$. Sin embargo, se utilizó el valor normalizado $R_3 = 560 \text{ k}\Omega$ para facilitar la implementación práctica.

Por otro lado, para cumplir con la condición $\omega^2 = 2500$, se despejó el valor de R_2 :

$$\omega^2 = \frac{1}{R_2R_3C_2C_3} = 2500.$$

El valor calculado fue $R_2 = 32\,467 \Omega$, utilizándose el valor normalizado $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$.

Con los valores seleccionados, se obtuvo la segunda función de transferencia:

$$H_2(s) = \frac{s^2}{s^2 + 25,974s + 2459,662} \quad (31)$$

De la ecuación 31, se pudo obtener que la nueva frecuencia de resonancia es $\omega_0 = 49,595 \text{ rad/s}$, mientras que el factor de calidad resultó en $Q = 1,909$. Además, se calcularon los polos complejos conjugados $s_{1,2} = -12,987 \pm 47,864$

Estos resultados confirman que el circuito implementado cumple con las especificaciones de diseño, generando un filtro pasa-altos de segundo orden con las características deseadas.

2.3. Circuito amplificador no inversor

Hasta este punto, la ganancia resultante del filtro es $k = k_1 \cdot k_2 = 833,333$. Para alcanzar la ganancia deseada de $k = 1005,96$, se agregó un último circuito compuesto por un amplificador operacional conectado en modo no inversor. Este circuito tiene como objetivo ajustar la ganancia total del sistema. La ganancia que debe generar este circuito es: $k_3 = 1005,96/787,402 = 1,207$.

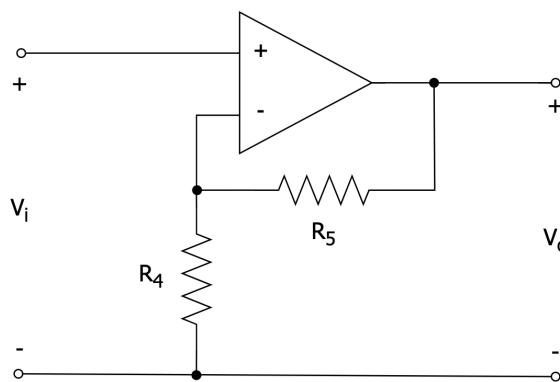


Figura 8: Circuito amplificador no inversor

La función de transferencia de un amplificador no inversor se calcula utilizando el método de nodos. Para este circuito, la función de transferencia es constante y está dada por:

$$H_3(s) = 1 + \frac{R_5}{R_4}$$

Para implementar el circuito, se utilizó el valor normalizado $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$. A partir de la ganancia deseada $k_3 = 1,207$ se despejó el valor de R_5 :

$$R_5 = R_4 \cdot (k_3 - 1) = 100 \text{ k}\Omega \cdot (1,207 - 1) = 20,7 \text{ k}\Omega.$$

Sin embargo, se utilizó el valor normalizado $R_5 = 20 \text{ k}\Omega$ para la implementación práctica. Con estos valores, la ganancia del amplificador no inversor resultó en:

$$k_3 = 1 + \frac{20 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} = 1,2.$$

Una vez normalizados todos los valores de los componentes, se obtuvo la función de transferencia real del sistema completo:

$$H(s) = \frac{999,996 s^2}{(s + 833,333)(s^2 + 25,974s + 2459,662)} \quad (32)$$

Esta función de transferencia cumple con las especificaciones de diseño, incluyendo la ganancia total deseada y las características de frecuencia y calidad del filtro.

2.4. Circuito completo

El circuito final se formó uniendo las tres etapas desarrolladas: el filtro pasa-bajos pasivo de primer orden, el filtro pasa-altos activo de segundo orden (configuración Sallen y Key) y el amplificador no inversor.

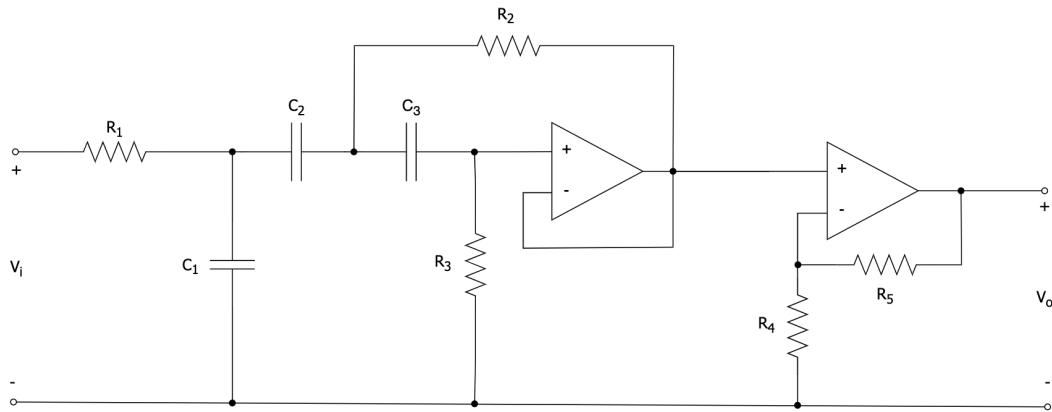


Figura 9: Circuito completo del filtro pasa-banda multietapa

Para implementar el circuito, se utilizó el amplificador operacional modelo TL081. Este componente tiene un amplio rango de funcionamiento, alta impedancia de entrada y bajo ruido, lo cual lo hace ideal para aplicaciones de filtrado y amplificación.

Para la selección de componentes normalizados se tuvieron en cuenta las siguientes especificaciones:

- Capacitores: serie del 10 % (E24) con valores entre 1nF y $1\mu\text{F}$
- Resistores: serie del 5 % (E48) con valores entre $1\text{k}\Omega$ y $1\text{M}\Omega$

A continuación, se detalla el listado (Tab. 1) de componentes normalizados utilizados en el diseño.

Este listado de componentes garantiza que el circuito pueda ser implementado de manera práctica, utilizando valores comerciales y manteniendo las especificaciones de diseño.

Componente	Valor exacto	Valor normalizado	Diferencia (%)
R_1	$12,5 \text{k}\Omega$	$12 \text{k}\Omega$	4,0
R_2	$32,5 \text{k}\Omega$	$33 \text{k}\Omega$	1,5
R_3	$581 \text{k}\Omega$	$560 \text{k}\Omega$	3,6
R_4	$100 \text{k}\Omega$	$100 \text{k}\Omega$	0,0
R_5	$20,7 \text{k}\Omega$	$20 \text{k}\Omega$	3,4
C_1	100nF	100nF	0,0
C_2	100nF	100nF	0,0
C_3	220nF	220nF	0,0

Tabla 1: Valores de componentes del circuito y sus diferencias porcentuales.

2.5. Cálculo de errores porcentuales

Se calcularon los errores porcentuales de los parámetros clave del sistema (Tab. 2), como la frecuencia natural ω_0 , el factor de calidad Q , la ganancia k y las singularidades (polos). Estos errores se obtuvieron comparando la función de transferencia real, obtenida con valores estandarizados de componentes, con la función de transferencia ideal teórica. Este análisis permitió cuantificar las diferencias introducidas por el uso de componentes prácticos y evaluar el impacto de estas en el comportamiento del sistema. El error porcentual se calculó utilizando la fórmula:

$$E_{relativo} = \frac{|V_{ideal} - V_{real}|}{V_{ideal}} \times 100 \quad (33)$$

Esta fórmula proporciona una medida relativa y normalizada de la discrepancia entre los valores ideales y reales, facilitando la interpretación y comparación de los resultados. Este enfoque es fundamental para comprender cómo las tolerancias de los componentes afectan el desempeño del sistema y para validar la precisión del diseño implementado.

Parámetro	Ideal	Real	% Error
Frecuencia de resonancia (ω_0)	50	49,595	0,81
Factor de calidad (Q)	2	1,909	4,55
Ganancia (k)	1005,96	999,996	0,59
Polo simple	800	833,333	4,17
Polos complejos conjugados (parte real)	-12,5	-12,987	3,90
Polos complejos conjugados (parte imaginaria)	$\pm 48,412$	$\pm 47,864$	1,13

Tabla 2: Comparación de parámetros ideales y reales con sus respectivos errores porcentuales.

Los errores porcentuales calculados muestran que las discrepancias entre los valores ideales y reales son mínimas, lo cual valida la precisión del diseño implementado. A continuación, se analizan los resultados obtenidos:

- **Frecuencia de resonancia (ω_0):** El error del 0,81 % indica que la frecuencia de resonancia real se mantiene muy cercana al valor ideal, lo cual es crucial para garantizar que el filtro opere en la banda de frecuencia deseada.
- **Factor de calidad (Q):** El error del 4,55 % sugiere una pequeña variación en la selectividad del filtro, lo cual puede afectar levemente la atenuación en las frecuencias cercanas a la resonancia.
- **Ganancia (k):** El error del 0,59 % confirma que la ganancia del sistema se mantiene prácticamente igual al valor teórico, lo cual es esencial para cumplir con las especificaciones de diseño.
- **Polos y ceros:** Los errores en la ubicación de los polos (tanto simples como complejos conjugados) son menores al 5 %, lo cual indica que las características dinámicas del sistema no se ven significativamente afectadas.

Los errores porcentuales calculados son aceptables y demuestran que el diseño implementado es robusto y cumple con las especificaciones requeridas.

3. Análisis y simulaciones numéricas

Se graficó el diagrama de Bode en módulo y fase (Fig. 10) de la funciones de transferencia original y la normalizada. Estos diagramas se superpusieron en un mismo gráfico para facilitar un análisis visual comparativo. Este enfoque permite identificar rápidamente las diferencias entre el comportamiento ideal y el real del sistema.

