



**UBA**  
1821 Universidad  
de Buenos Aires

**.UBA**fiuba   
FACULTAD DE INGENIERÍA

TB8604  
ANÁLISIS DE CIRCUITOS

# Filtro Notch Twin-T Pasa bajos

**Autora:**  
Falcon Luciana B.

**Padrón:**  
107316

**Fecha:**  
15/02/2025

## Índice

<b>1. Determinación del Filtro</b>	<b>2</b>
1.1. Función transferencia . . . . .	2
1.2. Respuesta al Impulso, Escalón y Seno . . . . .	3
1.3. El circuito . . . . .	6
1.4. Componentes . . . . .	7
<b>2. Simulaciones</b>	<b>10</b>
2.1. Gráficos de la Rta. al Impulso, al Escalón y al Seno analíticas . . . . .	10
2.2. Graficos de las simulaciones en Matlab y LTspice . . . . .	12
<b>3. Implementación del circuito</b>	<b>20</b>
3.1. Armado experimental del circuito . . . . .	20
3.2. Medición . . . . .	22
<b>4. Bibliografía</b>	<b>28</b>

# 1. Determinación del Filtro

## 1.1. Función transferencia

Dada la transferencia  $H(s)$  mostrada en la figura 1 a continuación, se calcularon los polos y ceros.

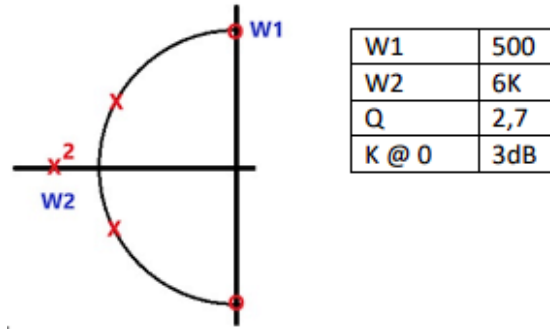


Figura 1: Diagrama de polos y ceros.

Se definió el tipo de filtro como un pasa bajos por la presencia de un polo doble en el denominador en  $w_0 = 6K$ , sumado a un notch debido a su configuración de cero doble conjugado en  $w_0 = \pm 500j$ , que se cancela con el polo doble del denominador cuya ecuación,

$$s^2 + s\frac{w_0}{Q} + w_0^2 \quad (1)$$

$Q=2.7 > 1$  por lo que es un polo doble conjugado. Resolviendo resulta  $w_0 = \frac{2500}{27} \pm 491,35j$ .

Por lo tanto la función transferencia resulta,

$$H(s)_{original} = K \frac{s^2 + 500^2}{(s + 6000)^2 * (s^2 + s\frac{5000}{27} + 500^2)} \quad (2)$$

Adicionalmente, se tiene como dato que  $20\log|H(0)| = 3dB$ , sirve para el cálculo de la ganancia,

$$20 * \log|H(0)| = 3dB \quad (3)$$

Resultando  $K=50760000$ .

A continuación en el gráfico 2 se muestra el diagrama de bode en magnitud de la función transferencia original calculada,

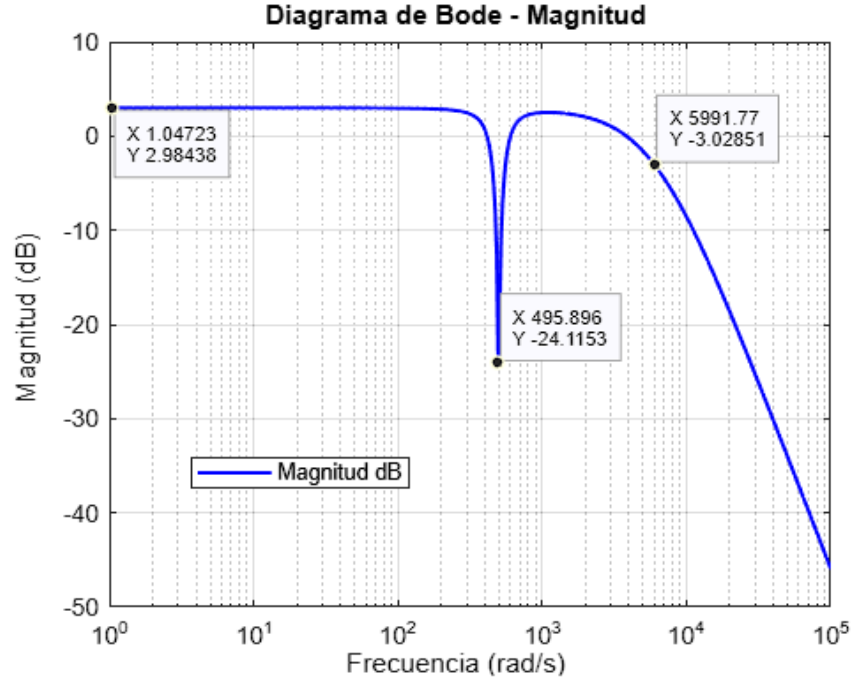


Figura 2: Diagrama de Bode en magnitud de la transferencia  $H(s)$ .

Se observa la ganancia inicial de 3 dB y cómo la respuesta cae a -40 dB/década después del polo doble en 6000 rad/s, y en 500 rad/s la atenuación es aproximadamente -24 dB. Esto significa que la señal en esa frecuencia se reduce a un nivel bastante bajo.

## 1.2. Respuesta al Impulso, Escalón y Seno

A continuación se presentan los cálculos analíticos de la respuesta al impulso, escalón y al seno en  $w_0 = 500 \text{ rad/seg}$ .

### Respuesta al escalón:

Para calcular la respuesta al escalón se utilizó la transformada de Laplace,

$$h(t) * u(t) \xrightarrow{L} H(s) \cdot \frac{1}{s} \quad (4)$$

Usando la ecuación 2 resulta,

$$\frac{K(s^2 + 500^2)}{(s + 6000)^2(s^2 + \frac{5000}{27}s + 250000)} \cdot \frac{1}{s} \quad (5)$$

Tomando en cuenta fracciones simples,

$$\frac{A}{s} + \frac{Bs + C}{s^2 + \frac{5000}{27}s + 250000} + \frac{D}{s + 6000} + \frac{E}{(s + 6000)^2} \quad (6)$$

Denominador común,

$$\frac{\alpha + \beta + \gamma + \delta}{s(s^2 + \frac{5000}{27}s + 250000)(s + 6000)^2} \quad (7)$$

con,

- $\alpha = A[s^2 + 12Ks^2 + 38Ms^2 + 9,6Gs + 9T]$
- $\beta = Bs^4 + (B12K + C)s^3 + (B36M + C12K)s^2 + C36Ms$
- $\gamma = Ds^4 + D6185s^3 + D1,361Ms^2 + D1,5Gs$
- $\delta = Es^3 + E185s^2 + E250Ks$

Igualando 5 y 7 resulta,

$$K * [\frac{27n}{s} + \frac{2,11ns - 4,98\mu}{s^2 + \frac{5000}{27}s + 250000} - \frac{30n}{s + 6000} - \frac{0,168m}{(s + 6000)^2}] \quad (8)$$

Por ultimo con las siguientes transformadas de Laplace

- $u(t) \rightarrow \frac{1}{s}$
- $e^{-at} \rightarrow \frac{1}{s+a}$
- $t * e^{-at} \rightarrow \frac{1}{(s+a)^2}$

y completando cuadrados, es decir,

$$s^2 + 2\alpha s + \alpha^2 + \beta^2 = (s + \alpha)^2 + \beta^2 \quad (9)$$

en  $s^2 + \frac{5000}{27}s + 250000$ ,

$$s^2 + 2\alpha s + \alpha^2 + \beta^2 = s^2 + \frac{5000}{27}s + 250000 \quad (10)$$

resolviendo la igualdad,  $\alpha = \frac{2500}{27}$  y  $\beta = 491.35$ .

Finalmente se obtuvo la respuesta al escalón,

$$[1,377 + 0,107e^{-\alpha_1 t} * \cos(w_d t) + 0,489e^{-\alpha_1 t} * \sin(w_d t) - 1,53e^{-\alpha_2 t} - t * 8568e^{-\alpha_2 t}].u(t) \quad (11)$$

con  $\alpha_1 = \frac{2500}{27}$ ,  $\alpha_2 = 6000$  y  $w_d = 491,35$ .

