



Universidad
Nacional
de Córdoba



FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS, FÍSICAS y NATURALES

Universidad Nacional de Córdoba

Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales

Síntesis de Redes Activas

TP N° 2

A.O Real

Grupo 3

Nombre	DNI
Cruz Enrique Luis	42072368
Galvagno Facundo	40815088
Yomaha Gastón	43298118
Vega Guadalupe	43233268
Zuñiga Guillermo Ruben	44229491

Docentes Ing. César Reale
 Ing. Pablo Ferreyra

Córdoba, República Argentina
17 de febrero de 2025

Índice

1. Introducción	2
2. Circuito: Amplificador sumador inversor	2
3. Analisis del circuito	3
3.1. $V_o = f(V_1, V_2)$	3
3.1.1. Ganancia del lazo: T	4
3.2. Errores DC	4
3.2.1. Error de corriente de offset: I_{os}	4
3.2.2. Tensión de Offset: V_{os}	5
3.2.3. $A_d < \infty$	6
3.2.4. $RRMC \leq \infty$	6
3.3. Errores AC	7
3.3.1. Ancho de banda de pequeña señal f_H	7
3.3.2. Ancho de banda a plena potencia $f_{HP}(10V_{pap})$	7
3.3.3. Error vectorial	7
3.3.4. Máxima excursión	8
3.4. Resumen	8
4. Caso 1.a, resistencia interna de la fuente 50 Ω	9
4.1. Errores en DC	9
4.2. Errores en AC	10
4.2.1. Ancho de banda:	10
4.2.2. Ancho de banda de potencia para 10 V_{pap} :	10
4.3. Ganancia normalizada y error vectorial:	11
4.4. Simulaciones	12
4.4.1. Simulación de salida en el tiempo	12
4.4.2. Simulación de barrido en frecuencia (bode)	12
4.4.3. Análisis en frecuencia	13
4.5. Implementación	13
5. Caso 1.b, resistencia interna de la fuente 100k Ω	17
5.1. Errores en DC	18
5.2. Errores en AC	19
5.2.1. Ancho de banda:	19
5.2.2. Ancho de banda de potencia para 10 V_{pap} :	19
5.3. Simulaciones	20
5.3.1. Simulación de salida en el tiempo	20
5.3.2. Simulación de barrido en frecuencia (bode)	20
5.3.3. Análisis en frecuencia	21
5.3.4. Simulación de entrada/salida	21
5.3.5. Simulación del Slew rate	22
5.4. Implementación	23

1. Introducción

El objetivo es introducirse en el diseño, armado, medición y análisis de circuitos amplificadores lineales, teniendo en cuenta las fuentes de error del amplificador operacional real, y como se relacionan con las condiciones de entorno del circuito.

Metodología

- Realizar una sintética introducción teórica. Amplificadores operacionales ideales y reales.
- Analizar los circuitos sumadores propuestos, diseñar los circuitos en función del amplificador indicado y las condiciones de entorno. Debe presentar el desarrollo numérico, todos los cálculos analíticos, las mediciones y la simulación en PSPICE.
- Analizar las condiciones de operación límite para el caso 1.A y 1.B en función de los errores del amplificador elegido y las condiciones de entorno.
- Armar el circuito y hacer las mediciones en laboratorio.
- Finalmente comparar los valores calculados, simulados y medidos, y extraer conclusiones cerca de las diferencias. Analizar las causas.

Para contar con más comodidad a la hora de realizar mediciones, se utilizó Kicad para diseñar un PCB. El PCB se fabricó a modo de prototipo rápido.

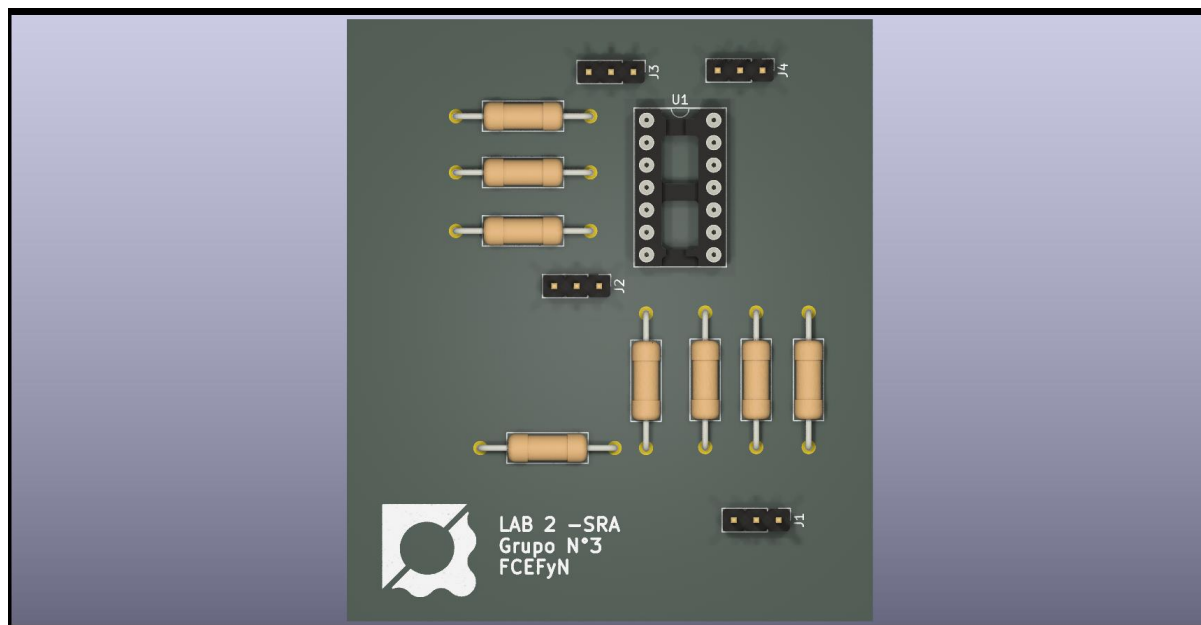


Figura 1: PCB utilizado para realizar mediciones

2. Circuito: Amplificador sumador inversor

El siguiente circuito es un un sumador. Debe ser diseñado para las condiciones de contorno especificadas más abajo.

- Tipo de amplificador operacional: LM324
- Alimentación: $V_{cc} = 10V$, $V_{ss} = -10V$
- Ganancia en banda media: $A = \frac{V_O}{V_1} = \frac{V_O}{V_2} = 30$
- Impedancia de entrada: Z_i del amplificador no puede alterar o cargar la fuente de señal, es decir, $R_i \ll Z_{i1}$ y Z_{i2} (al menos 10 veces)