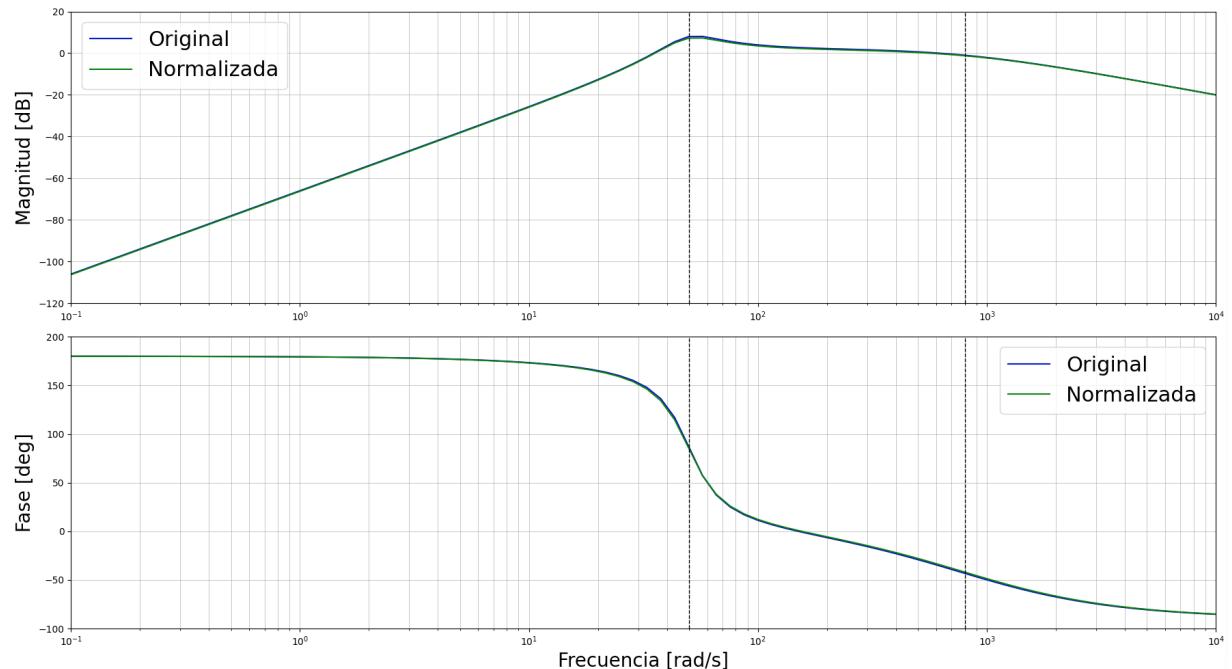


Figura 10: Diagrama de Bode en módulo y fase de la transferencia original y normalizada

Debido al cero de segundo orden ubicado en el origen se observa un crecimiento constante de la magnitud con una pendiente de aproximadamente 40 dB/dec hasta el primer polo en $\omega = 50$ rad/s, donde se alcanza el valor máximo de magnitud. Dado que este polo es de segundo orden la pendiente se estabiliza hasta la próxima singularidad. Posteriormente, el segundo polo en $\omega = 800$ rad/s, que es de primer orden, provoca un descenso en la magnitud con una pendiente de aproximadamente -20 db/dec.

En cuanto a la fase, el cero en el origen provoca un retraso inicial de 180° para frecuencias bajas. Luego, se observa una caída abrupta hasta 0° alrededor del polo de segundo orden. A continuación, la fase continúa disminuyendo de manera más gradual debido al polo de primer orden, estabilizándose finalmente hacia frecuencias infinitas, con un desfase de -90° .

Tanto el módulo como la fase de ambas funciones de transferencia presentan formas similares. Sin embargo, la función normalizada muestra un módulo ligeramente menor en las proximidades de las singularidades. Además, se aprecian algunas discrepancias en el diagrama de fase, particularmente alrededor de dichas singularidades.

Por otro lado, se graficaron las respuestas al impulso, escalón, seno y cuadrada (estas últimas dos para tres frecuencias distintas) de la funciones de transferencia original y normalizada. Al igual que con los diagramas de Bode, estas respuestas se superpusieron en un mismo gráfico para facilitar el análisis visual. Este método permite evaluar cómo las diferencias entre los valores ideales y reales afectan las respuestas temporales del sistema.

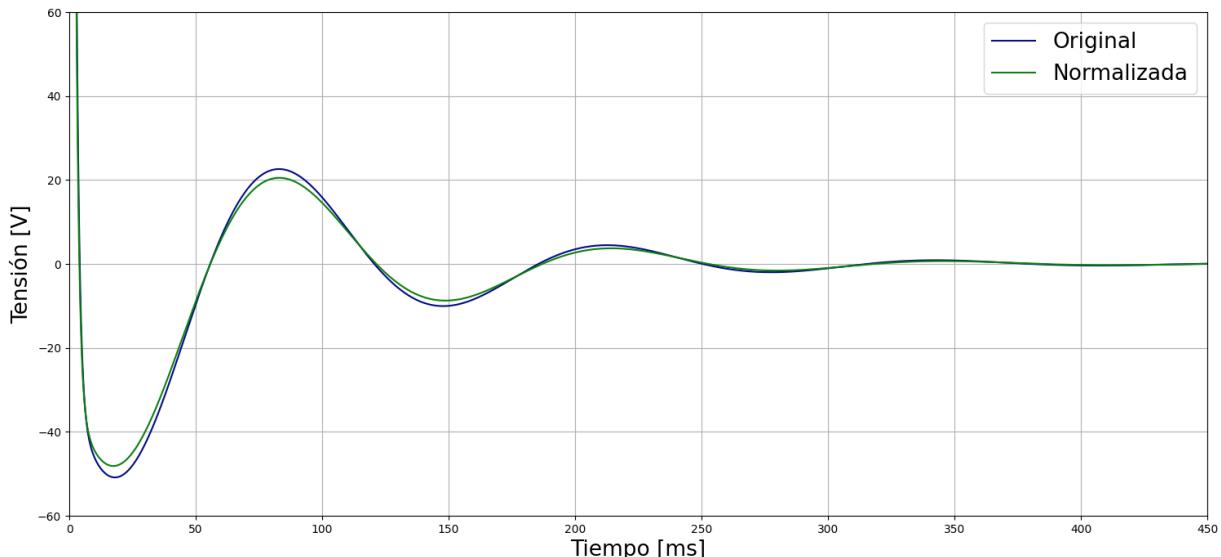


Figura 11: Respuesta al impulso de ambas transferencias

La respuesta al impulso (Fig. 11) presenta un inicio extremadamente alto debido a la función delta en el origen, el cual decae rápidamente por debajo de los -50 V en menos de 10 ms. Luego de esto se observan un comportamiento característico de un sistema sub-amortiguado, con oscilaciones transitorias que decaen exponencialmente hacia el estado estacionario. Estas oscilaciones son el resultado de los polos complejos conjugados presentes en la función de transferencia, los cuales introducen una componente sinusoidal amortiguada en la respuesta temporal.

En particular, se observa que la amplitud de las oscilaciones es mayor en la función de transferencia original, mientras que la normalizada presenta picos de menor amplitud debido a su menor ganancia. Este comportamiento es consistente con los errores porcentuales calculados

previamente y confirma el impacto de las tolerancias de los componentes en la dinámica del sistema. Además, el tiempo de estabilización, definido como el momento en el que las oscilaciones se vuelven despreciables, es de aproximadamente 400 ms, lo cual coincide con la constante de tiempo principal del sistema.

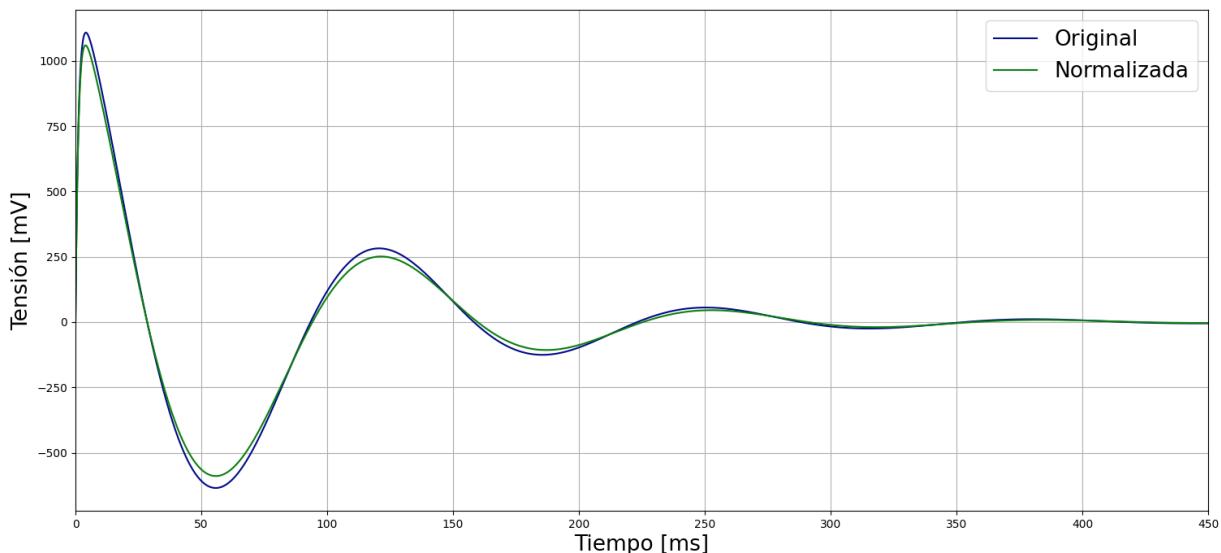


Figura 12: Respuesta al escalón de ambas transferencias

La respuesta al escalón (Fig. 12) de ambas funciones de transferencia mantiene una forma general similar, aunque con algunas diferencias. Para frecuencias bajas, la respuesta comienza en 0 V y crece rápidamente, en aproximadamente 10 ms, hasta alcanzar una amplitud superior a 1 V. Sin embargo, la función de transferencia normalizada presenta nuevamente picos de menor amplitud, lo cual es consistente con los resultados obtenidos previamente.

Al igual que en la respuesta al impulso, se observan dos picos adicionales de menor amplitud, con una amplitud menor a 300 mV, antes de que el sistema se estabilice. El tiempo de estabilización de 400 ms es similar al observado en la respuesta al impulso, confirmando que el diseño implementado cumple con las expectativas teóricas y que las discrepancias entre las respuestas original y normalizada son mínimas.

Para analizar la respuesta al seno y la cuadrada del filtro, se eligieron tres frecuencias representativas:

- 5 rad/s (frecuencia baja): Permite observar el comportamiento del filtro en el rango de frecuencias que deben ser atenuadas, verificando que las señales de baja frecuencia sean suprimidas.
- 50 rad/s (frecuencia media): Corresponde a la frecuencia de resonancia del filtro, donde se espera la máxima amplificación. Este punto permite evaluar el comportamiento del filtro en su banda de paso, asegurando que las señales en este rango sean amplificadas correctamente.
- 2500 rad/s (frecuencia alta): Ayuda a comprobar cómo el filtro atenúa las señales de alta frecuencia, verificando que estas sean suprimidas.

Esta selección de frecuencias permite un análisis completo del filtro en todo su rango de operación,

desde las frecuencias más bajas hasta las más altas, lo cual es fundamental para validar el desempeño del sistema en diferentes condiciones.