### Respuesta al impulso:

Para calcular la respuesta al impulso en el tiempo, se tomo en cuenta la propiedad de diferenciación en el tiempo de la transformada de Laplace,

$$\frac{dh}{dt} \xrightarrow{L} sH(s) \quad (12)$$

Por lo tanto, la derivada de la transferencia en el tiempo calculada previamente, la ecuación 11, es,

$$230,37e^{-\alpha_1 t} * \cos(w_d t) - 97,84e^{-\alpha_1 t} * \sin(w_d t) - 612e^{-\alpha_2 t} + t * 51408000e^{-\alpha_2 t} \quad (13)$$

con  $\alpha_1 = \frac{2500}{27}$ ,  $\alpha_2 = 6000$  y  $w_d = 491,35$ .

### Respuesta al seno ( $w_0 = 500 \text{ rad/seg}$ ):

Nuevamente con la transformada de Laplace se calcula la respuesta al seno,

$$h(t) * \sin(wt) \xrightarrow{L} H(s) \cdot \frac{w}{s^2 + w^2} \quad (14)$$

Por lo tanto la ecuación a resolver es,

$$Kw \frac{s^2 + 500^2}{(s + 6000)^2 * (s^2 + \frac{5000}{27}s + 500^2) * (s + jw) * (s - jw)} \quad (15)$$

con  $K=5076000$ .

Se tomó la frecuencia  $w=500$  ya que así se simplifica el cero conjugado del numerador con el polo doble complejo del denominador, entonces,

$$\frac{kw}{(s + 6000)^2 * (s^2 + \frac{5000}{27}s + 500^2)} \quad (16)$$

con  $K=5076000$  y  $w=500$ .

Se utilizó fracciones simples para resolver,

$$\frac{A}{s + 6000} + \frac{B}{(s + 6000)^2} + \frac{Cs + D}{s^2 + \frac{5000}{27}s + 500^2} \quad (17)$$

Igualando 16 y 17 se obtiene,

$$\frac{0,243}{s + 6000} + \frac{725}{(s + 6000)^2} + \frac{-0,243s + 693}{s^2 + \frac{5000}{27}s + 500^2} \quad (18)$$

Por último con las siguientes transformadas de Laplace

- $e^{-at} \sin(wt) \rightarrow \frac{w}{(s+a)^2 + w^2}$
- $e^{-at} \cos(wt) \rightarrow \frac{s+a}{(s+a)^2 + w^2}$
- $t * e^{-at} \rightarrow \frac{1}{(s+a)^2}$
- $e^{-at} \rightarrow \frac{1}{s+a}$

se obtiene la respuesta al seno,

$$0,243e^{-\alpha_2 t} + t * 0,725e^{-\alpha_2 t} - 0,243e^{-\alpha_1 t} * \cos(w_d t) + 1,45e^{-\alpha_1 t} * \sin(w_d t) \quad (19)$$

con  $\alpha_1 = \frac{2500}{27}$ ,  $\alpha_2 = 6000$  y  $w_d = 491,36$ .

### 1.3. El circuito

Dada la función de la ecuación 2, es decir la transferencia original, el circuito con amplificadores operacionales que cumple con dicha transferencia es un supresor de banda Notch Twin-T en cascada con un Pasa bajos de 2do orden Sellen Key. El esquemático del circuito se muestra a continuación en la figura 3,

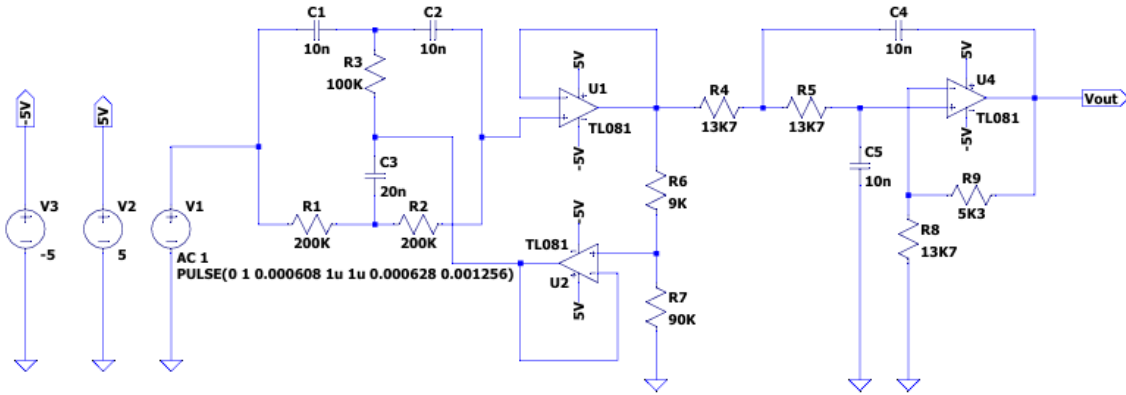


Figura 3: Esquemático del circuito.

Se eligieron estos filtros porque por un lado una parte de la transferencia,

$$\frac{s^2 + 500^2}{(s^2 + s \frac{5000}{27} + 500^2)} \quad (20)$$

elimina la frecuencia 500rad/seg. Y por otra parte,

$$\frac{1}{(s + 6000)^2} \quad (21)$$

tiene la forma de un pasa bajos, es decir permite el paso de señales de baja frecuencia, hasta los 6000rad/seg, mientras que atenúa/elimina las señales de alta frecuencia.

Adicionalmente, el supresor de banda está compuesto por dos filtros: un pasa alto y un pasa bajos en paralelo cuya salida está conectada a un sumador. La banda que se rechaza está por debajo del pasa alto y por arriba del pasa bajo. El Twin-T es la versión simplificada, se llama así por la forma que tiene. Además, se retroalimenta con un operacional con el fin de elegir el Q de la transferencia, y así definir la amplitud que filtra.

#### 1.4. Componentes

Para definir los valores de los componentes se procedió a igualar las ecuaciones de diseño del sistema con la original.

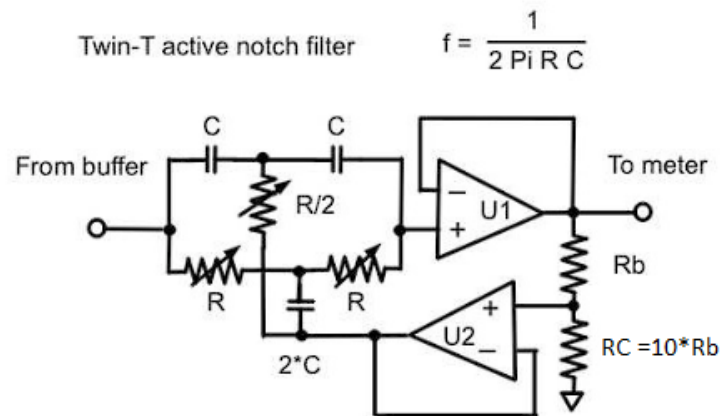


Figura 4: Esquemático Notch Twin-T.

Ecuación de diseño del filtro Notch Twin-T (figura 4):

$$\frac{s^2 + \frac{1}{(RC)^2}}{s^2 + (1 - \alpha) \frac{4}{RC} s + \frac{1}{(RC)^2}} \quad (22)$$

Para el caso del filtro Notch se definió  $C=10\text{nF}$ , por lo que reemplazando resultó  $R=200\text{K}\Omega$ , y  $\alpha=0.907$ .



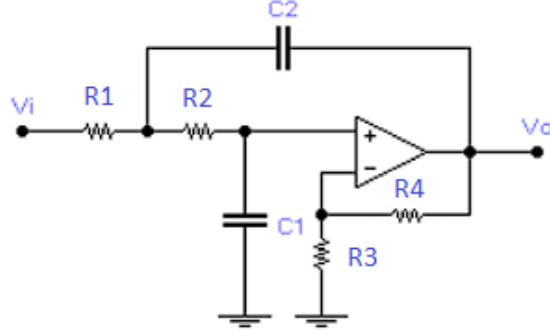


Figura 5: Esquemático Pasa bajos Sallen Key.

Ecuación de diseño del filtro Pasa bajos Sallen Key (figura 5):

$$\frac{A \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \left( \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} - \frac{A}{R_2 C_2} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (23)$$

Para el caso del filtro Sallen Key se definió nuevamente  $C=10\text{nF}$ , y por simplicidad se propuso que las resistencias  $R_1=R_2=R_3$ . Por otro lado, el valor de la ganancia  $A$  resulta de la ecuación,

$$\frac{A}{R_1 R_2} = 50M760K\Omega \quad (24)$$

Resultando  $A=1.40$ . Por otro lado con la ecuación,

$$12K\Omega = \frac{3 - A}{RC} \quad (25)$$

Resulta  $R=13K333\Omega$ .