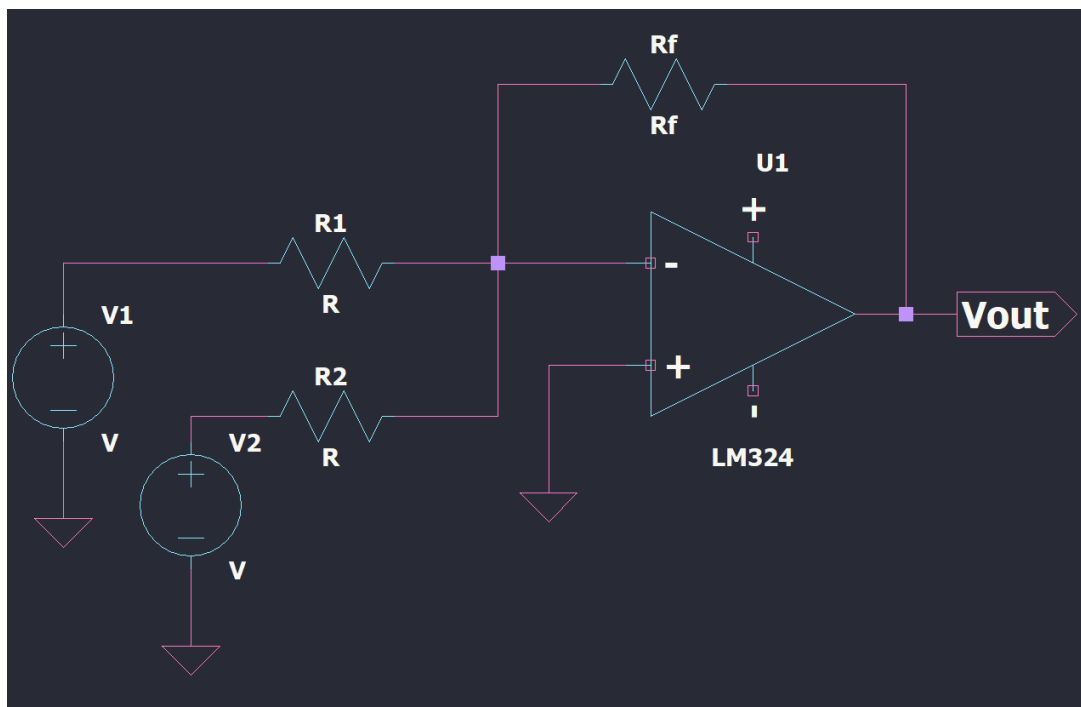


Figura 2: Esquemático del circuito N° 1

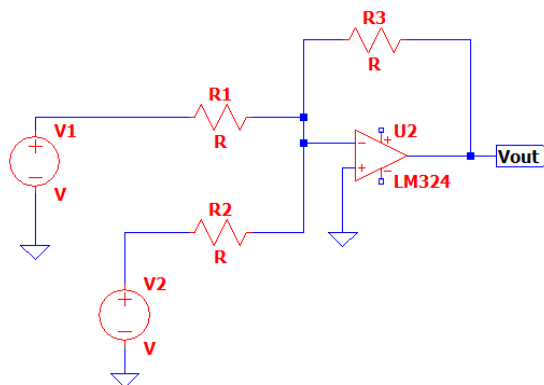


Figura 3: Esquemático del circuito N° 1

- Resistencias: Usar Resistencias $\leq 1M\Omega$
- Condiciones de las fuentes: Las fuentes V1 y V2 deben considerarse en las condiciones 1.A y 1.B

3. Análisis del circuito

3.1. $V_o = f(V_1, V_2)$

Este circuito tiene dos entradas, V1 y V2. La salida del circuito es la suma de las dos señales de entrada, amplificada. Para eso realizaremos el análisis haciendo uso del teorema de superposición nos permite calcular la respuesta de un circuito a dos o más señales de entrada, sumando las respuestas individuales a cada señal de entrada.

En este caso, podemos aplicar el teorema de superposición para calcular la salida del circuito como la suma de las salidas, considerando $V_2 = 0$ y luego considerando $V_1 = 0$. Para ambos casos podemos observar que tenemos un amplificador en configuración inversor. Por lo tanto considerando AO ideal:

Para el caso en el que pasivamos la fuente de tensión $V_2 = 0$ la tensión de salida es :

$$V_{01} = -\frac{R_f}{R} \cdot V_1$$

Luego el caso en el que pasivamos la fuente de tensión $V_1 = 0$ obtenemos una tensión de salida:

$$V_{02} = -\frac{R_f}{R} \cdot V_2$$

Aplicando el teorema, sumamos ambas salidas obtenemos:

$$V_0 = V_{01} + V_{02} = -\frac{R_f}{R} \cdot (V_1 + V_2)$$

3.1.1. Ganancia del lazo: T

Para calcular la ganancia T, primero pasivamos las fuentes de entrada y se abre el lazo, quedando así el siguiente circuito para analizar;

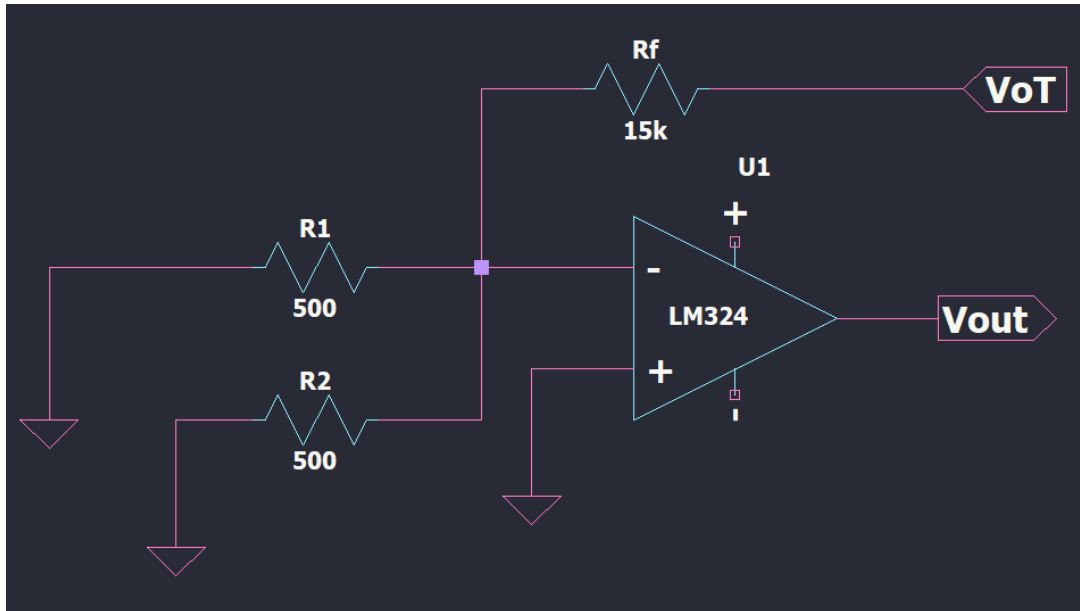


Figura 4: Circuito equivalente para el lazo

$$T = \left. \frac{V_o}{V_{oT}} \right|_{V_1=V_2=0} = \frac{V_o}{V^-} \cdot \frac{V^-}{V_2} = (-A_d) \frac{(R//R)}{(R//R) + R_f}$$

$$T(s) = -A_d(s) \cdot \frac{\frac{R \cdot R}{R+R}}{\frac{R \cdot R}{R+R} + R_f} = \dots = -A_d(s) \cdot \frac{R}{R + 2 \cdot R_f}$$

3.2. Errores DC

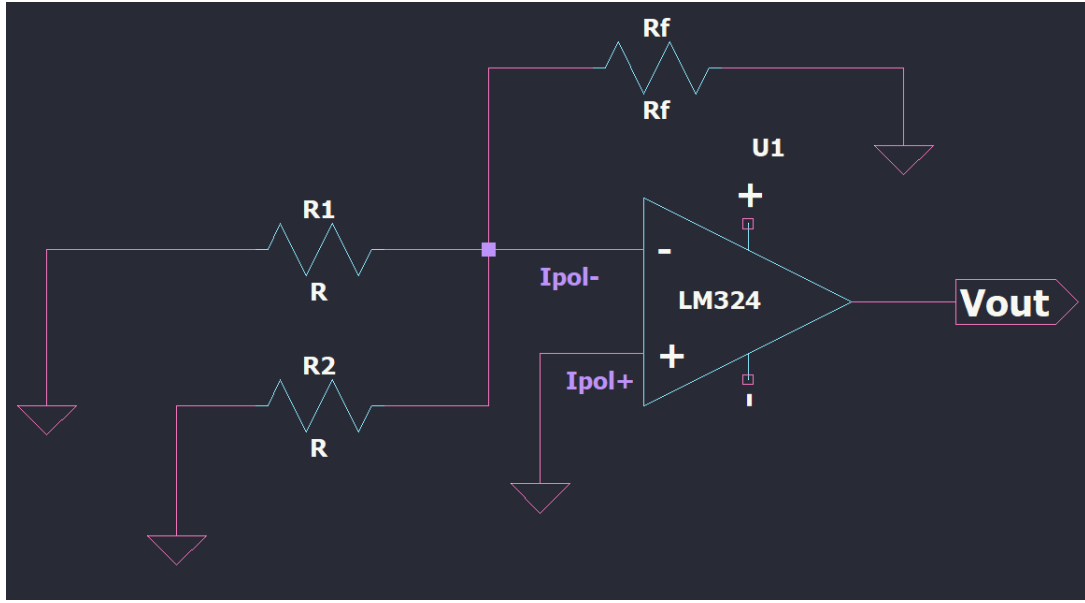
3.2.1. Error de corriente de offset: Ios

Para calcular las corrientes de offset, se pasivan las fuentes y el circuito queda de esta manera:

Calculamos por partes la ganancia entre la salida y las distintas corrientes de polarización. A continuación se tiene el error debido a la I_{pol}^+ .

$$\Delta V_o|_{I_{pol}^+} = I_{pol}^+ \cdot R^+ = 0$$

Debido a que no hay ninguna impedancia conectada a la entrada no inversora, el error debido a I_{pol}^+ es cero.