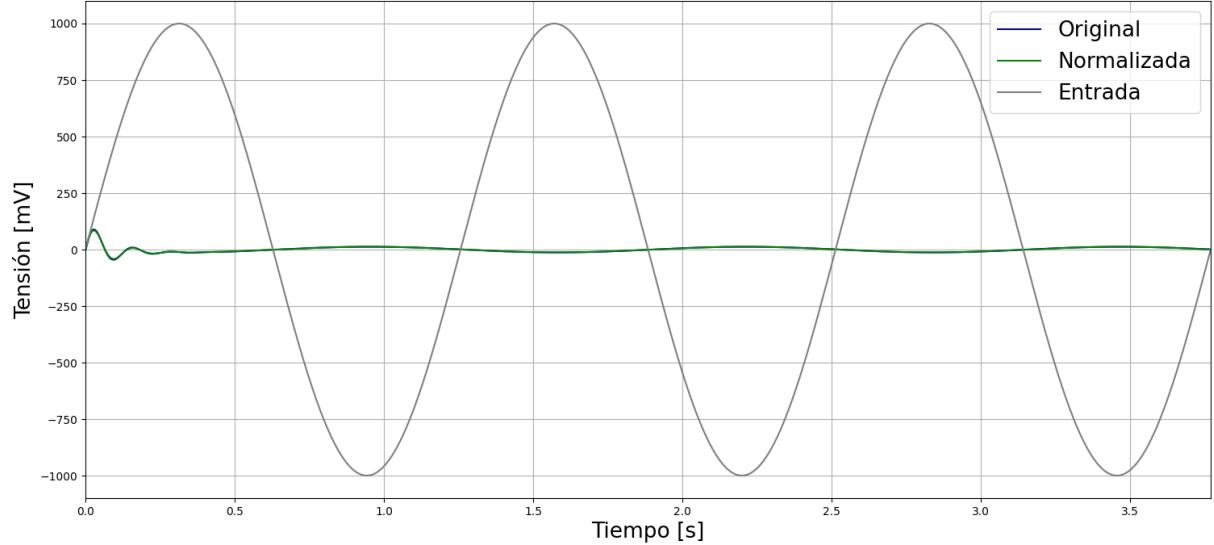


Figura 13: Respuesta al seno ($\omega = 5 \text{ rad/s}$) de ambas transferencias

En la respuesta al seno para frecuencias bajas (Fig. 13), se observa que la señal se atenúa prácticamente en su totalidad, apareciendo únicamente una oscilación inicial durante los primeros 40 ms, con una amplitud máxima inferior a los 100 mV.

Este comportamiento es consistente con las características de un filtro. La oscilación inicial corresponde al régimen transitorio del sistema, el cual decae rápidamente debido a la constante de tiempo del filtro.

Este análisis confirma que el diseño implementado cumple con la atenuación esperada para frecuencias bajas, lo cual es fundamental para garantizar el correcto funcionamiento del filtro en su banda de rechazo.

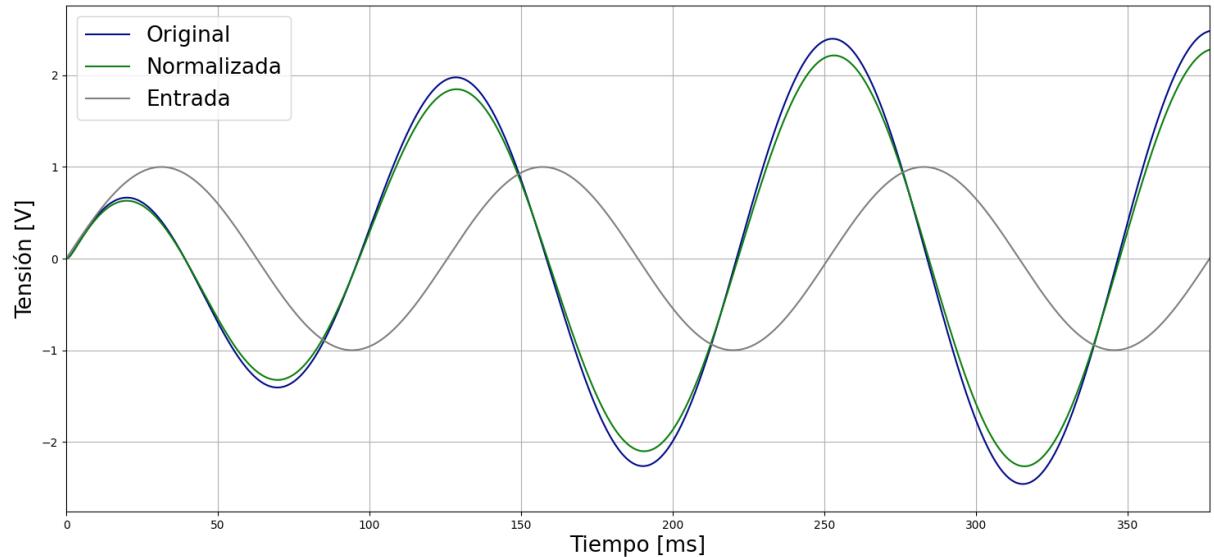


Figura 14: Respuesta al seno ($\omega = 50 \text{ rad/s}$) de ambas transferencias

En la respuesta al seno para la frecuencia de corte $\omega = 50$ rad/s (Fig. 14), se observa un régimen transitorio durante los primeros dos períodos de la señal de entrada. Durante este transitorio, el primer pico se mantiene por debajo de 1 V, mientras que el segundo pico supera la amplitud de la señal de entrada, alcanzando aproximadamente 2 V.

Una vez que el sistema llega al estado estacionario, ambas respuestas son amplificadas. En particular, la señal correspondiente a la función de transferencia original se amplifica en un factor de 2,51, mientras que la señal de la función normalizada se mantiene, de nuevo, ligeramente por debajo.

Además, durante todo el tiempo de simulación, las respuestas están desfasadas aproximadamente 80° , lo cual coincide con lo observado en el diagrama de Bode de fase (Fig. 10). Este desfase es característico de la frecuencia de corte y está directamente relacionado con la dinámica del filtro.

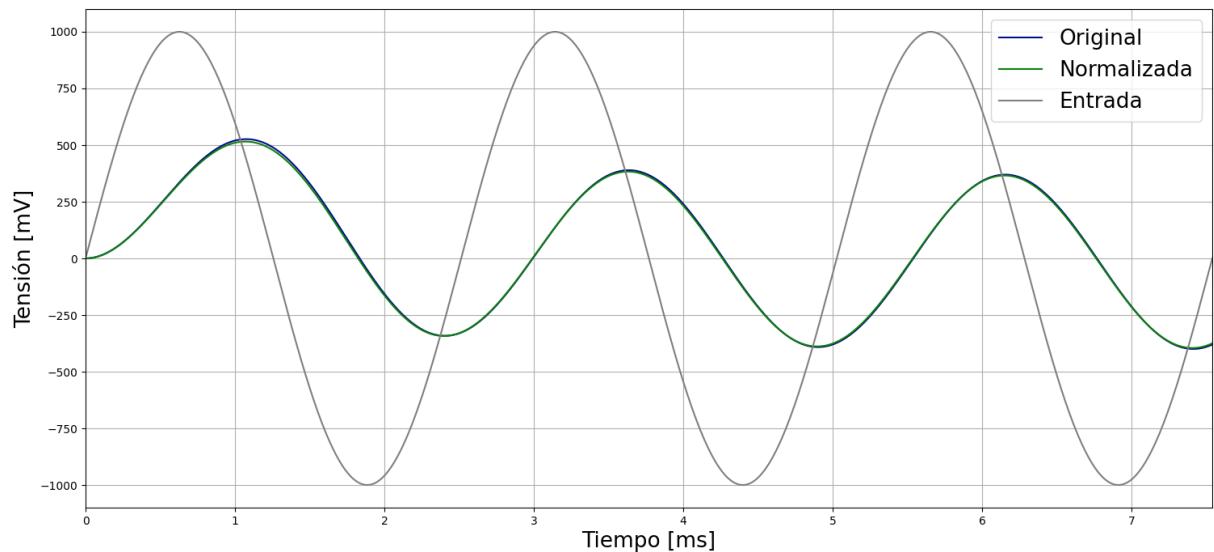
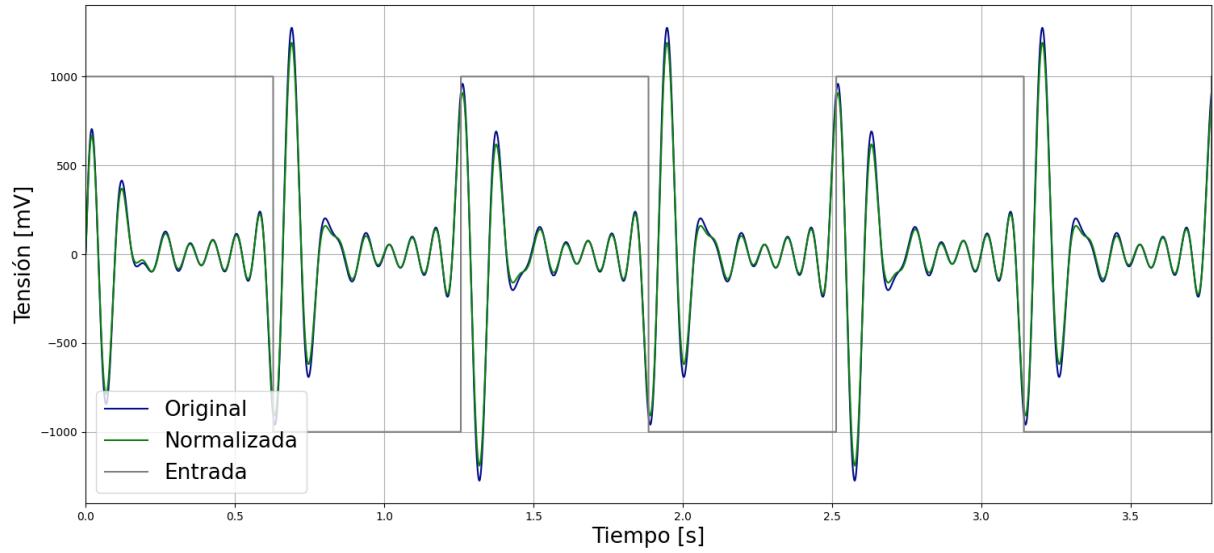


Figura 15: Respuesta al seno ($\omega = 2500$ rad/s) de ambas transferencias

En la respuesta al seno para frecuencias altas (Fig. 15), se observa que, una vez alcanzado el estado estacionario, la señal es atenuada y desfasada. En particular, para la frecuencia analizada ($\omega = 2500$ rad/s), la amplitud de la respuesta se atenúa en un 0,35 reduciéndose hasta un valor pico aproximado de 350 mV, con un desfasaje de -70° . Este comportamiento nuevamente es consistente.

En este rango de frecuencias, no se observan diferencias significativas entre las formas de las respuestas de ambas funciones de transferencia, lo cual indica que las discrepancias introducidas por los valores normalizados de los componentes tienen un impacto mínimo en el comportamiento del sistema para frecuencias altas.



La respuesta a la señal cuadrada para frecuencias bajas (Fig. 16) muestra una sucesión de respuestas similares a la respuesta al escalón, debido a la forma de la señal de entrada. Sin embargo, a diferencia de la respuesta al escalón, la señal no llega a estabilizarse completamente antes de que ocurra el siguiente cambio en la entrada. Esto se debe a que el periodo de la señal de entrada es comparable al tiempo característico τ de la respuesta del sistema, lo cual impide que el sistema alcance el estado estacionario.

Al igual que en las respuestas anteriores, se observa que la función de transferencia normalizada presenta una amplitud menor, especialmente en los picos donde se alcanzan las amplitudes máximas. Esta diferencia es consistente con la menor ganancia de la función normalizada, tal como se ha observado en los análisis previos.