Finalmente el valor de  $R_4=5333\Omega$  es resultado de la ecuación,

$$\frac{1}{A} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (26)$$

### Valores normalizados:

Para los valores normalizados se uso la siguiente ecuación,

$$E(k) = \sqrt[k]{10^n} \quad (27)$$

con  $n=0, \dots, k-1$ .

A continuación se muestra en la tabla 1 los valores de los componentes calculados y normalizados,

Componentes	C	2C	R	R	Rb	Rc	R1	R4
Calculados	10nF	20nF	100K $\Omega$	200K $\Omega$	9K $\Omega$	90K $\Omega$	13K333 $\Omega$	5K333 $\Omega$
Normalizados	10nF	20nF	100K $\Omega$	200K $\Omega$	9K $\Omega$	90K $\Omega$	13K7 $\Omega$	5K36 $\Omega$
Reales	10nF	22nF	100K $\Omega$	200K $\Omega$	9K $\Omega$	89K2 $\Omega$	12K9 $\Omega$	5K $\Omega$

Tabla 1: valores de los componentes de la función transferencia.

*Nota: los componentes reales se refiere a los hallados físicos, puestos en el circuito real.*

Se utilizó la serie del 10 % (E24) entre 1nF y 1 $\mu$  F para los capacitores, y la serie del 1 % (E96) entre 1K $\Omega$  y 1M $\Omega$  para los resistores.

La función transferencia con los valores normalizados resulta,

$$H(s)_{normalizada} = \frac{(s^2 + 500^2)}{(s^2 + 186s + 500^2)} \frac{75591081}{(s^2 + 11678s + 7299^2)} \quad (28)$$

### Error porcentual:

Para el cálculo de los errores porcentuales de los parámetros de la función transferencia se usa la siguiente ecuación,

$$Er = \left| \frac{valororiginal - valoraprox}{valororiginal} \right| * 100 \quad (29)$$

Definiendo

- $\frac{w_{01}}{Q_1} = 186$  y  $w_{01} = 500 \rightarrow Q_{01} = 2,688$
- $\frac{w_{02}}{Q_2} = 11678$  y  $w_{01} = 7299 \rightarrow Q_{02} = 0,625$
- $k'=1.40$  y  $A=1.41$

Los errores porcentuales de los parámetros de la función transferencia son,

$$Er_{w_{01}} = \left| \frac{500-500}{500} \right| * 100 = 0 \%$$

$$Er_{Q_1} = \left| \frac{2,7-2,68}{2,7} \right| * 100 = 0,74 \%$$

$$Er_{w_{02}} = \left| \frac{6000-7299}{6000} \right| * 100 = 21,65 \%$$

$$Er_{Q_2} = \left| \frac{0,5-0,624}{0,5} \right| * 100 = 24,8 \%$$

$$Er_K = \left| \frac{1,41-1,4}{1,41} \right| * 100 = 0,709 \%$$

## 2. Simulaciones

### 2.1. Gráficos de la Rta. al Impulso, al Escalón y al Seno analíticas

A continuación en las figuras 7, 6 y 8 se muestran los gráficos de las ecuaciones correspondientes a la respuesta al Escalón 11, al Impulso 13 y al Seno 19, calculadas analíticamente,

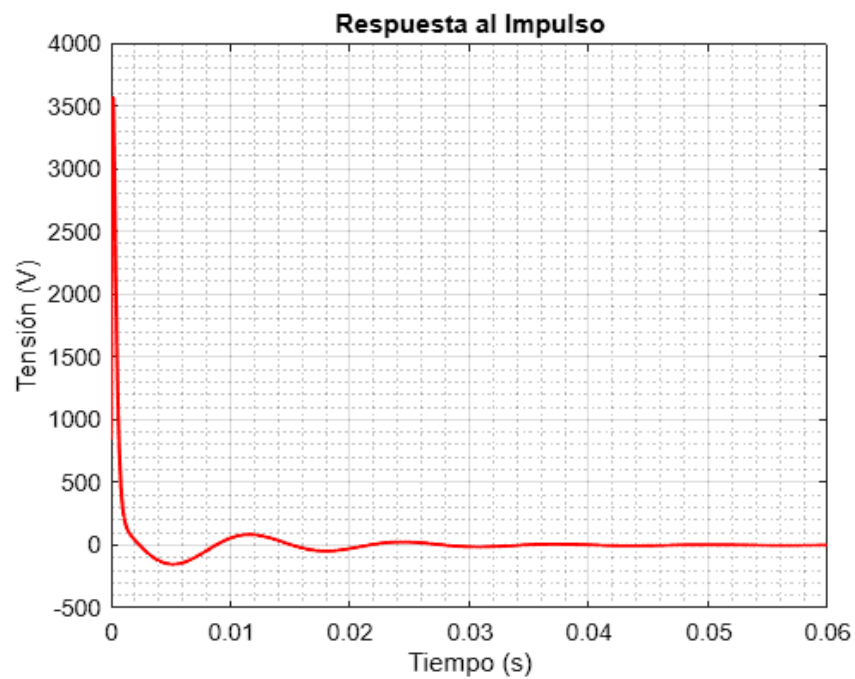


Figura 6: Gráfico de la Respuesta al Impulso.

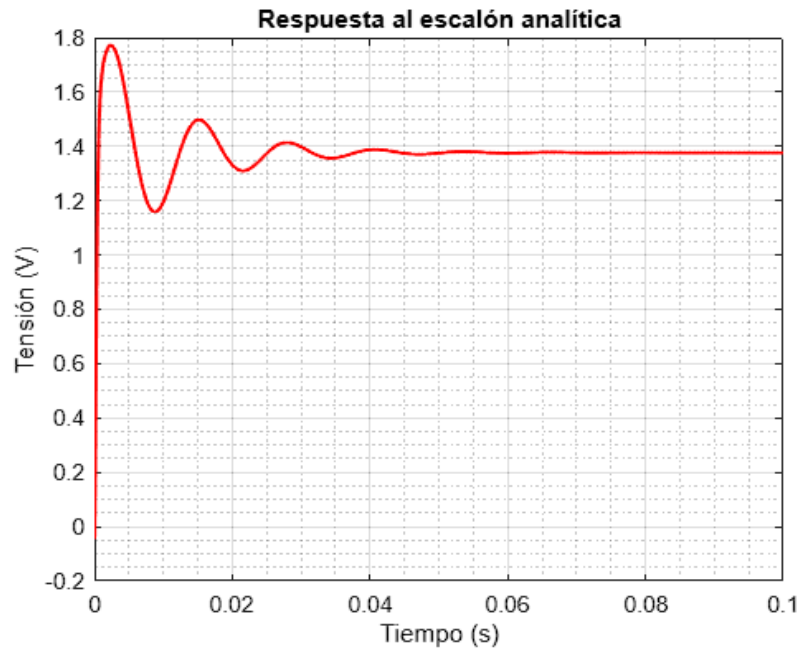


Figura 7: Gráfico de la Respuesta al Escalón.

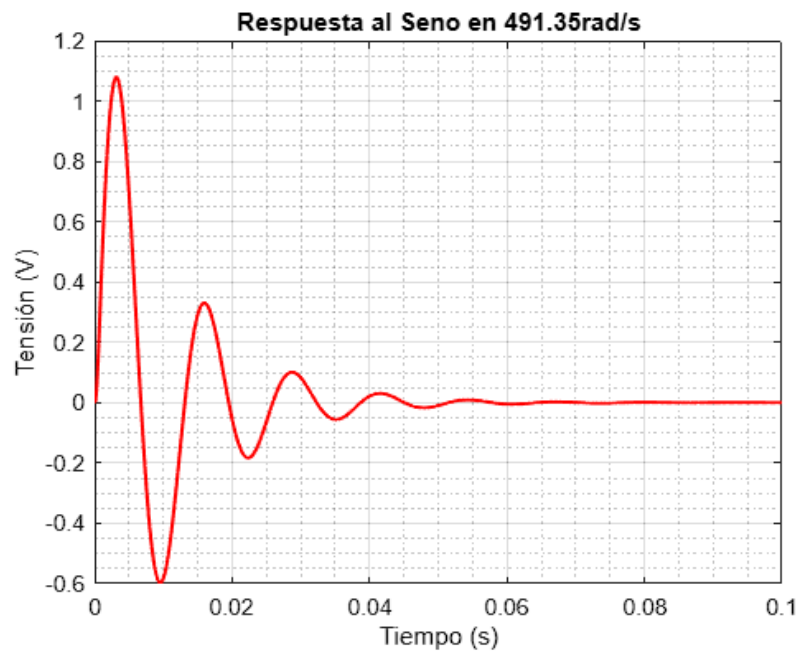


Figura 8: Gráfico de la Respuesta al Seno en la frecuencia 500rad/seg.