 Figura 5: Circuito equivalente para calcular el error debido a I_{pol}

Luego se tiene el error a lazo abierto debido a la I_{pol}^- .

$$\Delta V_o|_{I_{pol}^+} = I_{pol}^- \cdot (-A_d) \cdot (-R_f // R // R)$$

$$\Delta V_o|_{I_{pol}^+} = I_{pol}^- \cdot (-A_d) \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R}} = \dots = I_{pol}^- \cdot A_d \cdot \frac{R_f R}{(R + 2R_f)}$$

Luego si calculamos el error debido a la corriente de offset a lazo cerrado, obtenemos:

$$\Delta V_{oLA} = \Delta V_o|_{I_{pol}^+} - \Delta V_o|_{I_{pol}^-}$$

$$\Delta V_o = \frac{A_d \frac{R_f R}{(R + 2R_f)} I_{pol}^-}{1 - T} = \frac{A_d \frac{R_f R}{(R + 2R_f)} I_{pol}^-}{1 + A_d \frac{R}{2R_f + R}} = \dots = \frac{A_d \cdot I_{pol}^- \cdot R \cdot R_f}{A_d \cdot R + R + 2 \cdot R_f}$$

Luego tomando la ganancia ideal del AO ($A_d \rightarrow \infty$) se cancelan términos y el resultado es:

$$\Delta V_o = I_{pol}^- \cdot R_f$$

3.2.2. Tensión de Offset: Vos

Para el análisis de este error se utiliza el circuito de la figura 6.

Se calcula la ganancia de tensión a lazo abierto entre el error V_{os} y la salida.

$$A_{vos} = \left. \frac{V_o}{V_{os}} \right|_{LA} = \frac{V_o}{V^+} \cdot \frac{V^+}{V_{os}} = A_d$$

Luego si aplicamos black, para obtener el error, se tiene:

$$\Delta V_{os} = \frac{A_d \cdot V_{os}}{1 + A_d \frac{R}{2R_f + R}} = \dots = \frac{A_d \cdot V_{os} \cdot (R + 2 \cdot R_f)}{A_d \cdot R + R + 2 \cdot R_f}$$

Como se toma que el amplificador es ideal la ganancia es ideal ($A_d \rightarrow \infty$) es entonces que se tiene:

$$\Delta V_{os} = V_{os} \cdot \frac{R + 2 \cdot R_f}{R} = V_{os} \cdot (1 + 2 \cdot \frac{R_f}{R})$$

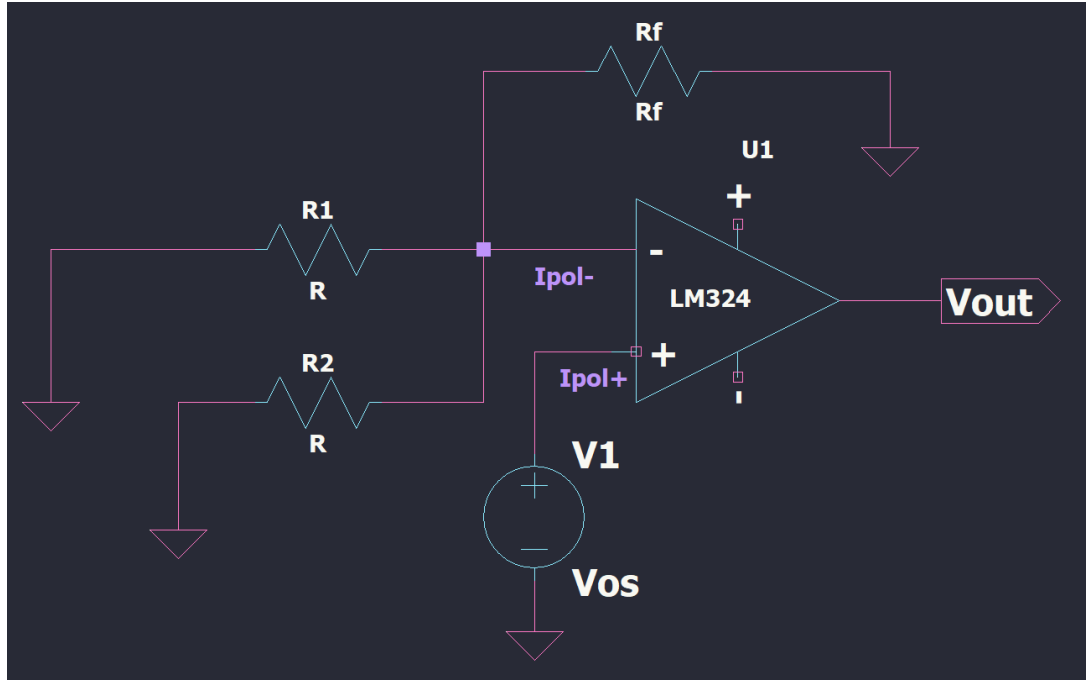


Figura 6: Circuito equivalente para calcular Vos

3.2.3. $A_d < \infty$

Debido a que en la realidad A_d es menor a infinito, debemos considerar el error que aporta.

$$A_v(s) = \left. \frac{V_0}{V_{1,2}} \right|_{V_{oT}=0} = -A_d(s) \cdot \frac{R_f}{R + R_f} = -A_d(s) \cdot (1 - K)$$

$$T(s) = \left. \frac{V_0}{V_{oT}} \right|_{V_{1,2}=0} = -A(s) \cdot \frac{R}{R + 2 \cdot R_f} = -A_d(s) \cdot K$$

$$A_{vf}(s) = \frac{A_d(s)}{1 + K A_d(s)} = \frac{\frac{1}{K}}{1 + \frac{1}{K \cdot A_d(s)}}$$

$$A_{vf}(s) = \frac{A_{vfi}}{1 - \frac{1}{T(s)}} \quad \text{con} \quad \epsilon_{G(A_d)} = \frac{1}{T}$$

Luego tenemos que:

$$\epsilon_{G(A_d)} = \frac{(V_{ideal} - V_{real})}{V_{oi}} = \frac{\Delta V_0}{V_{oi}} \rightarrow \Delta V_0 = \epsilon_{G(A_d)} \cdot V_{oi}$$

$$\Delta V_0 = \epsilon_{G(0)} \cdot V_{omax}$$

Si reemplazamos obtenemos que:

$$\Delta V_o = \frac{F.S}{|T_o|}$$

3.2.4. $RRMC \leq \infty$

Como la entrada no inversora del amplificador se encuentra directamente conectado a masa el error debido a la RRMC resulta despreciable:

$$\Delta V_{o(RRMC)} = 0[mV]$$

3.3. Errores AC

3.3.1. Ancho de banda de pequeña señal f_H

Ancho de banda de pequeña señal ($w_h = -3[dB]$)

Observando la hoja de datos del amplificador LM324, obtenemos que:

$$f_T = 1,2[MHz]$$

Luego, sabiendo que el ancho de banda en pequeña señal se puede calcular con la siguiente formula:

$$W_H = W_T K$$

De donde K es:

$$K = \frac{R}{R + 2R_f}$$

Por lo tanto, reemplazando en la fórmula general,

$$w_H = w_T \cdot \frac{R}{R + 2R_f}$$

3.3.2. Ancho de banda a plena potencia $f_{HP}(10V_{pap})$

Primero obtenemos el Slew Rate, que se refiere a la velocidad máxima a la que el amplificador operacional puede cambiar su salida cuando hay un cambio en la entrada. Se mide como voltaje relativo al tiempo, y la unidad típica utilizada en las hojas de datos es voltios por microsegundo (V/μs):

$$SR = 0,5[V/\mu S]$$

Luego, se utiliza la siguiente fórmula para conocer el valor de f_{HP} , despejando de la misma ω_{HP} .

$$SR = \omega_{HP} \hat{V}_o = 2\pi \cdot f_1 \cdot \hat{V}_o$$

Es entonces que reemplazando se tiene:

$$f_{HP} = \frac{SR}{2\pi \hat{V}_o} = \frac{0,5[V/\mu S]}{2\pi 10[V]}$$

$$f_{HP} = 7,957[kHz]$$

3.3.3. Error vectorial

Primero obtenemos la ganancia normalizada, que se calcula dividiendo la ganancia a lazo cerrado sobre la ganancia a lazo cerrado ideal (sin variación con la frecuencia):

$$a_{vf} = \frac{A_{vf}}{A_{vfi}} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_h}}$$

Luego expresamos su modulo y su fase:

$$|avf| = \frac{1}{\sqrt{\omega_s^2 + 1}}$$

$$\phi = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)$$

Con estas definiciones, obtenemos el error vectorial:

$$\varepsilon_v = \frac{a_{vf}}{1} 1$$

Y expresamos en términos de modulo y fase:

$$|\varepsilon_v| = 1 - \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)^2 + 1}}$$

$$\phi_v = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_h}\right) + \frac{\pi}{2}$$

3.3.4. Máxima excursión

El valor máximo de excursión se obtiene dividiendo el fondo de escala sobre la ganancia media:

$$V_{max} = \frac{FS}{Avf_m} = \pm 0,33[V]$$

3.4. Resumen

$$V_0 = V_{01} + V_{02} = -\frac{R_f}{R} \cdot (V_1 + V_2)$$

$$T(s) = -A_d(s) \cdot \frac{R}{R + 2 \cdot R_f}$$

Errores DC

$$\Delta V_{ios} = I_{pol}^- \cdot R_f$$

$$\Delta V_{os} = V_{os} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{R_f}{R}\right)$$

$$\Delta V_{o(Ad)} = \frac{F.S}{|T_o|}$$

$$\Delta V_{o(RRMC)} = 0[mV]$$

Ancho de banda:

$$w_H = w_T \frac{R}{R + 2R_f}$$

$$f_{Hp} = 7,957[kHz]$$

4. Caso 1.a, resistencia interna de la fuente 50 Ω

Para este caso, las especificaciones indican que la resistencia interna de la fuente de señal es igual a 50 Ω . Por lo tanto, para no cargar la fuente de señal, la impedancia debe ser mucho mayor a este valor, tomamos como criterio que sea 10 veces mas grande.