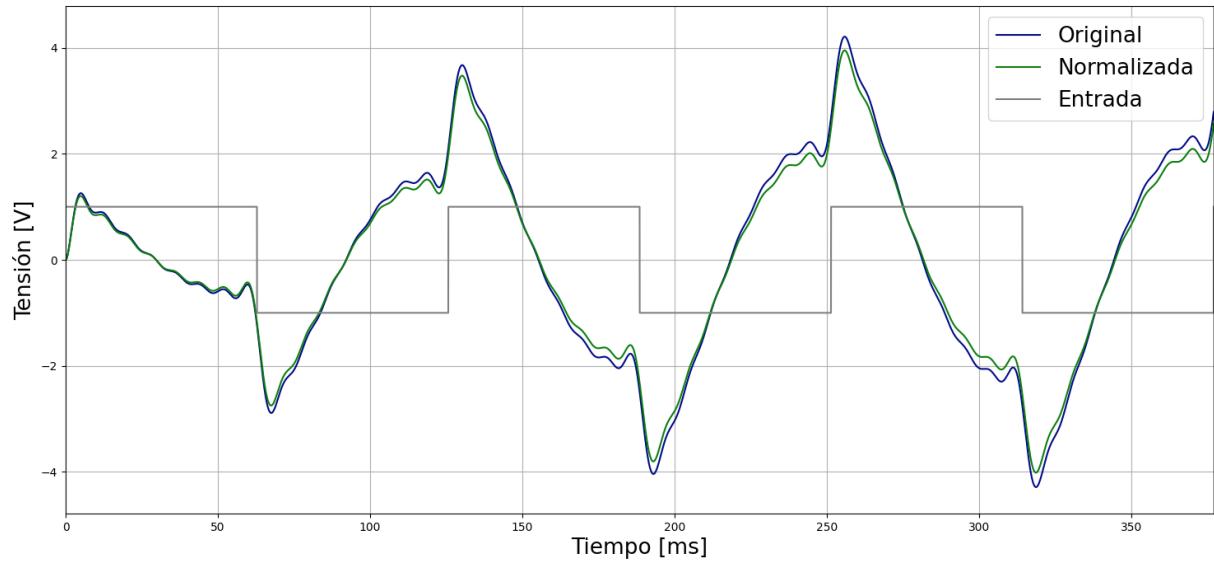


Figura 17: Respuesta a la señal cuadrada ($\omega = 50 \text{ rad/s}$) de ambas transferencias

La respuesta a la señal cuadrada para frecuencias medias (Fig. 17) muestra que, cada vez que hay un cambio en la señal de entrada, la respuesta tiene una caída abrupta, siguiendo un comportamiento similar al de la respuesta al escalón. Sin embargo, en este caso, antes de que la respuesta pueda recuperarse completamente, se produce el siguiente cambio en la señal de entrada debido al periodo relativamente corto de la misma ($T \simeq 125$ ms). Este comportamiento es característico de sistemas con una constante de tiempo comparable al periodo de la señal de entrada, lo cual limita la capacidad del sistema para seguir los cambios rápidos en la entrada.

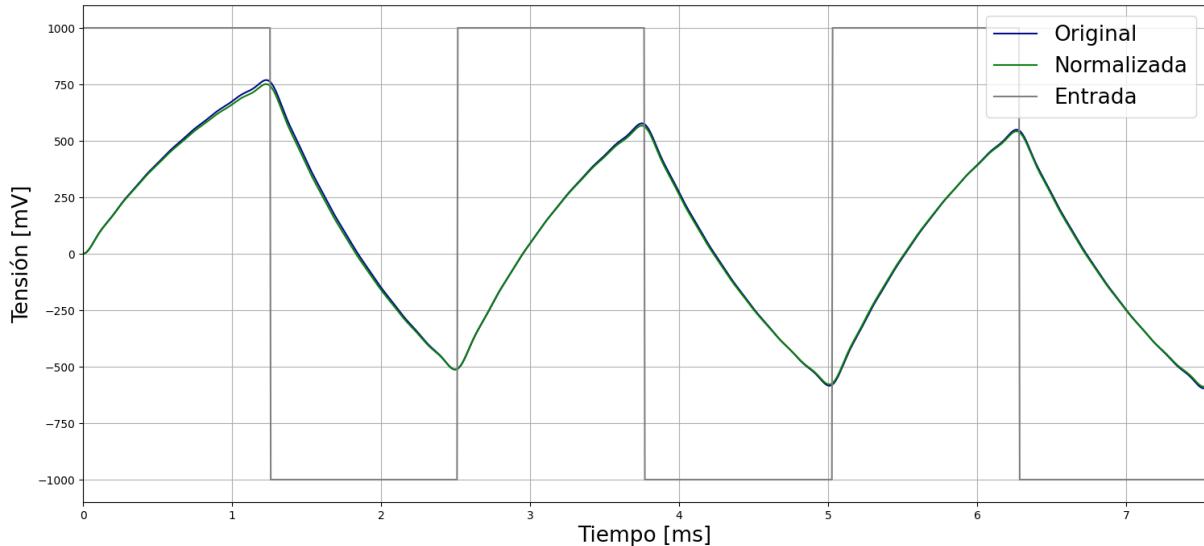


Figura 18: Respuesta a la señal cuadrada ($\omega = 2500$ rad/s) de ambas transferencias

La respuesta a la señal cuadrada para frecuencias altas (Fig. 18) muestra que, cada vez que hay un cambio en la señal de entrada, la respuesta comienza a crecer o caer según la variación de la entrada. Sin embargo, debido al periodo extremadamente corto de la señal de entrada ($\frac{T}{2} = 1,25$ ms), la respuesta no tiene tiempo suficiente para comenzar su caída antes de que se produzca la siguiente inversión en la entrada. Este tiempo representa apenas el 2 % del tiempo necesario para que la respuesta al escalón comience a decaer (60 ms), lo cual confirma que el sistema no puede seguir los cambios rápidos en la entrada para frecuencias altas.

Este comportamiento es consistente con las características de un filtro pasa-banda, el cual atenúa significativamente las señales de alta frecuencia fuera de su rango de operación.

4. Simulaciones del circuito

Utilizando el software LTspice, se simuló el circuito (Fig. 19) que implementa la función de transferencia normalizada, utilizando como amplificador operacional el modelo TL081 (mismo modelo que se utilizó previamente en las simulaciones). Posteriormente, se superpusieron en un gráfico las funciones de transferencia original y normalizada junto con los resultados obtenidos en la simulación, lo cual permitió visualizar de manera sencilla las diferencias entre los tres métodos.

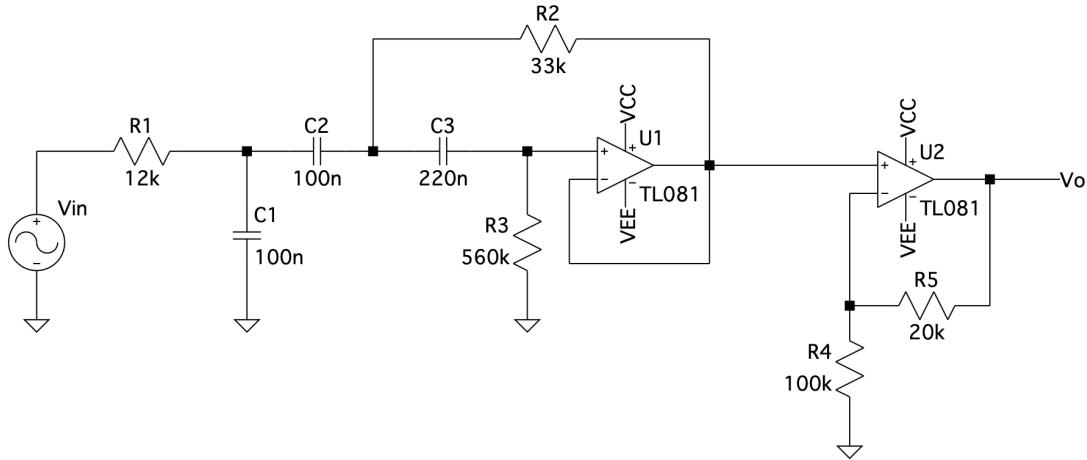


Figura 19: Esquemático utilizado para la simulación en LTspice

En primer lugar, se simuló el diagrama de Bode en módulo y fase (Fig. 20). En este gráfico, se observó que las tres señales mantienen la misma forma general, con una pequeña discrepancia en el módulo, menor a 3 dB, alrededor de la frecuencia de corte $\omega = 50$ rad/s. Al igual que en los análisis previos, la señal simulada presenta una amplitud ligeramente menor debido al uso de componentes normalizados en el circuito.

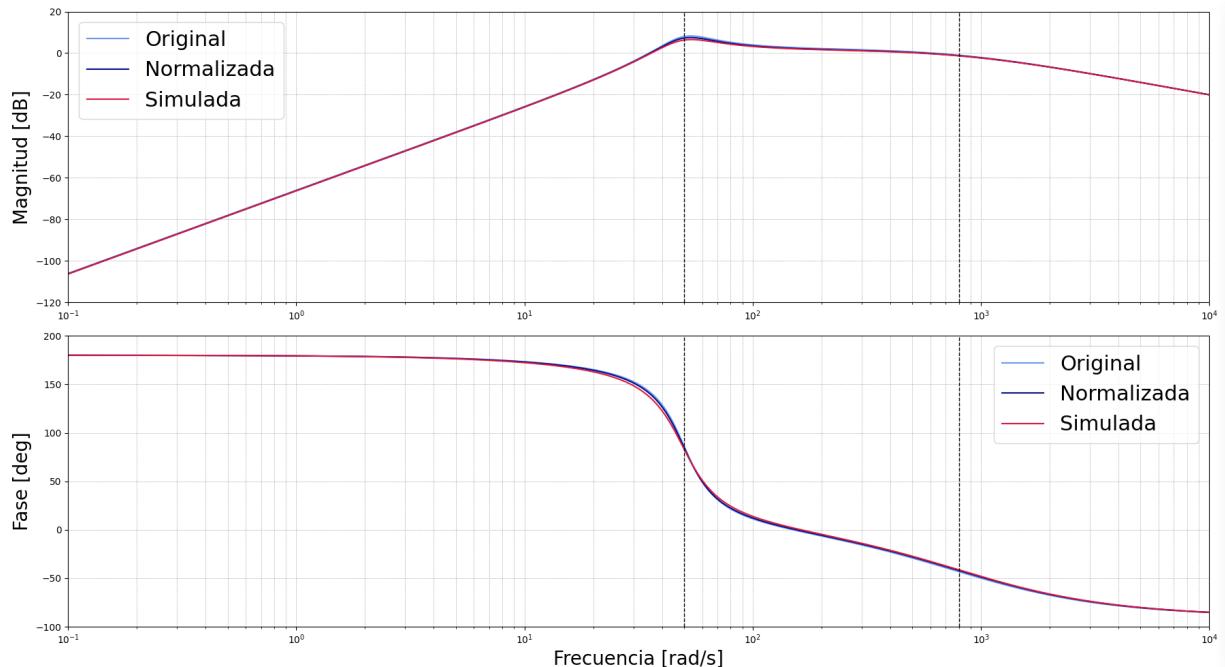


Figura 20: Diagrama de Bode de las transferencias original, normalizada y simulada

En cuanto a la fase, se observan algunas discrepancias en los entornos de la frecuencia de corte, pero en general, todas las señales mantienen la misma forma. Esto confirma que el diseño implementado en LTspice reproduce adecuadamente el comportamiento de la función de transferencia teórica, tanto en magnitud como en fase, validando así la precisión del circuito simulado.