## 2.2. Graficos de las simulaciones en Matlab y LTspice

Diagramas de Bode de módulo y fase:

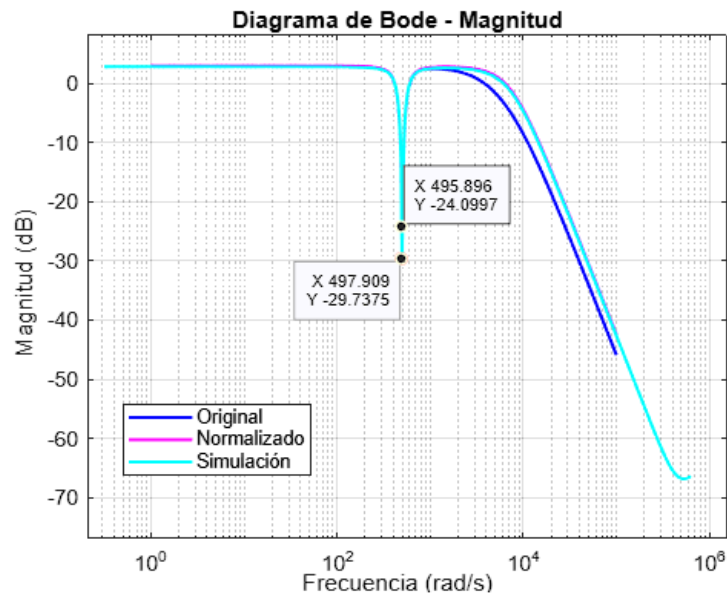


Figura 9: Diagrama de Bode - Modulo.

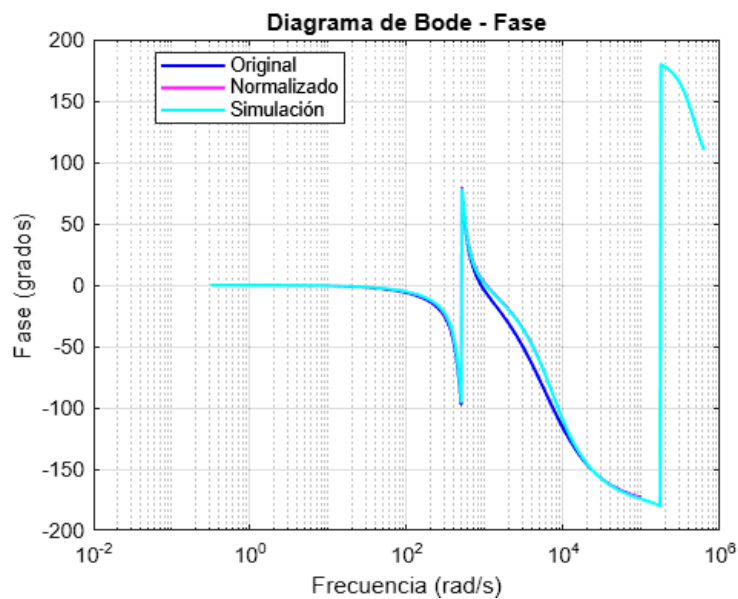


Figura 10: Diagrama de Bode -Fase.

Se observa en el gráfico 9 que el bode original, el normalizado y el de simulación muestran una buena concordancia en general, aunque con pequeñas diferencias en la atenuación alrededor de los 6k rad/s correspondiente al polo conjugado doble, debido a que la curva original muestra una pendiente más negativa, lo que se traduce en una caída de magnitud mas pronunciada que las curva normalizada y la de simulación, lo que puede indicar que el sistema teórico tiene una atenuación mayor a altas frecuencias de lo que predice el modelo real. La curva de simulación presenta una ligera mayor ganancia de aproximadamente 5dB en magnitud, con respecto al original en la frecuencia de 79.5Hz, esta diferencia se debe a que los valores normalizados puestos en la simulación.

Con respecto al gráfico de la fase, figura 10, se puede observar que los gráficos también son aproximados, y la asíntota en la frecuencia de 100KHz se debe a que el opamp LT081 superó su frecuencia máxima para el cual asegura su correcto funcionamiento.

### Respuesta al impulso:

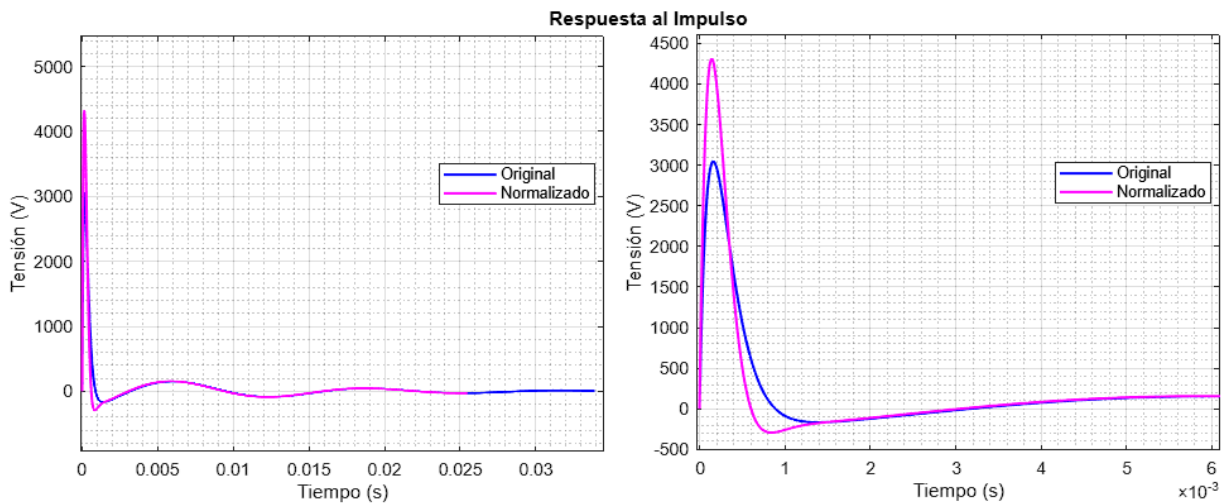


Figura 11: Respuesta al impulso.

En el gráfico de la figura 12 se observa que en un principio la curva original tiene una menor amplitud y una pendiente menos empinada que la normalizada, con lo cual decae mas lentamente, pero luego ambas curvas coinciden. Esto sugiere que el sistema normalizado tiene una respuesta más agresiva ante el impulso.

### Respuesta al escalón:

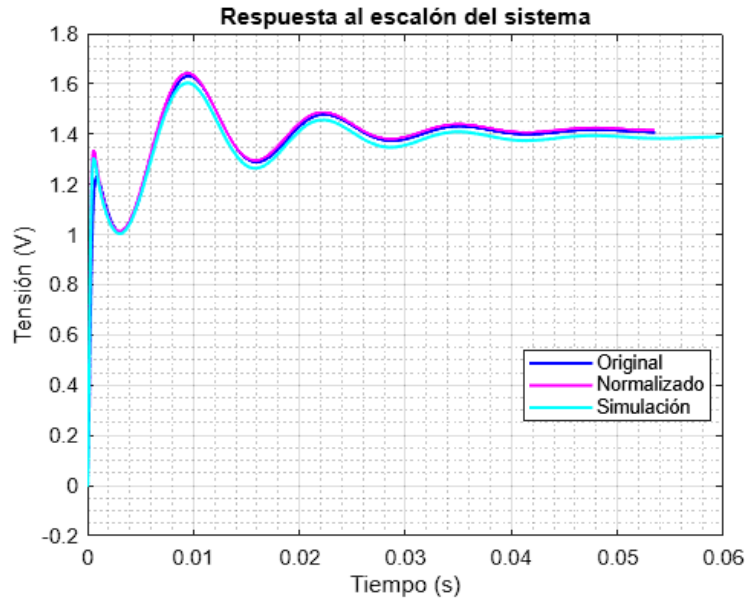


Figura 12: Respuesta al escalón.