Luego, los requerimientos de diseño indican que debe tener una ganancia de -30 veces. ganancia vo a cada fuente de señal debe ser -30,

$$\text{Si: } R_i = 50\Omega \implies R = 10R_i = 500\Omega$$

$$\text{Si : } A_{vm} = -\frac{R_f}{R} = -30$$

$$\text{Entonces : } R_f = 15k\Omega$$

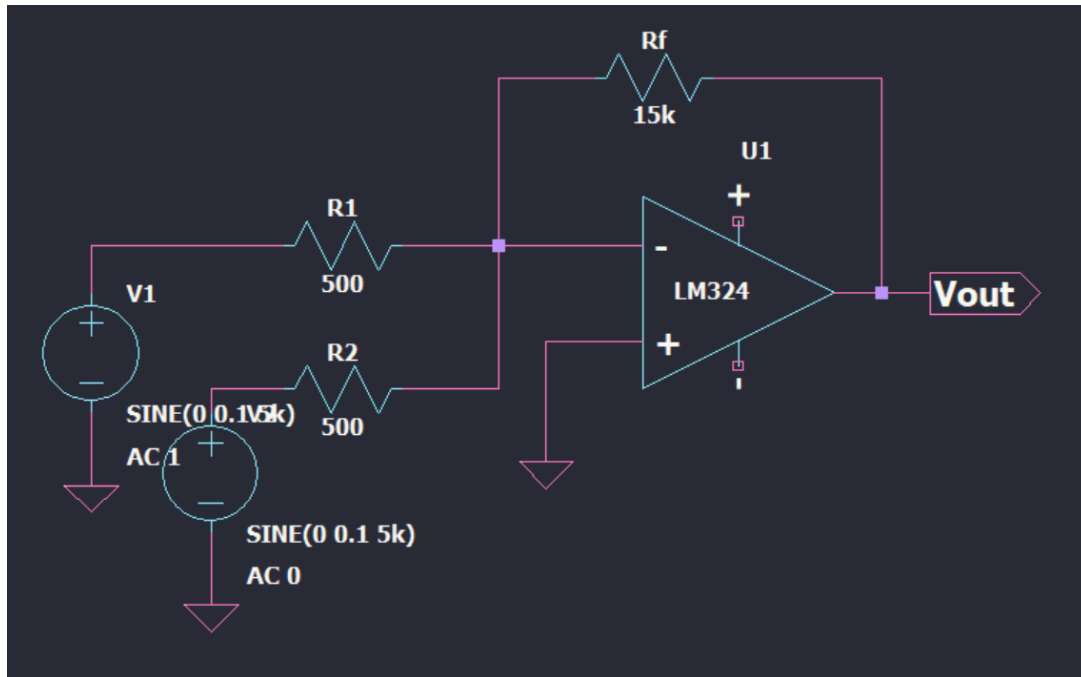


Figura 7: Esquemático para el caso 1a

$$R = 500\Omega, \quad R_f = 15k\Omega$$

De esta manera nuestro diseño cumple con las especificaciones de ganancia, impedancia de entrada y valor máximo de resistencias.

4.1. Errores en DC.

En primer lugar, obtenemos todos los datos necesarios de la hoja de datos:

Luego, si reemplazamos por los valores típicos, en las expresiones tenemos que:

$$V_0 = -30 \cdot (V_1 + V_2)$$

$$T = -Ad \cdot \frac{R}{R + 2 \cdot R_f} = 100k \cdot \frac{500}{30500} = 1639,3$$

Reemplazando según los datos:

$$\Delta V_{ios} = I_{pol}^- \cdot R_f = 20nA \cdot 15k\Omega = 300\mu V$$

5.7 Electrical Characteristics for LM324, LM324K, LM224, LM224K, and LM124

at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	T_A ⁽²⁾	LM124, LM224, LM224K			LM324, LM324K			UNIT
			MIN	TYP ⁽³⁾	MAX	MIN	TYP ⁽³⁾	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$, $V_{IC} = V_{ICRmin}$, $V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		3	5		3	7	mV
		Full range			7			9	
I_{IO} Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		2	30		2	50	nA
		Full range			100			150	
I_{IB} Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		-20	-150		-20	-250	nA
		Full range			-300			-500	
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$	25°C	0 to $V_{CC} - 1.5$			0 to $V_{CC} - 1.5$			V
		Full range	0 to $V_{CC} - 2$			0 to $V_{CC} - 2$			
V_{OH} High-level output voltage	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	25°C	$V_{CC} - 1.5$			$V_{CC} - 1.5$			V
	$V_{CC} = \text{MAX}$								
	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	Full range	26			26			
	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	Full range	27 28			27 28			
V_{OL} Low-level output voltage	$R_L \leq 10\text{ k}\Omega$	Full range	5 20			5 20			mV

Figura 8: Características eléctricas del LM324

$$\Delta V_{os} = V_{os} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{R_f}{R}\right) = 3\text{mV} \cdot 61 = 183\text{mV}$$

$$\Delta V_{o(Ad)} = \frac{F.S}{|T_o|} = \frac{10V}{1639,39} = 6,1\text{mV}$$

$$\Delta V_{o(RRMC)} = 0[\text{mV}]$$

El error total DC es igual a:

$$\Delta V_O = \Delta V_{ios} + \Delta V_{os} + \Delta V_{o(Ad)} + \Delta V_{o(RRMC)} = 190[\text{mV}]$$

4.2. Errores en AC

4.2.1. Ancho de banda:

Primero obtenemos los valores correspondiente a nuestro amplificador de la hoja de datos:

5.10 Operating Conditions

$V_{CC} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 1\text{ M}\Omega$, $C_L = 30\text{ pF}$, $V_I = \pm 10\text{ V}$ (see Figure 6-1)	0.5	V/ μs
B_1 Unity-gain bandwidth	$R_L = 1\text{ M}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$ (see Figure 6-1)	1.2	MHz
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 100\text{ }\Omega$, $V_I = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ kHz}$ (see Figure 6-2)	35	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Figura 9: Slew Rate y Producto de ganancia por ancho de banda del LM324

$$f_H = f_T \frac{R}{R + 2R_f} = 1,2[\text{MHz}] \cdot \frac{500}{30500} = 19,67[\text{kHz}]$$

4.2.2. Ancho de banda de potencia para 10 V_{pap} :

$$f_{Hp} = 7,957[\text{kHz}]$$

4.3. Ganancia normalizada y error vectorial:

Se analizaron y tabularon los valores de modulo y fase tanto para la ganancia normalizada como para el error vectorial.

ω_h	avf		Error Vectorial	
	Mod	Fase (°)	Mod	Fase (°)
(10 %)	0.99504	-5.71059	0.00496	84.28954
(20 %)	0.98058	-11.30993	0.01942	78.69
(30 %)	0.95783	-16.69924	0.04217	73.3007
(40 %)	0.92848	-21.80141	0.07152	68.19859
(50 %)	0.89443	-26.56505	0.10557	63.43502
(60 %)	0.85749	-30.96376	0.14251	59.03642
(70 %)	0.81923	-34.99202	0.18077	55.00795
(80 %)	0.78087	-38.65981	0.21913	51.34045
(90 %)	0.74329	-41.98721	0.25671	48.01271
(100 %)	0.70711	-45.0	0.29289	45.000

Tabla 1: Ganancia normalizada y error vectorial

En la siguiente gráfica podemos observar en color rojo al modulo del error vectorial, y luego en azul podemos observar a la fase del error. El modulo del error aumenta a medida que aumenta la frecuencia, y la fase disminuye.