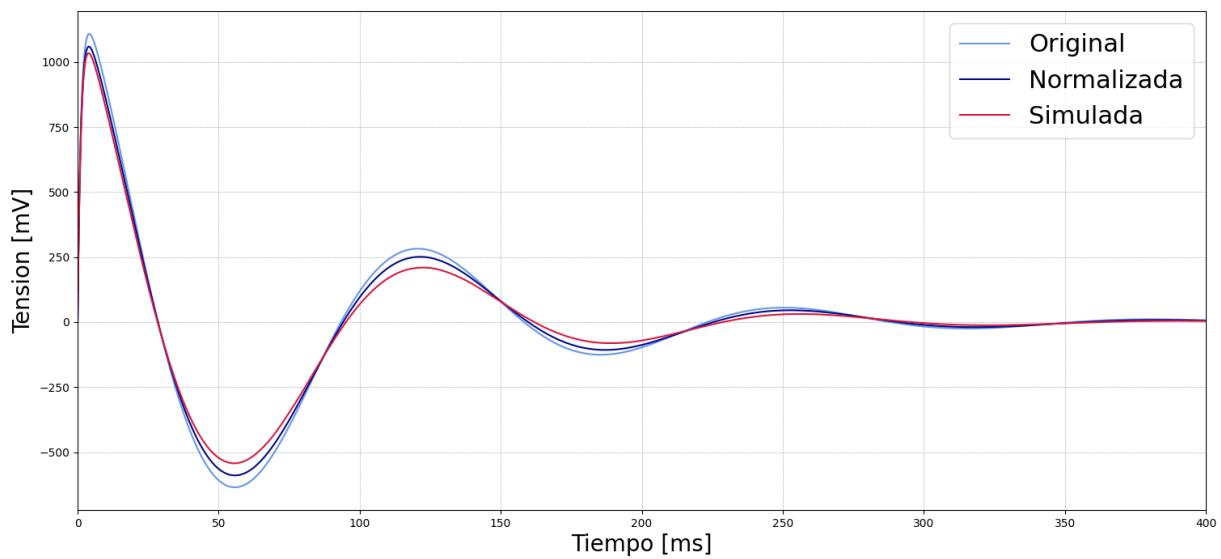
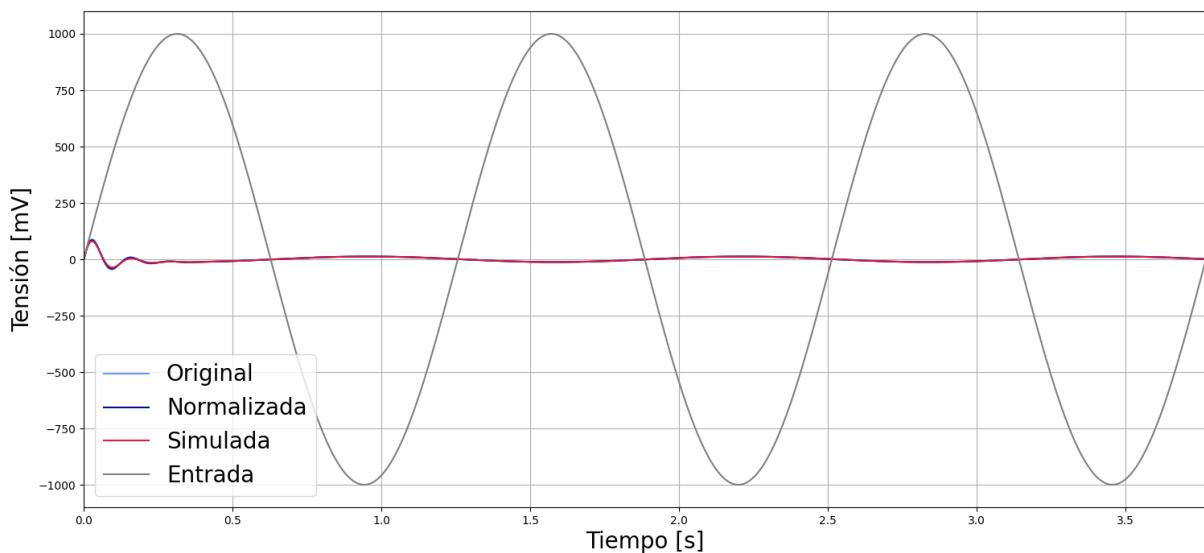
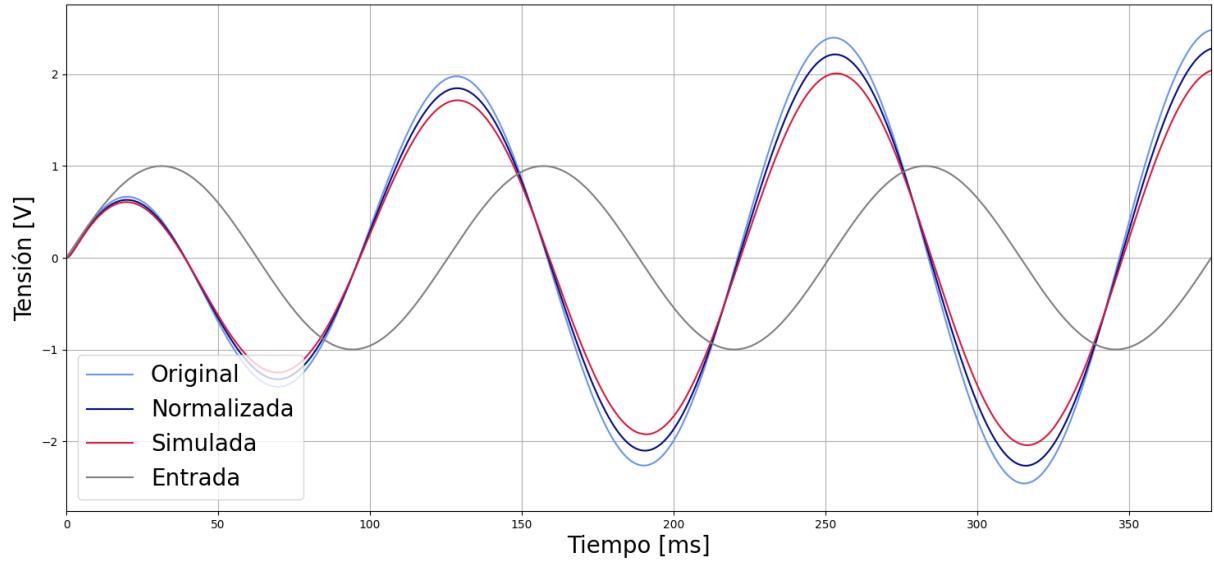
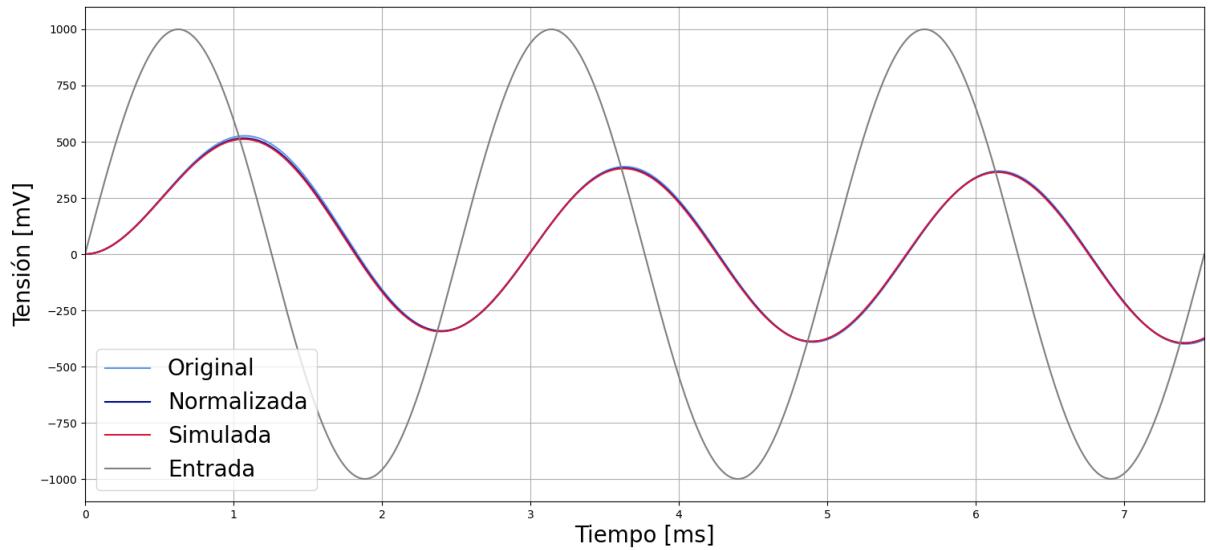


Figura 21: Respuesta al escalón de las transferencias original, normalizada y simulada

Figura 22: Respuesta al seno ($\omega = 5$ rad/s) de las transferencias original, normalizada y simulada

Figura 23: Respuesta al seno ($\omega = 50 \text{ rad/s}$) de las transferencias original, normalizada y simuladaFigura 24: Respuesta al seno ($\omega = 2500 \text{ rad/s}$) de las transferencias original, normalizada y simulada

En las simulaciones correspondientes a la respuesta al escalón (Fig. 21), las respuestas al seno (Fig. 22, 23 y 24) y las respuesta a la señal cuadrada para las tres frecuencias analizadas (Fig. 25, 26 y 27), se observó que las tres señales (original, normalizada y simulada) mantienen la misma forma general. Sin embargo, en todos los casos, la respuesta simulada presenta una amplitud menor, lo cual es consistente con la menor ganancia observada en los análisis previos. Este comportamiento confirma que el diseño implementado en software reproduce adecuadamente las características dinámicas de la función de transferencia teórica, tanto en el régimen transitorio como en el estado estacionario.