El gráfico de la figura 12 muestra un sistema subamortiguado, cuyo estacionario tarda 5 tau, 0.05seg, donde el tau dominante es  $\alpha_1 = \frac{2500}{27}$ . Se observa que la curva original coincide con la normalizada. La diferencia entre éstas con la curva de simulación hecha en LTspice indica que el modelo real tiene un mayor amortiguamiento, por tener menos amplitud, que el diseño teórico.

Comparando los gráficos correspondientes a la respuesta al escalón de la transferencia de las figuras 7 y 12, el estacionario tiene un valor de aproximadamente 1.4V en ambos casos, por lo que la ganancia es correcta. Si bien las curvas son similares, hay una diferencia en las oscilaciones, esto puede deberse a errores numéricos o redondeo en el cálculo analítico con Laplace ya que asume simplificaciones, o en MATLAB podría estar incluyendo términos adicionales o simulando con mayor precisión numérica los transitorios. Pero en general, el comportamiento del sistema en ambos casos está alineado.

### Respuesta a señal senoidal:

Para la realización de los gráficos de la respuesta al seno correspondiente a las figuras 13, 14 y 15 se toma en cuenta la frecuencia donde de la atenuación abrupta en la señal, en  $f_0 = 79,5Hz$ .

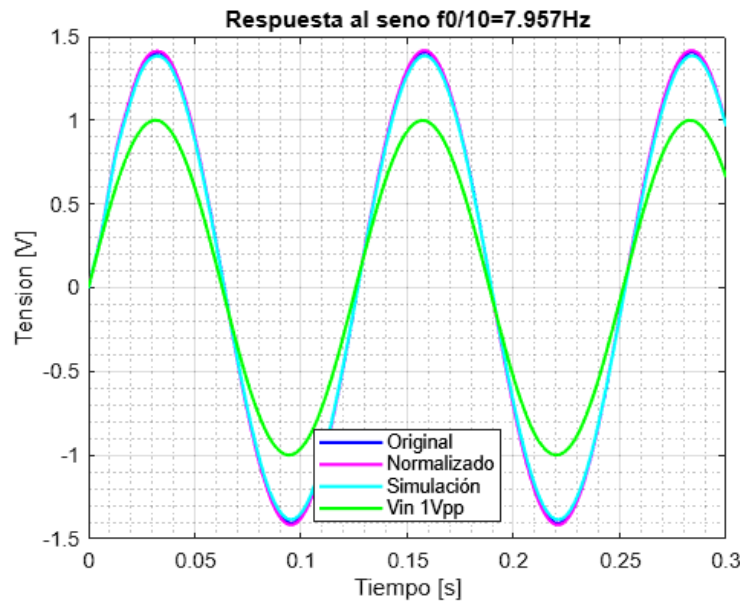


Figura 13: Respuesta al seno en 7.95HZ.

Amplificación: Analizando el gráfico de la figura 13 la entrada tiene una frecuencia  $f_0/10 = 7.95\text{Hz}$  que está alejada por una década de la frecuencia donde se produce atenuación, por lo que es esperable que su comportamiento sea similar a la salida y es lo que se puede ver en las curvas original y normalizada, lo que sugiere que el sistema tiene mayor ganancia a bajas frecuencias. La curva de simulación también coincide con esta observación, indicando que el modelo predice correctamente el comportamiento del sistema.

Desfasaje: Se observa que la salida prácticamente está en fase con la entrada indicando que a frecuencias más bajas, el sistema introduce muy poco retardo en la señal. Este comportamiento es correcto debido a que la frecuencia analizada está lejos por aproximadamente una década de la frecuencia atenuada y dos de la frecuencia de corte.



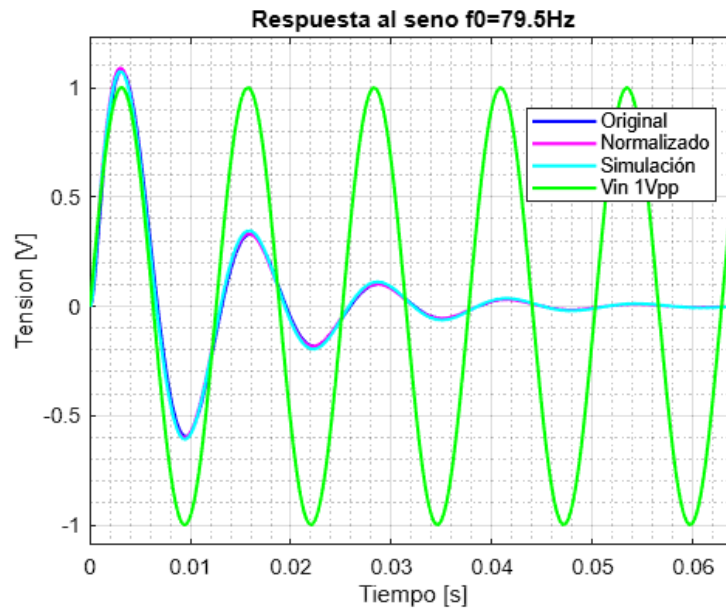


Figura 14: Respuesta al seno en 79.5HZ.

Amplificación: Del gráfico de la figura 14 se puede ver como la señal de salida de la curva original y la normalizada muestran una amplitud cada vez menor comparada con la señal Vin 1Vpp, hasta llegar a cero alrededor de los 0.05seg, coincidiendo con el seno calculado analíticamente y mostrado en la figura 8. La curva de simulación muestra un comportamiento similar, lo que indica que ésta predice correctamente la atenuación y es la respuesta esperada en la frecuencia  $f_0=79.5\text{Hz}$  analizada.

Desfasaje: La fase de la salida esta levemente retrasada con respecto a la entrada lo que indica un desfase negativo, a medida que la señal se va atenuando se hace mas evidente. Este comportamiento es de esperarse porque la frecuencia analizada es la región que presenta atenuación máxima debido al notch.

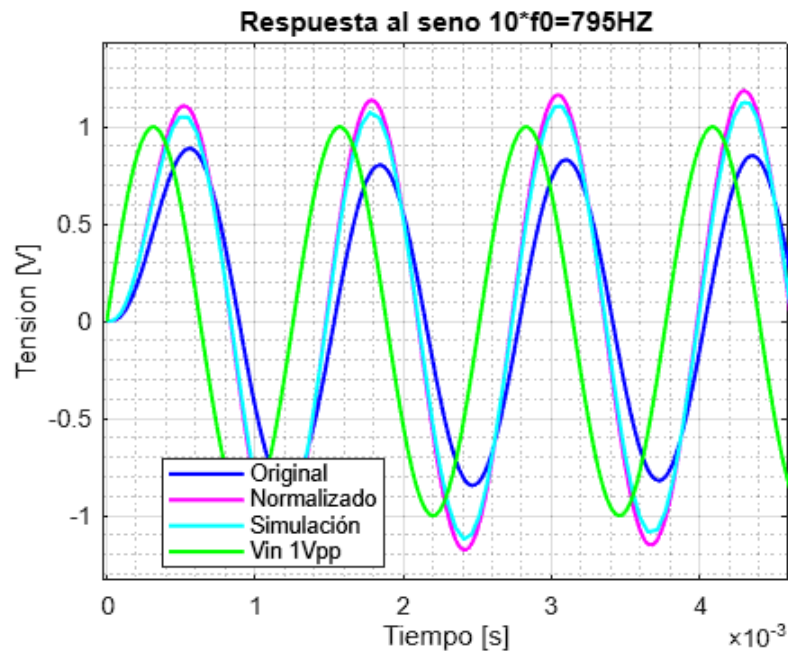


Figura 15: Respuesta al seno en 795HZ.

**Amplificación:** Analizando el gráfico de la figura 15 la curva original y la normalizada tienen mayor amplitud que la entrada, lo que sugiere una amplificación en el sistema. La original en cambio está más alineada en amplitud con la entrada, puede deberse a que la transferencia en este caso es ideal, no toma en cuenta los componentes calculados analíticamente.