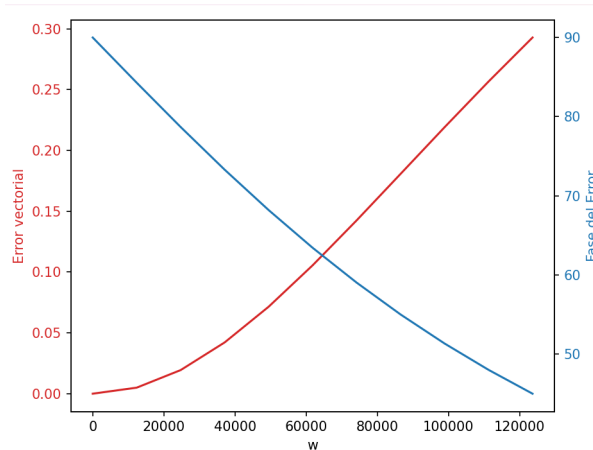


Figura 10: Gráfica error vectorial

4.4. Simulaciones

4.4.1. Simulación de salida en el tiempo

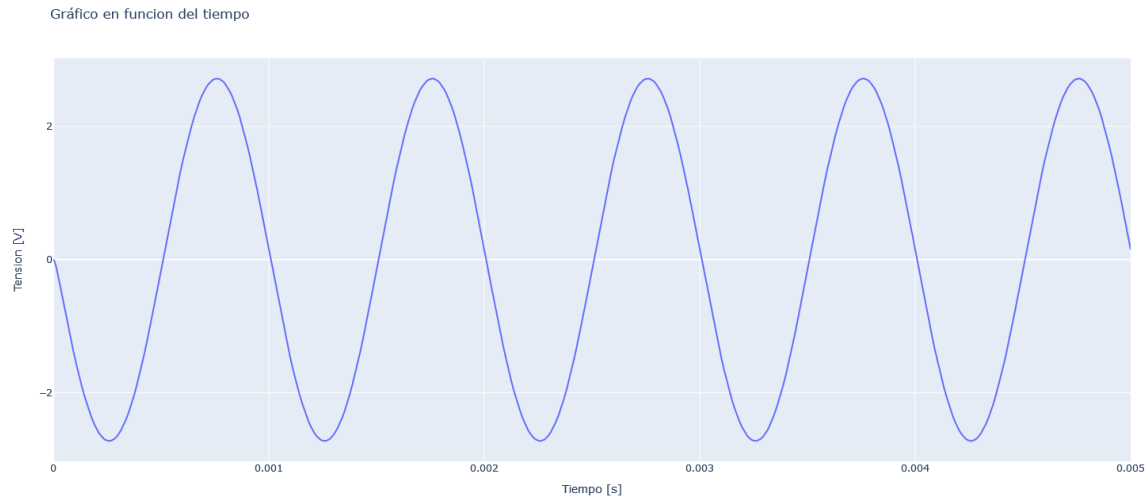


Figura 11: Gráfico de voltaje de salida en el tiempo

En esta simulación se puede observar que con una entrada de 100 [mV] a 1 [kHz] obtenemos aproximadamente 2.73[V] de salida (no es 3 debido a la ganancia no infinita y a la resistencia en serie de la fuente).

4.4.2. Simulación de barrido en frecuencia (bode)

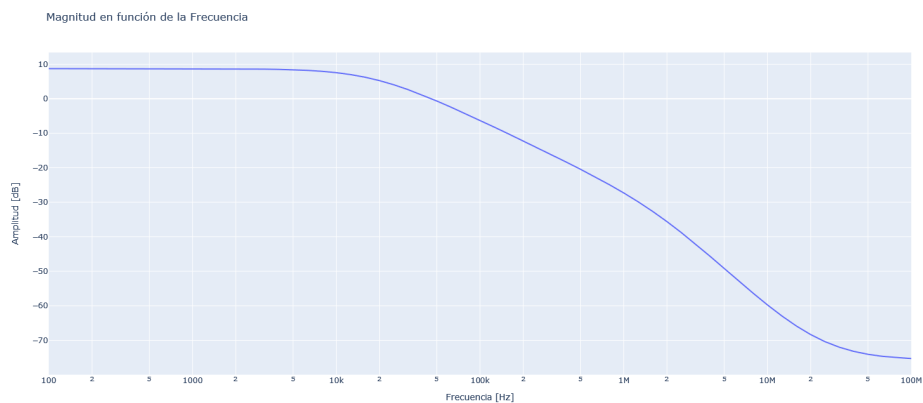


Figura 12: Gráfico de barrido en frecuencia (amplitud)

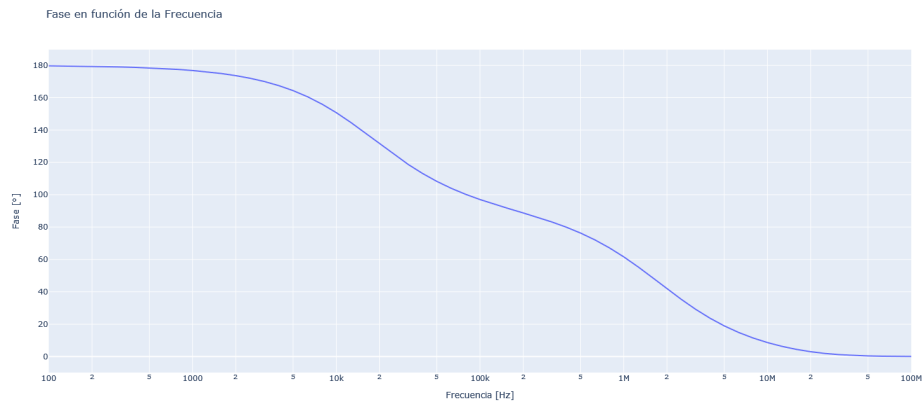


Figura 13: Gráfico de barrido en frecuencia (fase)

4.4.3. Análisis en frecuencia

Se pueden observar las armónicas de la señal de salida, frente a una señal de entrada de 320 [mV] de amplitud (para que apenas sature la salida) y 1 [kHz].

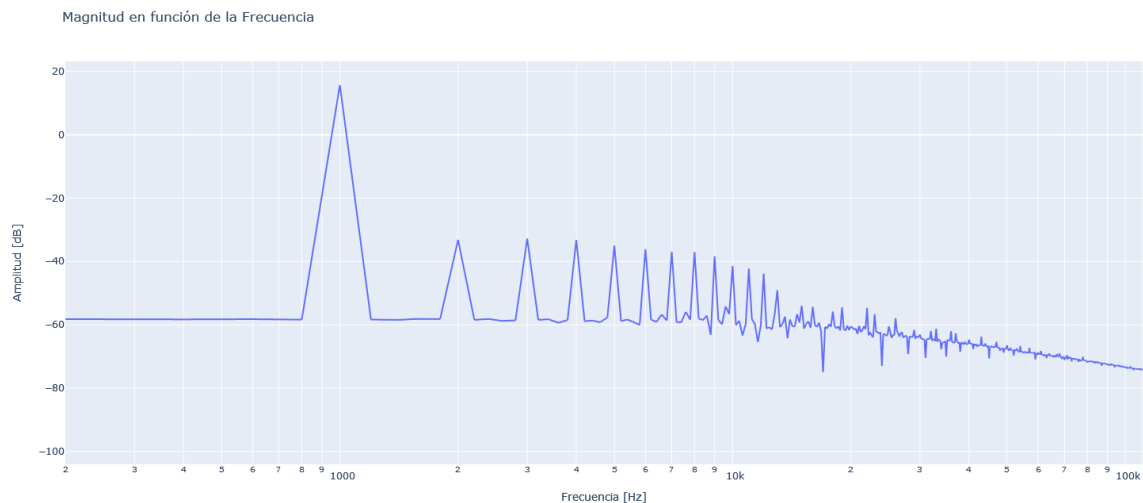


Figura 14: Gráfico de la transformada de fourier

4.5. Implementación

Se realizan las mediciones del circuito para el caso de impedancia de entrada 10 veces mayor que la impedancia de la fuente ($Z_{fte} = 50\Omega$).