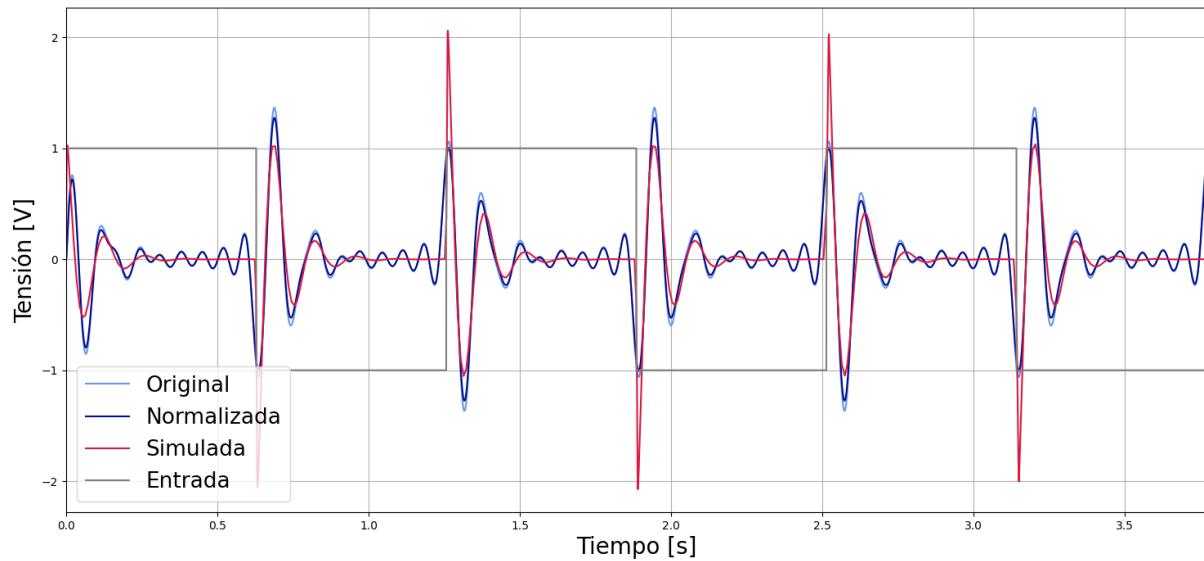


Figura 25: Respuesta a la cuadrada ($\omega = 5 \text{ rad/s}$) de las transferencias original, normalizada y simulada

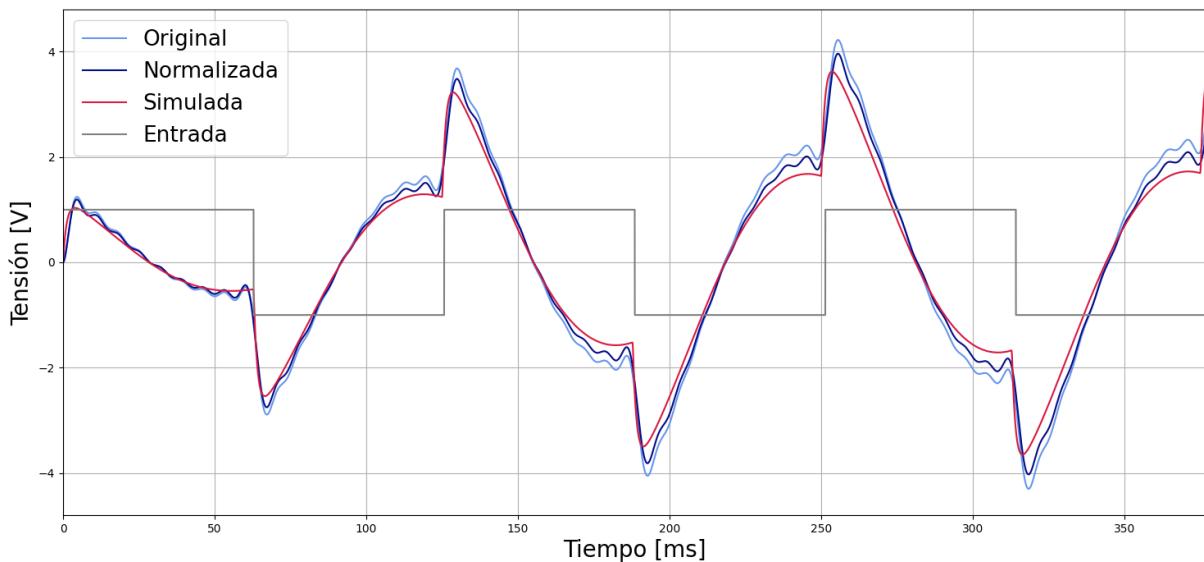


Figura 26: Respuesta a la cuadrada ($\omega = 50 \text{ rad/s}$) de las transferencias original, normalizada y simulada

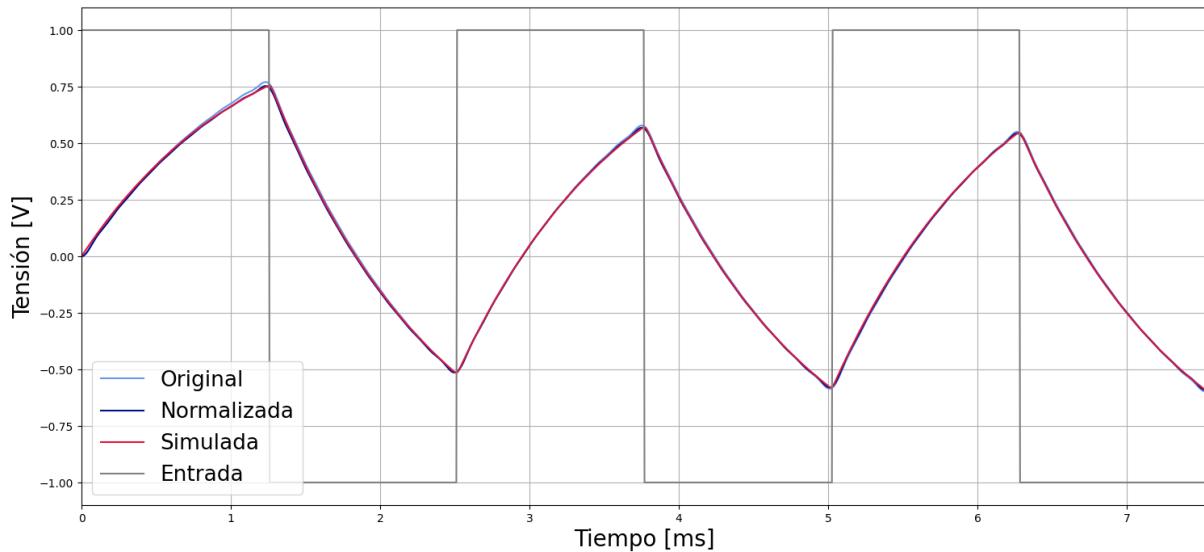


Figura 27: Respuesta a la cuadrada ($\omega = 2500$ rad/s) de las transferencias original, normalizada y simulada

5. Implementación del circuito y mediciones

5.1. Armado experimental del circuito

Se implementó el circuito completo del filtro (Fig. 28) utilizando una protoboard. Dado el tamaño moderado del circuito y la cantidad de componentes, no se presentaron inconvenientes significativos durante su montaje. Sin embargo, al no disponer de una resistencia de $20\text{ k}\Omega$ para la resistencia final de salida R_5 , se utilizaron dos resistencias de $10\text{ k}\Omega$ conectadas en serie, lo cual proporciona el valor requerido. Como amplificador operacional, se utilizó el circuito integrado TL081, el mismo que se empleó en las simulaciones, para garantizar la coherencia entre los resultados teóricos y experimentales.

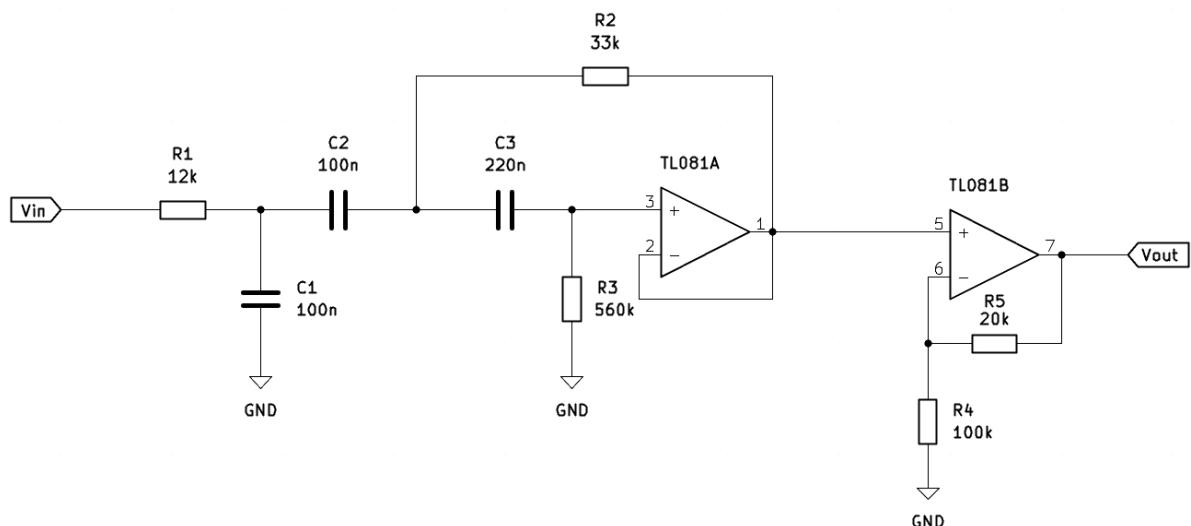


Figura 28: Diagrama del circuito armado en protoboard

5.2. Mediciones

Para realizar las mediciones necesarias, se siguió el diagrama de conexiones de la figura 29. Se utilizaron dos fuentes de alimentación (modelo YIHUA 305D-IV) para proporcionar los voltajes de ± 15 V requeridos por los amplificadores operacionales. En la entrada del circuito, las señales se generaron con un generador de funciones (modelo SIGLENT SDG 1050), mientras que las señales de salida se capturaron con un osciloscopio (modelo GAATTEN GA1102CAL). Además, se aprovecharon los dos canales del osciloscopio para medir simultáneamente ambas señales, lo cual permitió visualizarlas en el display y compararlas directamente.

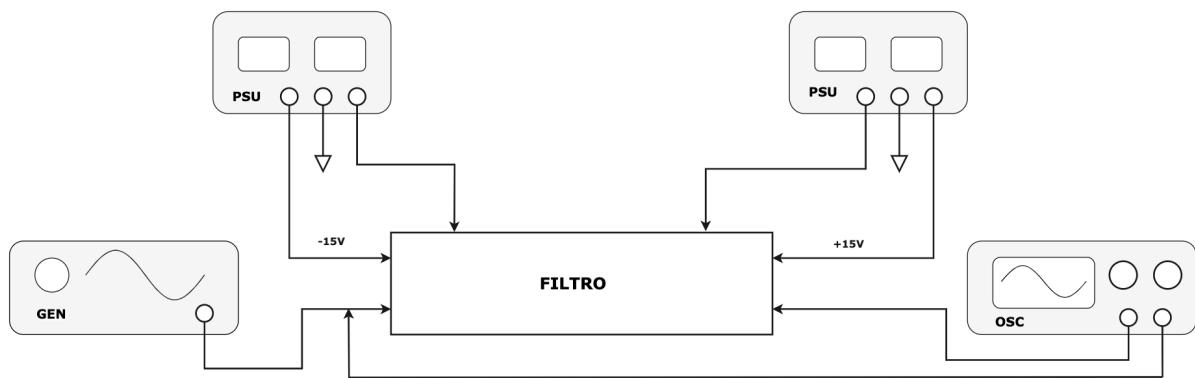


Figura 29: Diagrama de interconexión de los instrumentos

5.3. Respuesta en frecuencia

Para verificar la respuesta en frecuencia del circuito en módulo, se generaron una serie de señales senoidales con una amplitud fija de 1 V, variando su frecuencia en un rango amplio. Este método se basa en la medición de la amplitud de la señal de salida ante excitaciones senoidales de distintas frecuencias, lo cual permite obtener directamente la magnitud de la función de transferencia $|H(j\omega)|$. Para una entrada senoidal de la forma:

$$x(t) = A \sin(\omega t), \quad (34)$$

la respuesta en estado estacionario del sistema será otra señal senoidal de la misma frecuencia, pero con una amplitud modificada y un desfase:

$$y(t) = |H(j\omega)|A \sin(\omega t + \phi). \quad (35)$$

Se seleccionaron frecuencias en un rango que cubre el comportamiento del circuito, incluyendo frecuencias bajas, intermedias y altas. Esto permite identificar la frecuencia de resonancia, el ancho de banda y la atenuación fuera de la banda de paso. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 3, donde se comparan los valores teóricos y los medidos experimentalmente.