**Desfasaje:** Las señales de salida no están alineadas con la entrada. Hay un evidente desplazamiento horizontal, lo que indica un desfase correspondiente a un retraso en la salida respecto a la entrada. Esto es de esperarse por tratarse de un pasa bajos cuya frecuencia analizada es próxima a la frecuencia de corte  $f_0=954.92\text{Hz}$ .

### Respuesta a señal cuadrada:

Nuevamente para los gráficos de la respuesta a la cuadrada correspondiente a las figuras 16, 17 y 18 se toma en cuenta la frecuencia de  $f_0=79.5\text{Hz}$  donde se produce la atenuación abrupta en la señal.

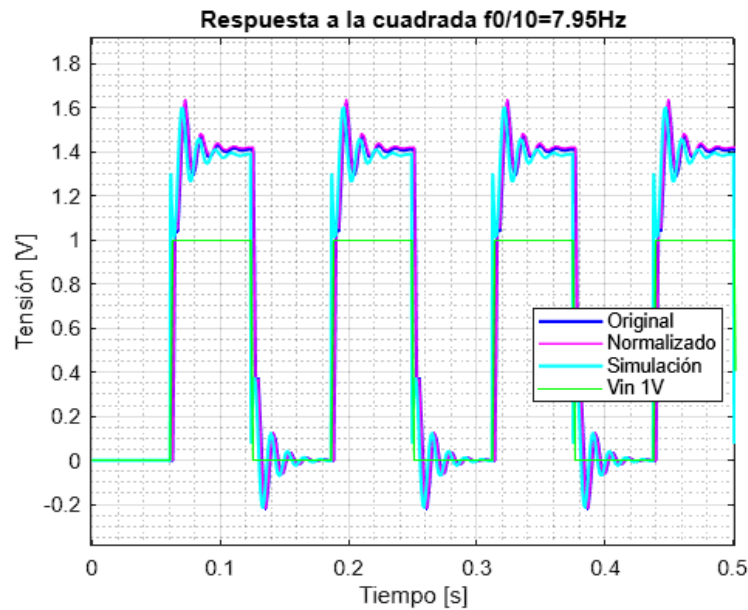


Figura 16: Respuesta a la cuadrada en 7.95Hz.

Amplificación: El gráfico de la figura 16 muestra la señal cuadrada que tiene una frecuencia  $f_0/10 = 7.95\text{Hz}$  que está alejado por una década de la frecuencia donde se produce atenuación, por lo tanto la señal de salida es la esperada, es un subamortiguado y condice la rta. al escalón del gráfico 12.

Desfasaje: El desfasaje es prácticamente nulo, esperado por estar analizando una frecuencia baja lejos de la frecuencia de corte y de atenuación..

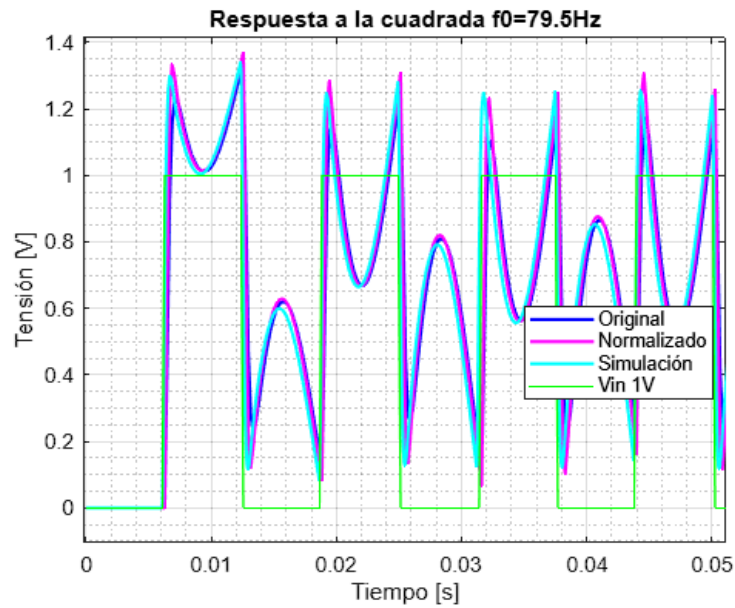


Figura 17: Respuesta a la cuadrada en 79.5Hz.

**Amplificación:** En el gráfico 17 vemos que la señal de salida atenúa cuando en la entrada se aplica 1V, este comportamiento es debido a que la frecuencia de  $f_0 = 79,5\text{Hz}$  es la estudiada donde se produce la atenuación de la señal, por lo que la respuesta mostrada es correcta.

**Desfasaje:** Existe un retraso leve en la parte inicial de cada transición, la salida contra la entrada. Este desfase negativo es correcto debido a la frecuencia que se analiza.

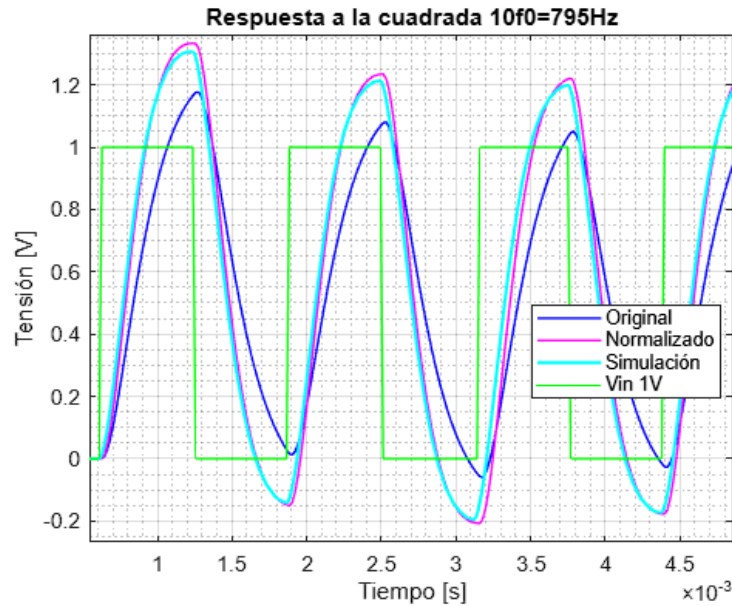


Figura 18: Respuesta a la cuadrada en 795Hz.

**Amplificación:** El gráfico 18 muestra que la amplitud de la tensión de salida es mayor que la tensión de entrada para la señal normalizada y de simulación, esto indica correctamente que el sistema introduce ganancia. Cabe destacar que la amplitud de la señal original en modulo es menor que las otras dos, esto puede deberse a la idealidad que presenta su transferencia.

**Desfasaje:** Dada la señal cuadrada que tiene una frecuencia  $10f_0 = 795\text{Hz}$  cercana a la frecuencia de corte de  $954.92\text{Hz}$ , se nota un retraso en la señal de salida, este desfase significativo es esperable por tratarse de un sistema pasa bajos con la frecuencia de corte cercana a la entrada.

### 3. Implementación del circuito

#### 3.1. Armado experimental del circuito

El armado experimental del circuito se realizó con el método de impresión de la placa. En la figura 19 se presenta el diagrama del mismo,

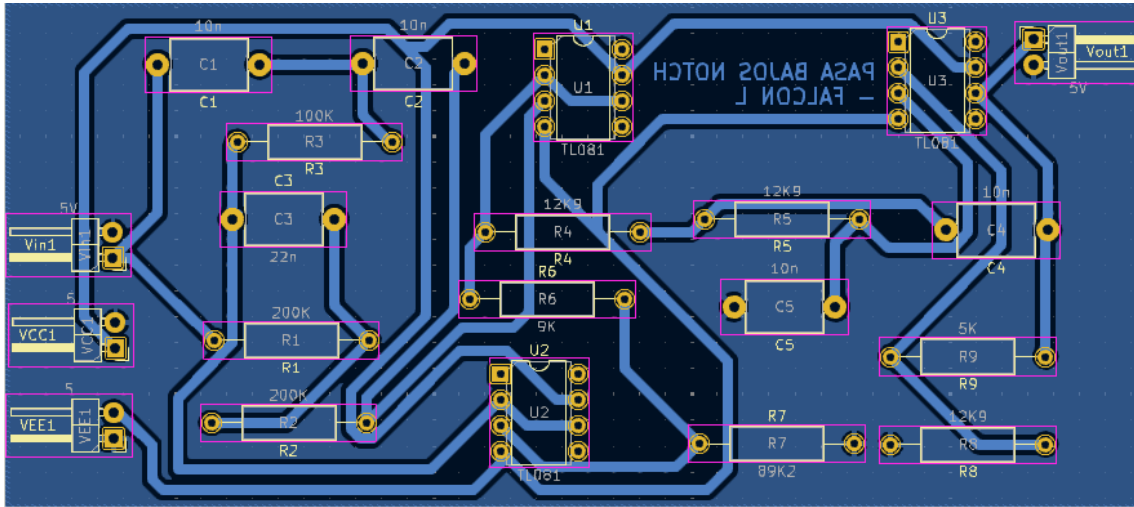


Figura 19: Diagrama del PCB.