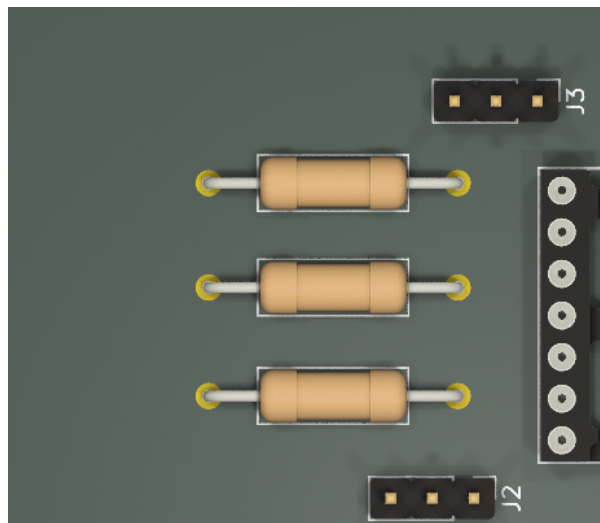


Figura 15: Entrada para circuito implementado con impedancia de fuente baja

Se mide el circuito sumando dos señales de 100mV entre sí

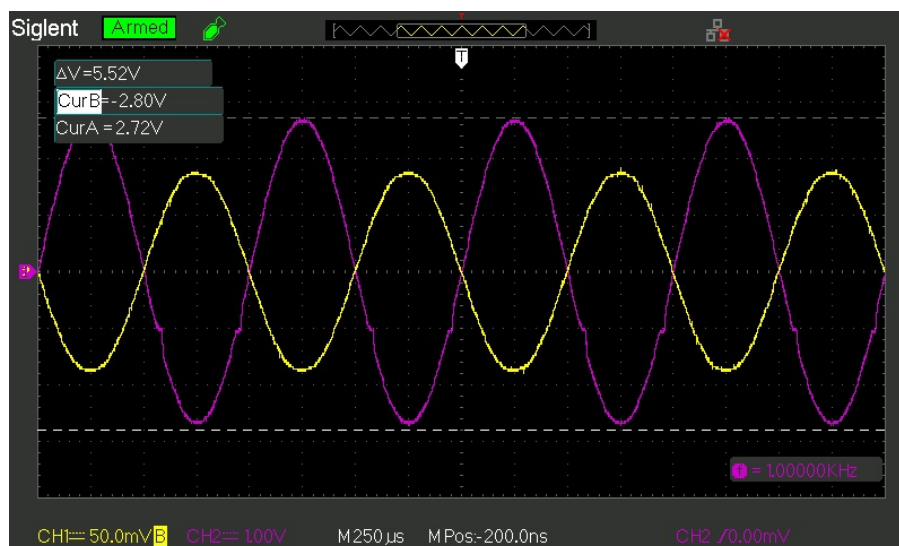


Figura 16: En amarillo, señal de entrada que se aplico al circuito en cada una de las entradas del sumador. En rosa, la salida del OPAMP

Con el propósito de medir el Slew Rate, se inyecta una entrada en escalón de 1V al sistema.

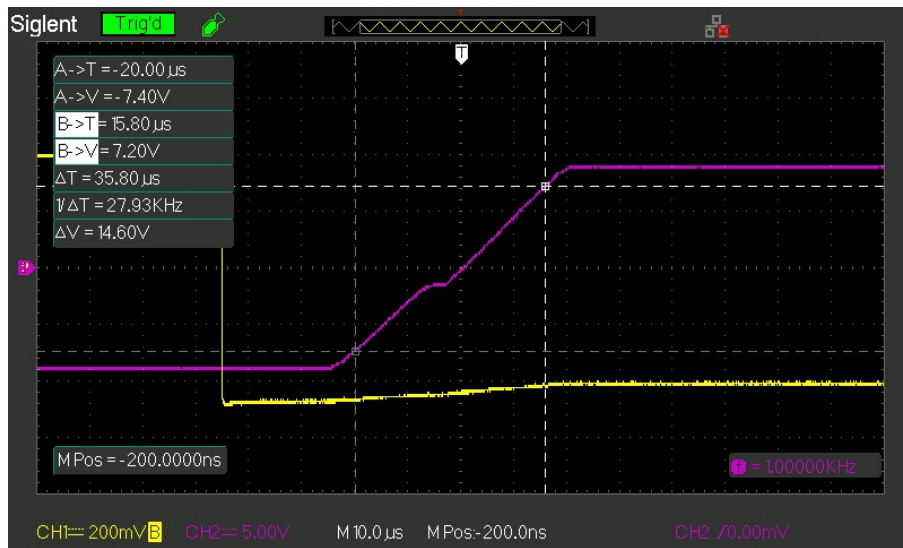


Figura 17: Medición del Slew Rate

Con ayuda de los cursores se determina

$$A_{out90\%} = 7,2V$$

$$A_{out10\%} = -7,4V$$

El tiempo medido es: $35,8\mu s$. Se calcula entonces el Slew Rate.

$$SR = \frac{9V}{39,6\mu s} = 0,407 \frac{V}{\mu s}$$

Comparando con el valor de la hoja de datos, se tiene un valor aproximado ya que el mismo es $SR = 0,5 \frac{V}{\mu s}$.

Luego se mide el ancho de banda. Se tiene una caída de $-3 dB$ a la frecuencia $f_{-3 dB} = 24KHz$.

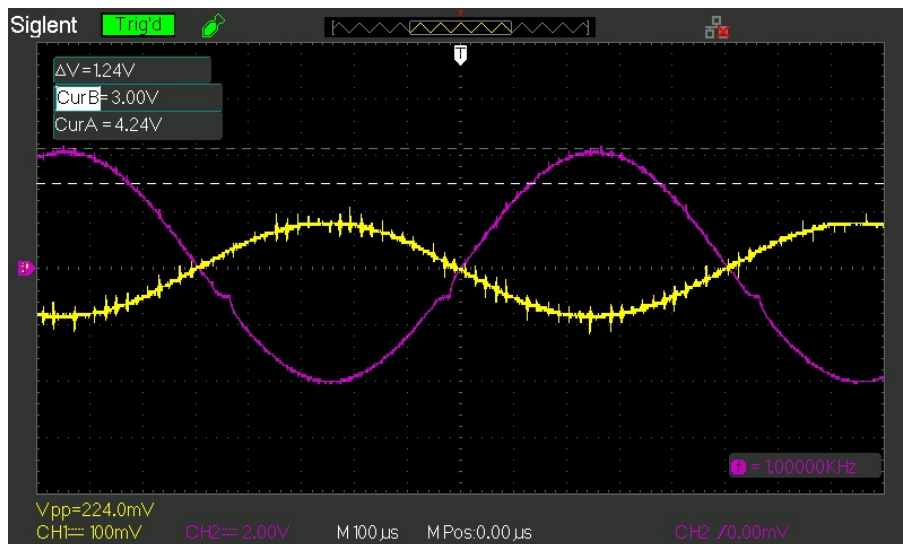


Figura 18: Salida en banda de paso (1KHz)

5. Caso 1.b, resistencia interna de la fuente $100k\ \Omega$

Para este caso, las especificaciones indican que la resistencia interna de la fuente de señal es igual a $100k\ \Omega$. Por lo tanto, para no cargar la fuente de señal, la impedancia debe ser mucho mayor a este valor, tomamos como criterio que sea 10 veces mas grande.

Luego, los requerimientos de diseño indican que debe tener una ganancia de -30 veces. ganancia v_o a cada fuente de señal debe ser -30,

$$\text{Si: } R_i = 100k\Omega \implies R = 10 \cdot R_i = 1M\Omega$$

$$\text{Cumpliendo la condición de : } A_{vm} = -\frac{R_f}{R} = -30$$

$$\text{Obtenemos : } R_f = 30M\Omega$$

Pero esto no cumple con el requerimiento de valor de impedancias menor a $1M\Omega$

Por lo tanto debemos buscar una manera de obtener una impedancia de realimentación equivalente a $30M\ \Omega$ pero solo con resistores menores a $1M\Omega$.