ω (rad/s)	Amp. teórica (V)	Amp. real (V)	% Error
50	2,510	1,940	22,71
250	1,244	1,135	8,76
500	1,076	0,970	9,85
800	0,892	0,835	6,39
1000	0,787	0,730	7,24
1500	0,592	0,530	10,47
2000	0,467	0,430	7,92
2500	0,383	0,346	9,66
3000	0,324	0,306	5,56

Tabla 3: Comparación de amplitudes teóricas y reales para cada frecuencia utilizada

Finalmente, los valores obtenidos experimentalmente (Fig. 30) se compararon con los valores teóricos calculados a partir de la función de transferencia. Esta comparación permitió evaluar la precisión del modelo teórico y detectar posibles discrepancias atribuibles a tolerancias de los componentes, efectos parásitos o errores de medición. En conclusión, el método propuesto permite obtener una caracterización precisa de la respuesta en frecuencia del circuito de manera eficiente y confiable, utilizando herramientas de medición accesibles y principios fundamentados en el análisis de sistemas lineales.

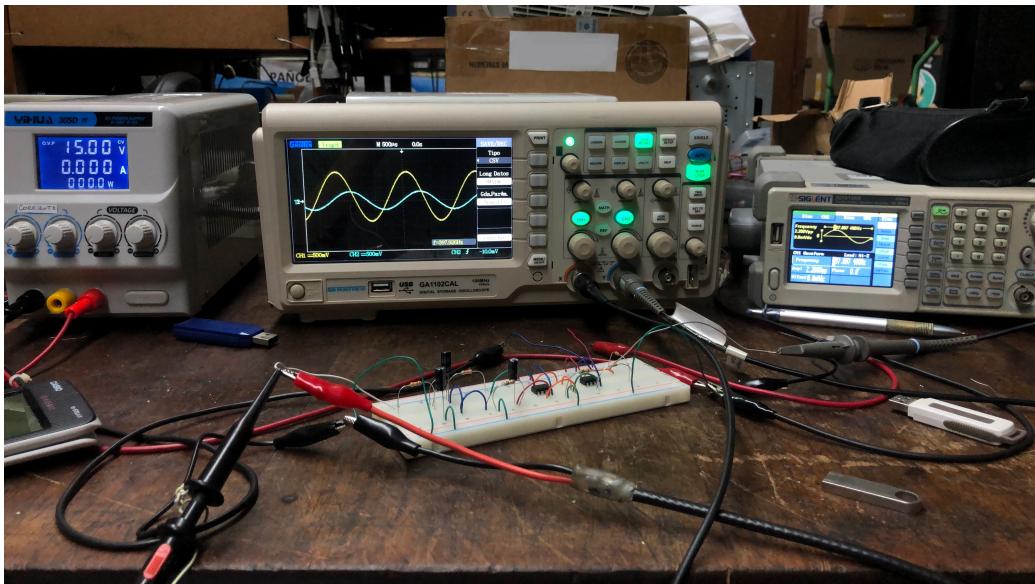
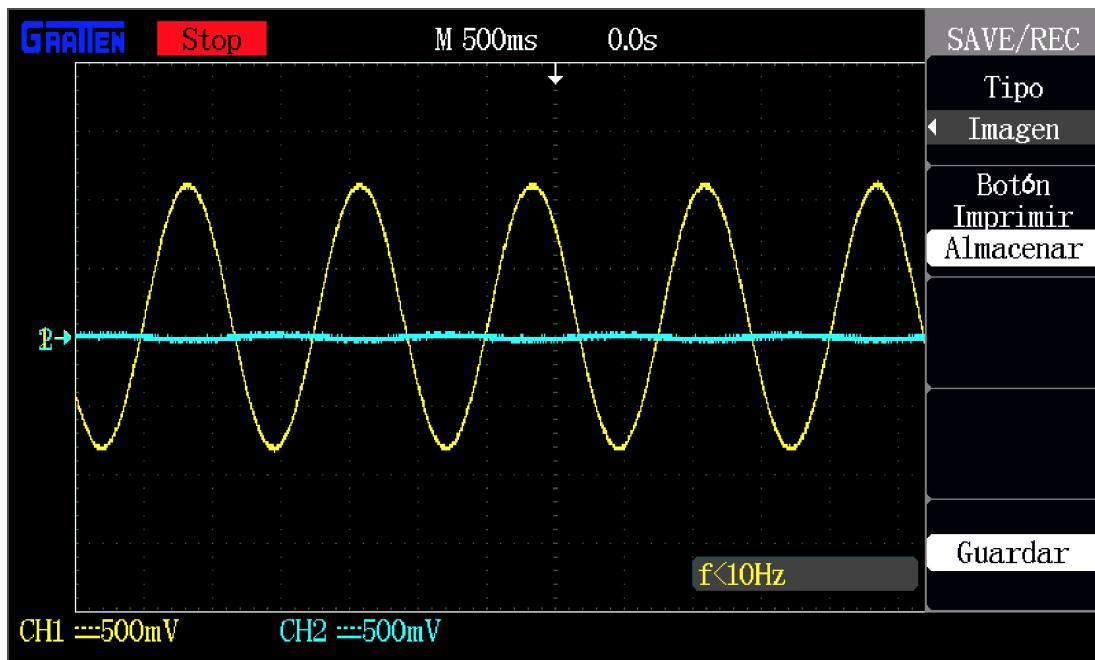
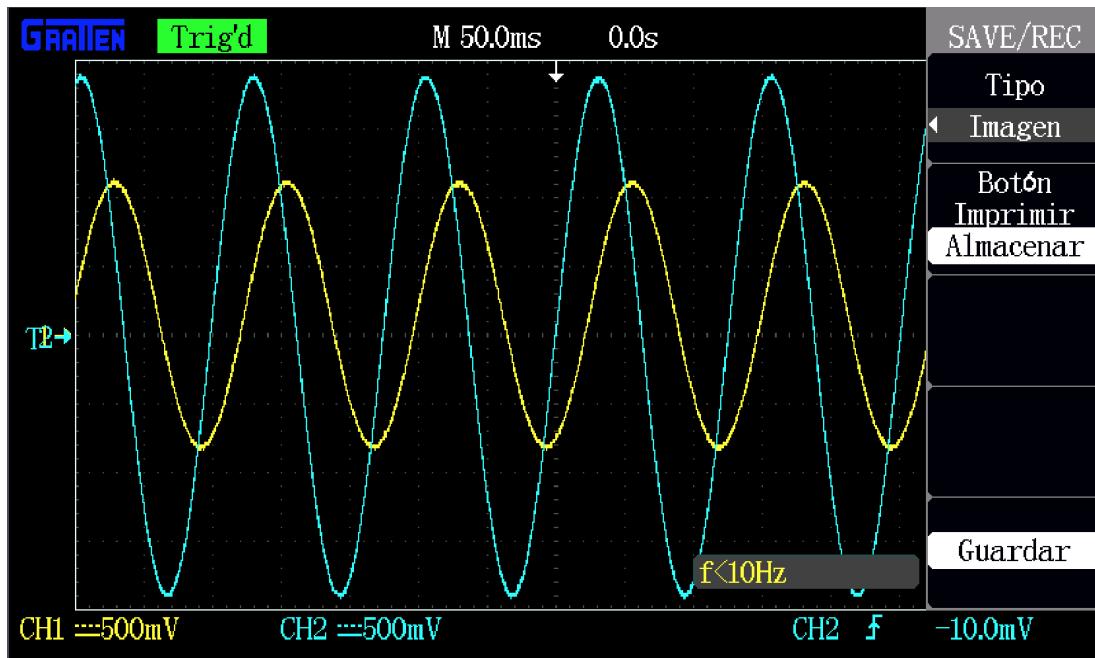
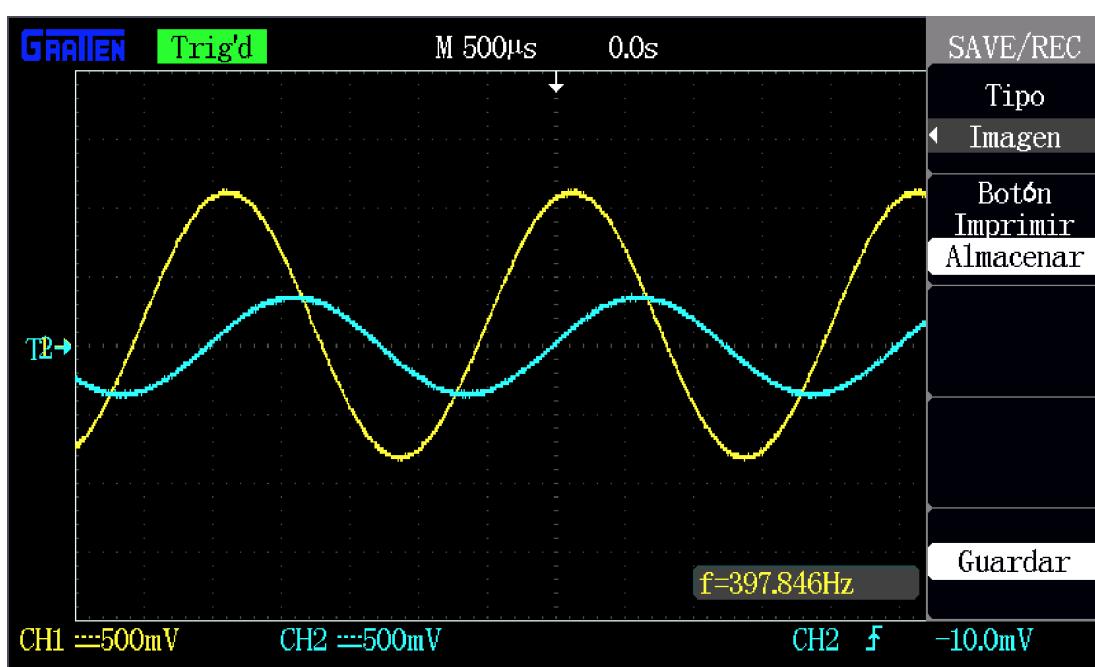
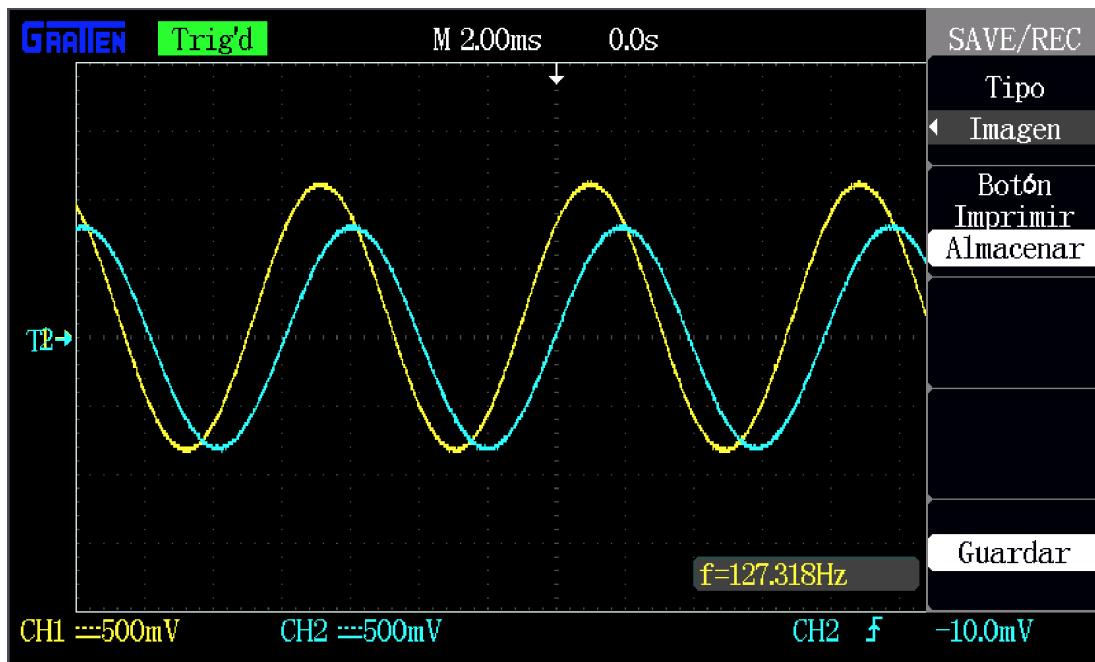