En la figura 20 se muestra el montaje físico del circuito,

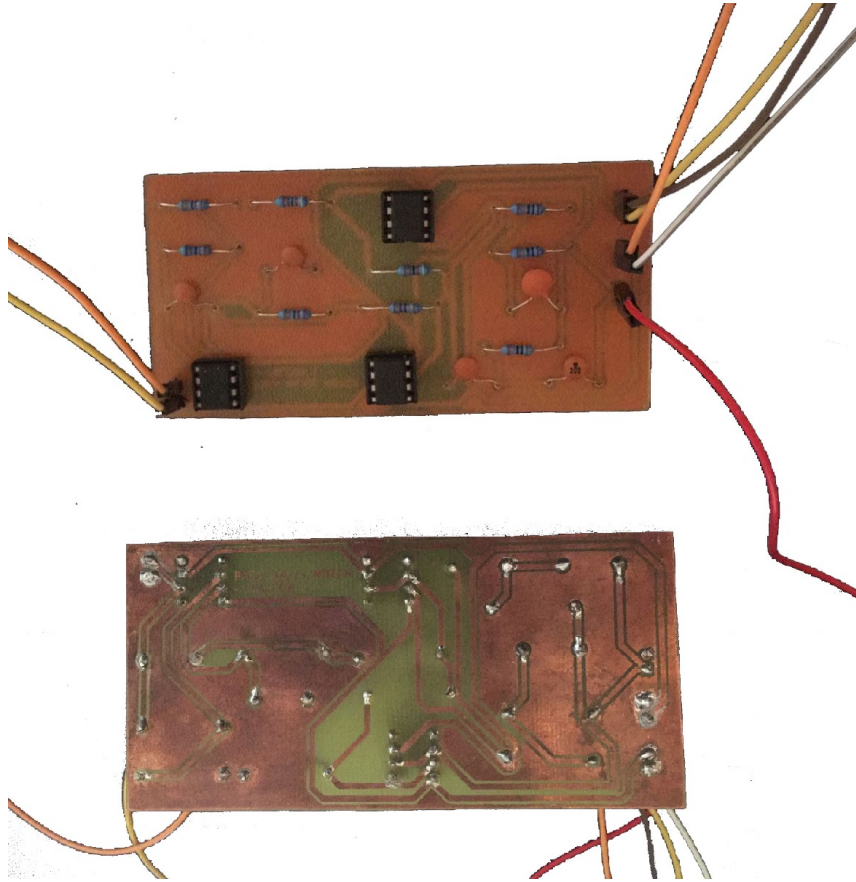


Figura 20: Montaje físico del circuito.

### 3.2. Medición

A continuación se muestra en la figura 21 el diagrama con los instrumentos y las conexiones para la medición y en la figura 22 el montaje en el laboratorio,

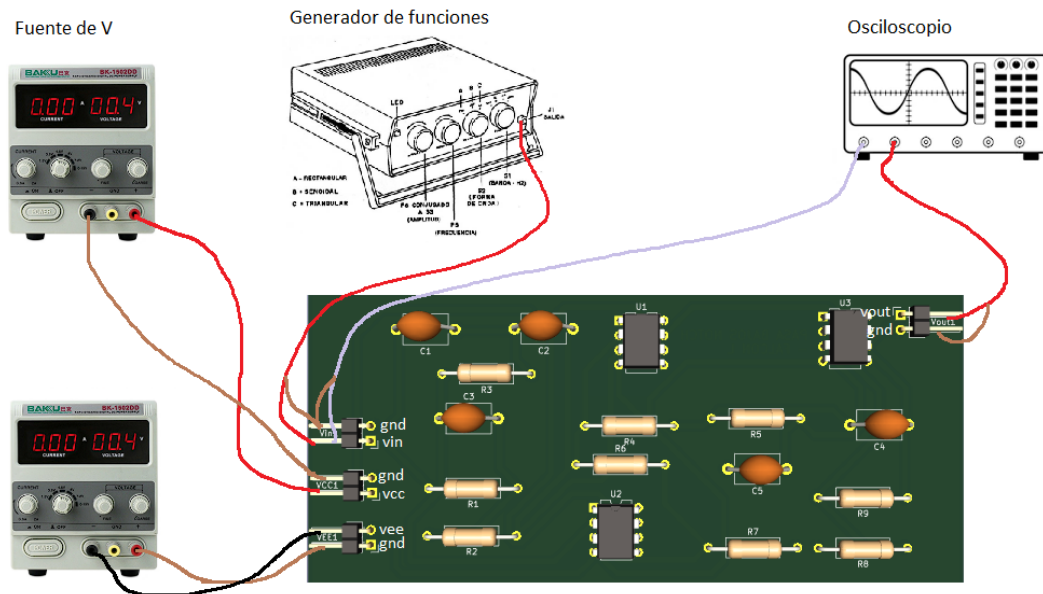


Figura 21: Diagrama de interconexión de los instrumentos.

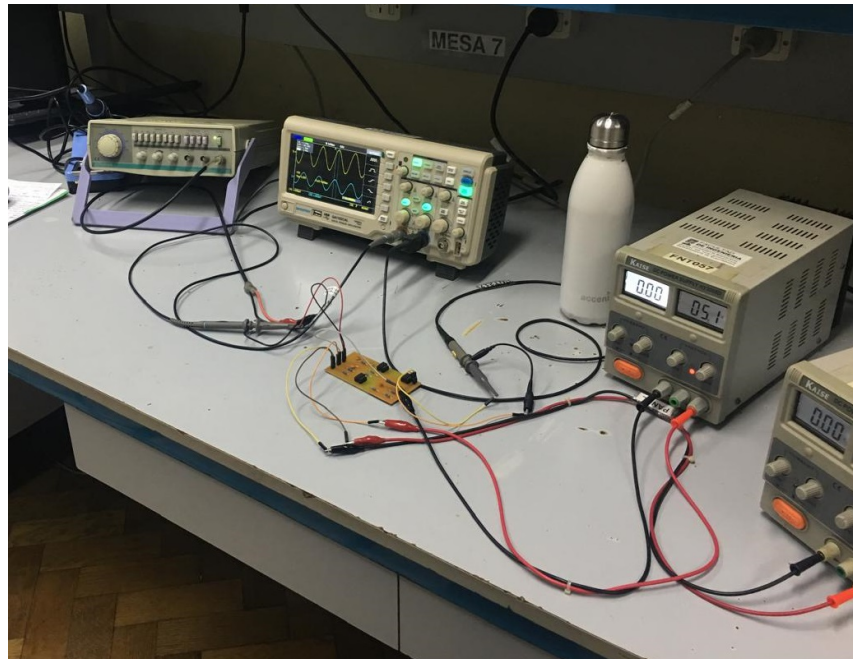


Figura 22: Montaje experimental en el laboratorio.

Para alimentar el circuito: se conectó la salida del generador de funciones a la entrada



del circuito. Para la conexión del osciloscopio, un canal (CH1) a la entrada del circuito y el otro (CH2) a la salida del circuito. Se aseguró que la tierra de los instrumentos esté conectada a la misma referencia en el circuito.

Para alimentar los operacionales: se conectaron dos fuentes de tensión, con 5V. El positivo de fuente 1 a la entrada VCC del circuito correspondiente a V+ de los opamps, y el negativo de la fuente 2 se conecto a VEE, es decir el V- de los opamps. Además, conectando el negativo de la fuente 1 y el positivo de la fuente 2 a tierra del circuito, se obtienen los 5V en la fuente 1 y los -5V en la fuente 2.