Hay una forma, desviando utilizando un cuadripolo en "T" como realimentación y obtener el mismo resultado:

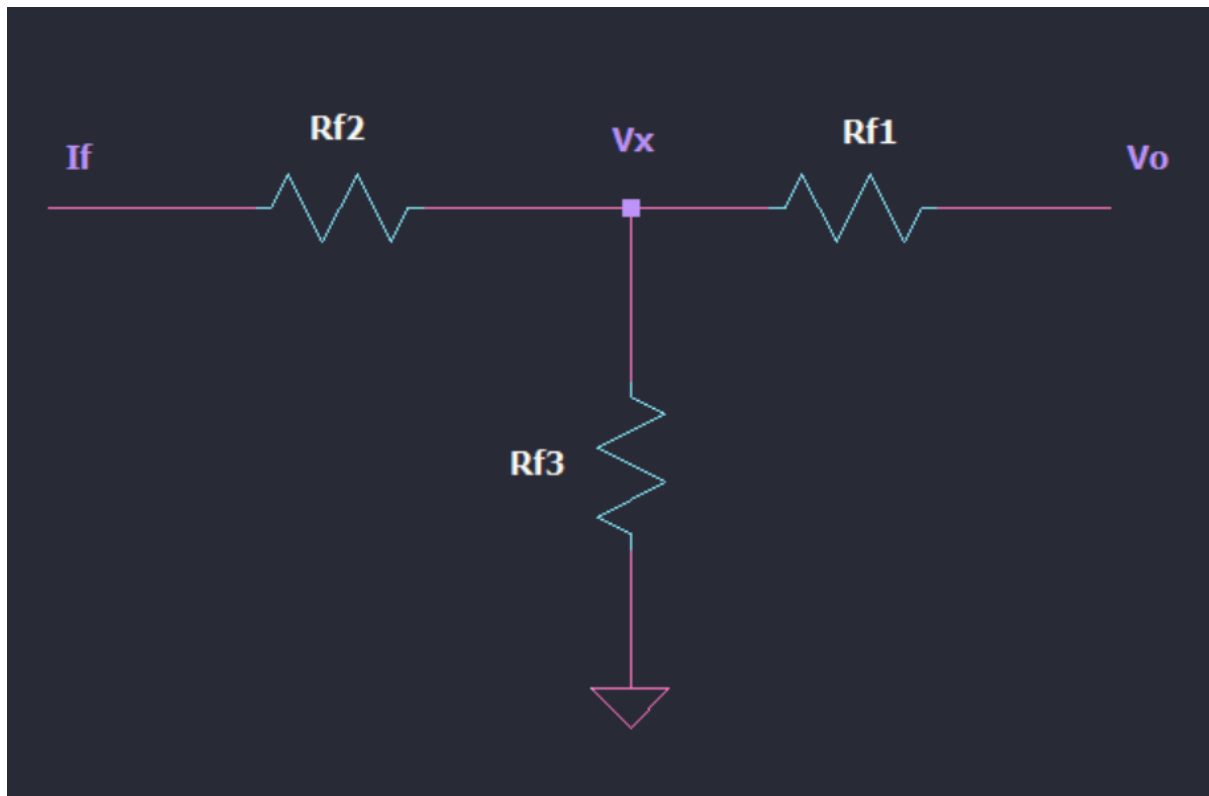


Figura 20: Cuadripolo T equivalente a R_f

La impedancia de realimentación equivalente es igual a

$$R_f = \frac{V_o}{I_f}$$

Para simplificar el calculo, vamos a considerar AO ideal, por lo que la entrada inversora va a ser igual a $0[V]$.

Luego podemos calcular V_x como la tensión sobre R_{f3} :

$$V_x = \frac{R_{f2}/R_{f3}}{R_{f2}/R_{f3} + R_{f1}} V_o = \dots = \frac{R_{f2}R_{f3}}{R_{f1}(R_{f2} + R_{f3}) + R_{f2}R_{f3}} \cdot V_o$$

Con la tensión V_x podemos calcular la corriente I_f :

$$I_f = \frac{V_x}{R_{f2}} = \frac{R_{f3}}{R_{f1}(R_{f2} + R_{f3}) + R_{f2}R_{f3}} \cdot V_o$$

Luego con esto podemos encontrar la impedancia R_f :

$$R_f = \frac{V_o}{V_x} \cdot \frac{V_x}{I_f} = \frac{R_{f1}(R_{f2} + R_{f3}) + R_{f2}R_{f3}}{R_{f3}}$$

$$R_f = \frac{R_{f1} \cdot R_{f2}}{R_{f3}} + R_{f1} + R_{f2}$$

Por medio de un método iterativo, y variando los valores de R_{f1} y R_{f2} se calcula un valor para R_{f3} . Teniendo en cuenta valores normalizados de resistores.

Como $R_f = 30M\Omega$ entonces elegimos un valor de $R_{f1} = 390k\Omega$, $R_{f2} = 91k\Omega$ entonces calculamos:

$$R_{f3} = 1202k\Omega \cong 1,2k\Omega$$

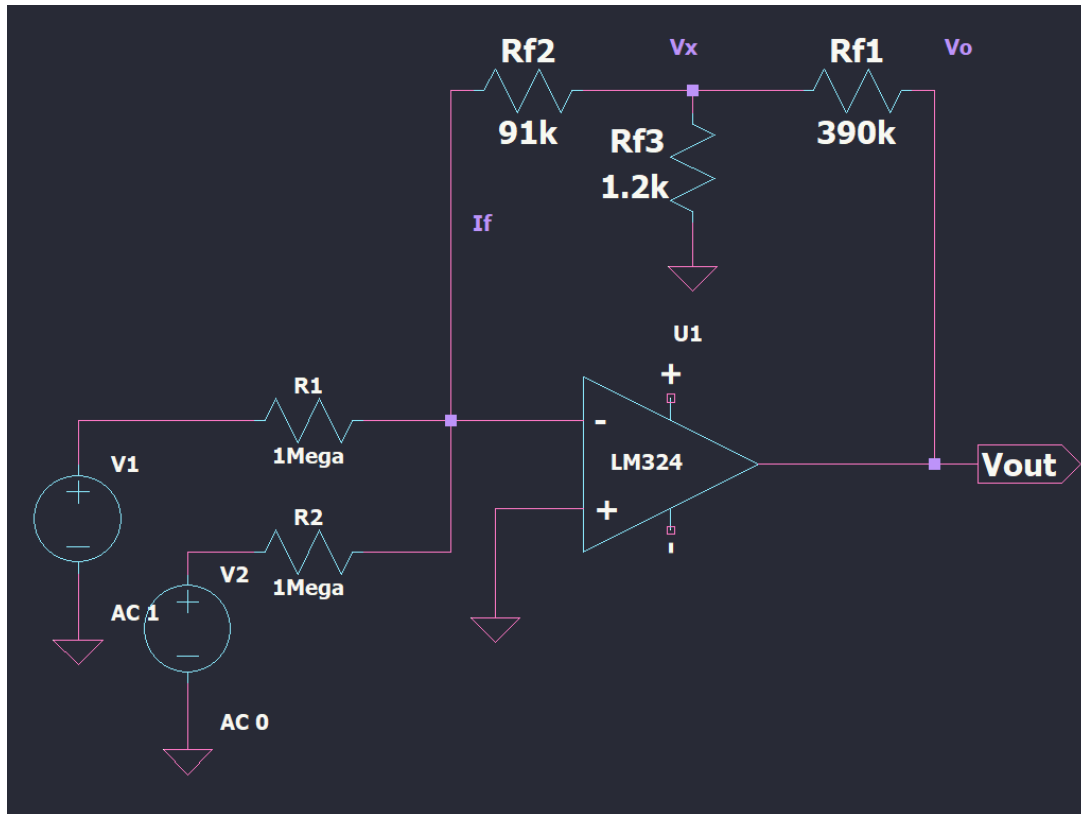


Figura 21: Esquemático para el caso 1b

$$R = 1M\Omega, \quad R_f = 30Mk\Omega$$

De esta manera nuestro diseño cumple con las especificaciones de ganancia, impedancia de entrada y valor máximo de resistencias.

5.1. Errores en DC.

En primer lugar, obtenemos todos los datos necesarios de la hoja de datos de la figura 8.

Reemplazamos por los valores típicos, en las expresiones tenemos que:

$$V_0 = -30 \cdot (V_1 + V_2)$$

Luego debemos recalcular T:

$$T = -Ad \cdot \frac{R \cdot R_{f3}}{2 \cdot \left(\frac{R}{2} + R_{f2}\right) \cdot (R_{f1} + R_{f3})} = 3114,2$$

Para realizar los demás cálculos, consideramos a $R_{eq} = R_{f2} + R_{f3} // R_{f1} \cong 92k\Omega$

$$\Delta V_{ios} = I_{pol}^- \cdot R_{eq} = 20nF \cdot 92k\Omega = 1,84mV$$

$$\Delta V_{os} = V_{os} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{R_{eq}}{R}\right) \cong 3mV \cdot 1,18 = 3,553mV$$

$$\Delta V_{o(Ad)} = \frac{F.S}{|T_o|} = \frac{10V}{3114,2} = 0,8mV$$

$$\Delta V_{o(RRMC)} = 0[mV]$$

El error total DC es igual a:

$$\Delta V_O = \Delta V_{ios} + \Delta V_{os} + \Delta V_{o(A_d)} + \Delta V_{o(RRMC)} = 6,19[mV]$$