Figura 30: Mesa de trabajo en laboratorio realizando las mediciones

En las figuras 31 a 34 se muestran las capturas de pantalla del osciloscopio donde se midieron las salidas del circuito para entradas senoidales de frecuencias 5 rad/s, 50 rad/s, 800 rad/s y 2500 rad/s, todas con una amplitud de 1 V.

Figura 31: Captura de la salida del circuito para la entrada senoidal $\omega = 5 \text{ rad/s}$ Figura 32: Captura de la salida del circuito para la entrada senoidal $\omega = 50 \text{ rad/s}$



En las respuestas al seno, se observa que el circuito maneja correctamente la fase, mostrando un desfase coherente con lo esperado según el diagrama de Bode y los cálculos previos. Sin embargo, en el rango de frecuencias bajas se registran los mayores errores en cuanto a la amplitud. En todos los casos, la amplitud real medida es menor que la teórica, lo cual indica que la ganancia en la implementación práctica es inferior a la calculada teóricamente.

Cabe destacar que no se aprecia un régimen transitorio inicial en las mediciones, ya que la señal

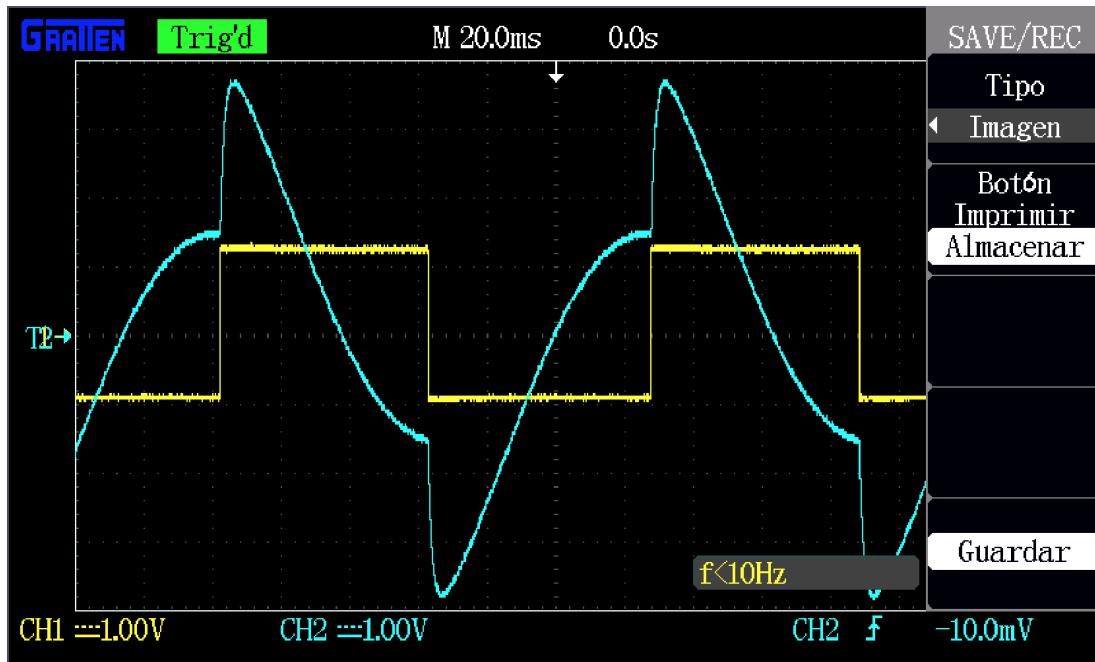
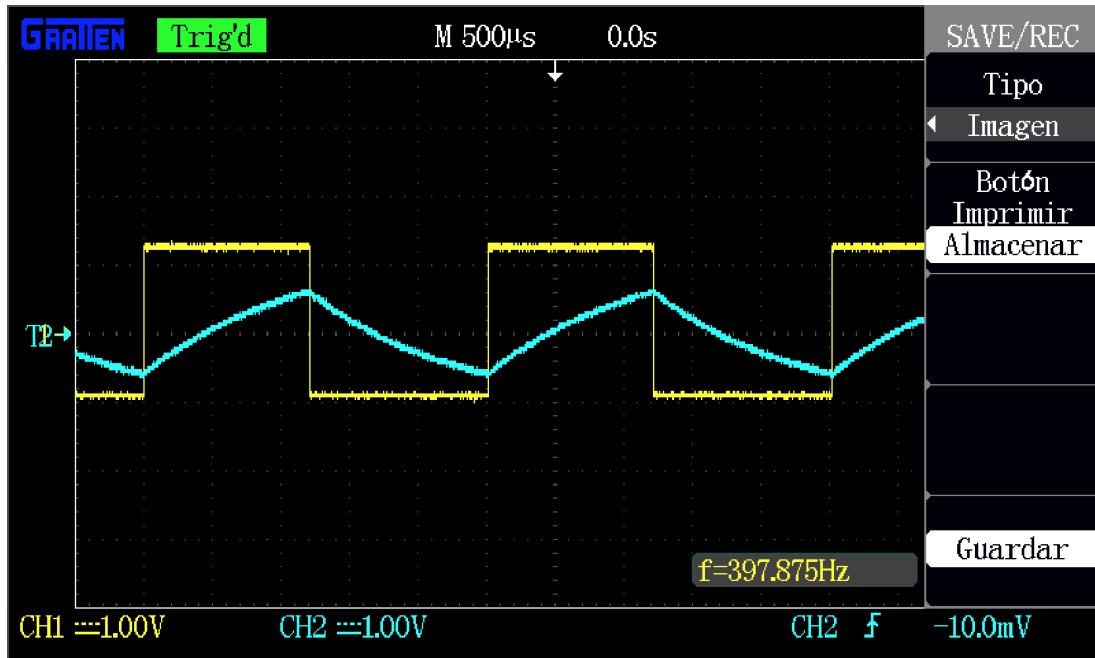
de entrada no comienza en cero, sino que ya se encuentra oscilando antes de lo que se muestra en el display. Al aumentar la frecuencia, la señal resultante coincide con lo esperado tanto en forma como en amplitud, mostrando un comportamiento consistente con los valores calculados previamente en la sección 3.

Este análisis confirma que el circuito opera correctamente en su banda de paso, aunque presenta limitaciones en el manejo de frecuencias bajas. Este comportamiento es coherente con las características del filtro pasa-banda.



Figura 35: Captura de la salida para una entrada cuadrada ($\omega = 5 \text{ rad/s}$)

En las figuras 35, 36 y 37 se muestran las capturas de pantalla del osciloscopio donde se midieron las respuestas temporales a la señal cuadrada de frecuencias 5 rad/s, 50 rad/s y 2500 rad/s, todas con una amplitud de 1 V.

Figura 36: Captura de la salida para una entrada cuadrada ($\omega = 50 \text{ rad/s}$)Figura 37: Captura de la salida para una entrada cuadrada ($\omega = 2500 \text{ rad/s}$)

En las respuestas a la señal cuadrada, se observa que tanto la forma como la amplitud de las señales coinciden con los resultados obtenidos anteriormente. Este comportamiento se mantiene consistente en las tres frecuencias de interés analizadas, lo cual valida la precisión del diseño implementado para este tipo de señales de entrada.

6. Conclusiones

En este trabajo práctico, se determinó la función de transferencia del sistema a partir del diagrama de polos y ceros, y se calculó su ganancia mediante una condición específica. Luego, se diseñó e implementó un circuito en protoboard utilizando componentes normalizados y un amplificador operacional TL081. Este proceso permitió aplicar conceptos clave como el análisis en los dominios temporal y de frecuencia, el uso de la Transformada de Laplace, y la validación del diseño mediante simulaciones y mediciones experimentales. La concatenación de filtros sencillos demostró ser una estrategia efectiva para implementar funciones de transferencia complejas, facilitando la selección de componentes y minimizando errores.

A lo largo del proyecto, se compararon los resultados teóricos, simulados y experimentales, identificando pequeñas discrepancias atribuibles a tolerancias de componentes y limitaciones de los instrumentos. Estas diferencias reforzaron la importancia de validar los diseños teóricos con implementaciones prácticas. En conclusión, el trabajo consolidó la relación entre teoría y práctica en el diseño de circuitos analógicos, destacando la relevancia de la validación experimental y el uso de herramientas de simulación para garantizar la precisión del diseño.

7. Bibliografía

- Alexander, C. K. - Saduki, M. O. (2017). Fundamentos de circuitos eléctricos (5ta ed.). McGraw-Hill Education.
- Massachusetts Institute of Technology. (2004). Analysis and design of feedback control systems: Understanding poles and zeros. Department of Mechanical Engineering. Recuperado de [<https://web.mit.edu/2.14/www/Handouts/PoleZero.pdf>].
- Texas Instruments. TL08xx FET-Input Operational Amplifiers. SLOS081N – february 1977 – revised june 2024.