*Nota: en el armado experimental los voltajes reales medidos fueron, 5.119V y -5.130V.*

A continuación en la figura 23 se muestra dicha conexión,

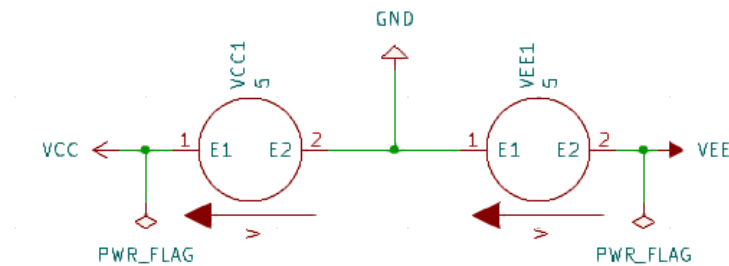


Figura 23: Conexión de las fuentes de tensión para los Opamps.

#### Verificación de la rta en frecuencia del circuito en módulo, $|H(f)|_{dB}$ :

La respuesta en frecuencia en módulo se expresa en términos de la magnitud en dB y representa cómo varía la amplitud de la señal de salida con respecto a la de entrada en función de la frecuencia. La formula que se usa es:

$$|H(s)|_{dB} = 20 \log\left(\frac{|V_{out}|}{|V_{in}|}\right) \quad (30)$$

Dicho valor muestra cuánto amplifica o atenúa el circuito en cada frecuencia.

#### Justificación del método propuesto para la medición de los diferentes parámetros:

Para la medición de la ganancia y la fase se configuró en el generador de funciones una señal senoidal de amplitud constante. Se comenzó con una frecuencia baja 10 Hz,

porque se espera que a los 79.5Hz se produzca atenuación en la señal, aumentándola hasta máximo 100kHz, que es máxima frecuencia que asegura el datasheet el correcto funcionamiento del opamp TL081. Para la obtención de la magnitud en dB se midió la amplitud  $V_{in}$ , CH1 del osciloscopio, la amplitud  $V_{out}$ , CH2 y se calculó la ganancia según la ecuación 30.

### Valores medidos gráficos comparativos con las simulaciones:

En la tabla 1 a continuación se muestran los valores de tensión de salida obtenidos del osciloscopio para las diferentes frecuencias, y la ganancia calculada,

Frecuencia[Hz]	Vout[V]	Ganancia[dB]
10	2.5	3.09
20	2.375	2.65
30	2.3	2.37
40	2	1.15
50	1.75	0
60	0.6	-9.29
65	0.5	-10.88
70	1.12	-3.87
75	1.5	-1.33
80	1.875	0.59
90	2	1.15
100	2.25	2.18
150	2.5	3.09
300	2.25	2.18
450	2.2	1.98
600	2	1.15
759	2	1.15
1K	1.5	-1.33
1K5	0.62	-9.01
3K	0.25	-16.90
4K5	0.125	-22.92
6K	0.09	-25.77
7K5	0.06	-29.29
10K	0.04	-32.81
15K	0.02	-38.84

Tabla 2: valores obtenidos de la simulación del circuito físico.

### Gráfico de Bode - Magnitud del circuito físico:

En el gráfico 24 se muestra la respuesta en frecuencia del circuito en módulo obtenida de las mediciones de la tabla 2. También se presenta la curva de la magnitud de la función transferencia de la simulación con los valores normalizados a modo de comparación.

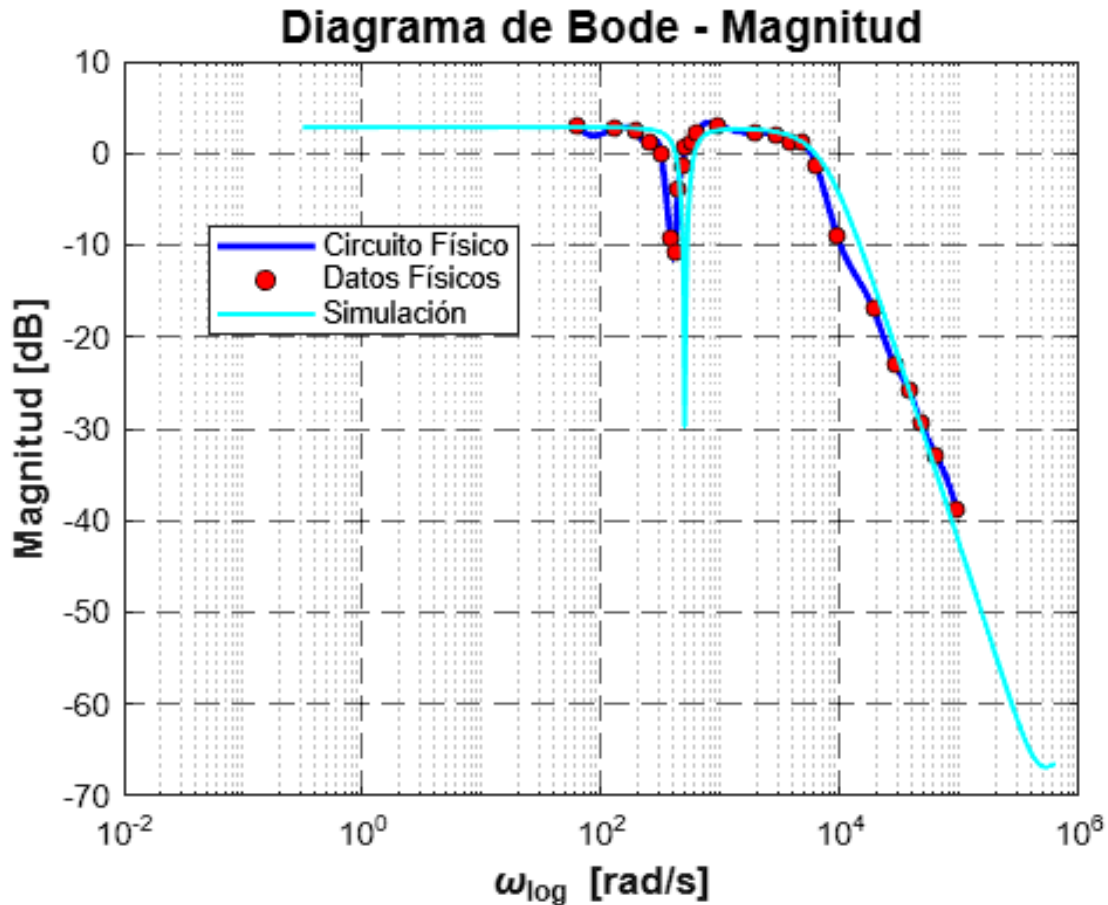


Figura 24: Gráfico de Bode - Magnitud del circuito físico.

Se puede ver que las curvas presentan la misma forma y aproximación con respecto a la ganancia, y ambos a los 6KHz comienzan a atenuar, coincidiendo con los cálculos teóricos presentados al inicio del tp.

Cabe mencionar que respecto a la frecuencia atenuada del notch del circuito para la curva física se presenta a los 408.40rad/s (65Hz) con magnitud -10.88dB y en la curva de simulación se presenta a los 500rad/s (79.5Hz) con magnitud -29dB.

Según la relación,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 10^{\frac{atenu[dB]}{20}} \quad (31)$$

Para la curva física: -10 dB → La señal se reduce a 0.316, aprox. al 31.6 % de su valor original.  $\Delta dB = 3dB - (-10dB) = 13dB$ .

Para la curva simulada: -29 dB → La señal se reduce a 0.035, aprox. al 3.5 % de su valor original.  $\Delta dB = 3dB - (-29dB) = 32dB$ .

Por lo tanto, la diferencia entre la reducción de la ganancia de ambas curvas, del 28.1 %, se debe a los componentes presentes en el circuito ya que para la simulación se usaron los valores normalizados de los teóricos calculados y dichos valores difieren a los físicos, lo que puede provocar pequeñas discrepancias en el rendimiento real del circuito. Aunque dicha diferencia es menor al 1 % en los resistores y 9.09 % para el capacitor de 20nF, afecta la forma en que se comporta el circuito, lo que se refleja en la obtención del voltaje de salida que es lo que hace la diferencia entre las magnitudes de la ganancias calculadas. Además hay que tener en cuenta a la tolerancia, si bien fueron elegidos al 1 %, al poder acumularse a lo largo del circuito esta pequeña variación puede causar diferencias notables al comportamiento del mismo.

También otro factor que podría haber influido en los resultados es la alimentación de las fuentes debido al cableado.

## 4. Bibliografía

- [1] Texas Instruments, Datasheet TL081. *TL08xx FET-Input Operational Amplifiers*, 2024. Disponible en: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl081.pdf>