5.2. Errores en AC

5.2.1. Ancho de banda:

Primero obtenemos los valores correspondiente a nuestro amplificador de la hoja de datos. Luego

$$f_H = f_T \frac{R}{R + 2R_f} = 1,2[MHz] \cdot \frac{500}{30500} = 19,67[kHz]$$

5.2.2. Ancho de banda de potencia para 10 V_{pap} :

$$f_{Hp} = 7,957[kHz]$$

5.3. Simulaciones

5.3.1. Simulación de salida en el tiempo

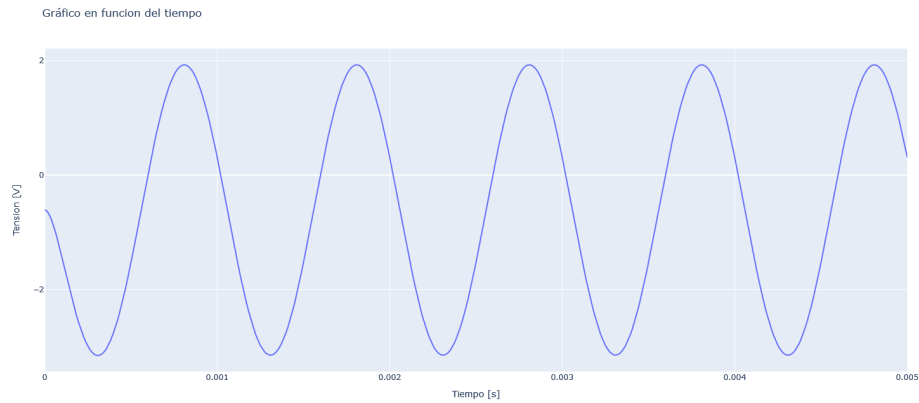


Figura 22: Gráfico de voltaje de salida en el tiempo

En esta simulación se puede observar que con una entrada de 100 [mV] a 1 [kHz] obtenemos aproximadamente 3[V] de salida. Al igual que la tensión de offset que tiene, ya que no inicia exactamente en 0[V].

5.3.2. Simulación de barrido en frecuencia (bode)

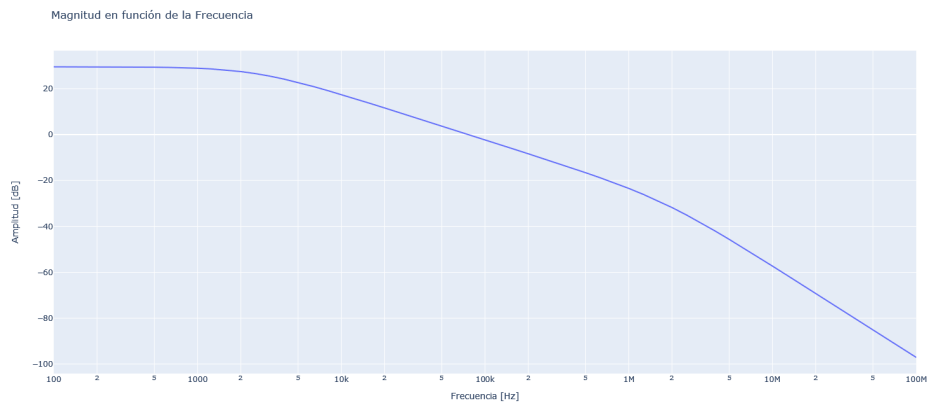


Figura 23: Gráfico de barrido en frecuencia (amplitud)

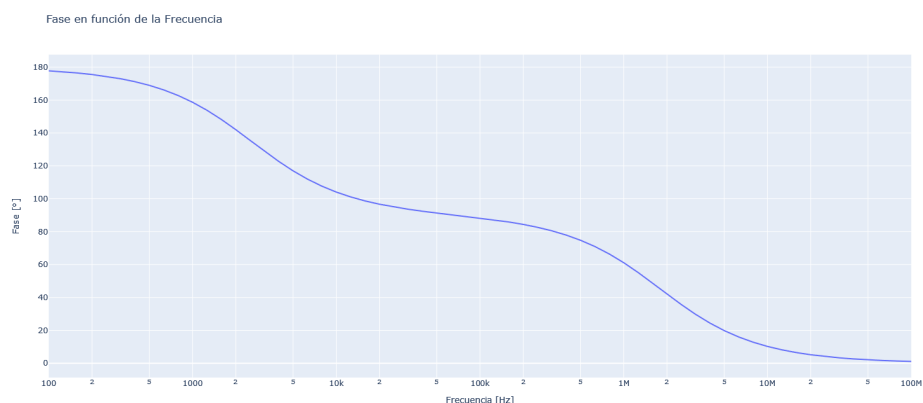


Figura 24: Gráfico de barrido en frecuencia (fase)

5.3.3. Análisis en frecuencia

Se pueden observar las armónicas de la señal de salida, frente a una señal de entrada de 370 [mV] de amplitud (para que apenas sature la salida) y 1 [kHz].

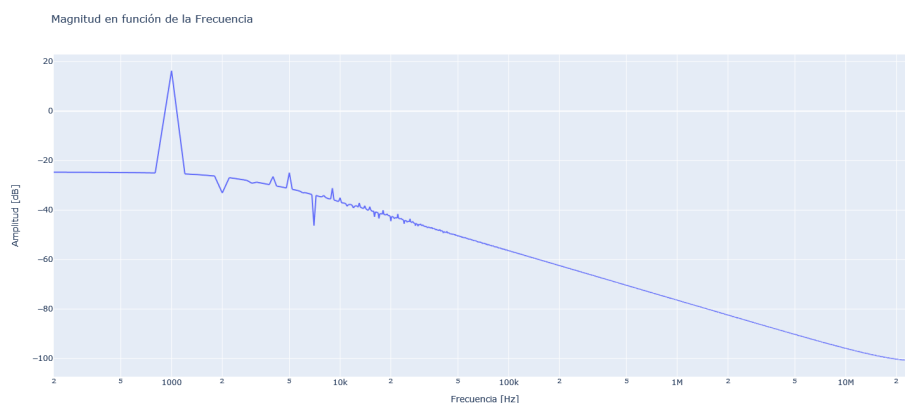


Figura 25: Gráfico de la transformada de Fourier

5.3.4. Simulación de entrada/salida

En este caso realizamos un barrido en DC desde -2V a 2V para la fuente de señal V_1 y luego se gráfico la tensión de salida V_o :

A través de esta simulación se puede observar que la tensión máxima a la que llega la salida es 8,49[V]. Esto se debe a que el amplificador no es Rail to Rail.

También verificamos que la ganancia es aproximadamente igual a 30 veces (en realidad da 27,22 debido a que la resistencia de entrada es solamente 10 veces mayor a la resistencia de las fuentes).

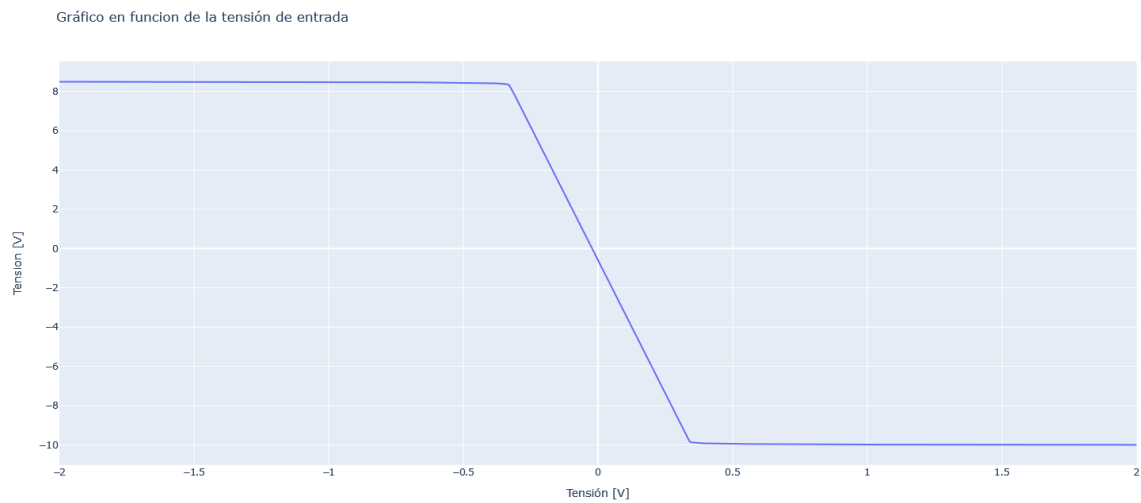


Figura 26: Gráfico Vo con respecto a Vi

5.3.5. Simulación del Slew rate

Para esta simulación se puso como entrada una señal escalón con 1V de amplitud, de forma que sature la salida.

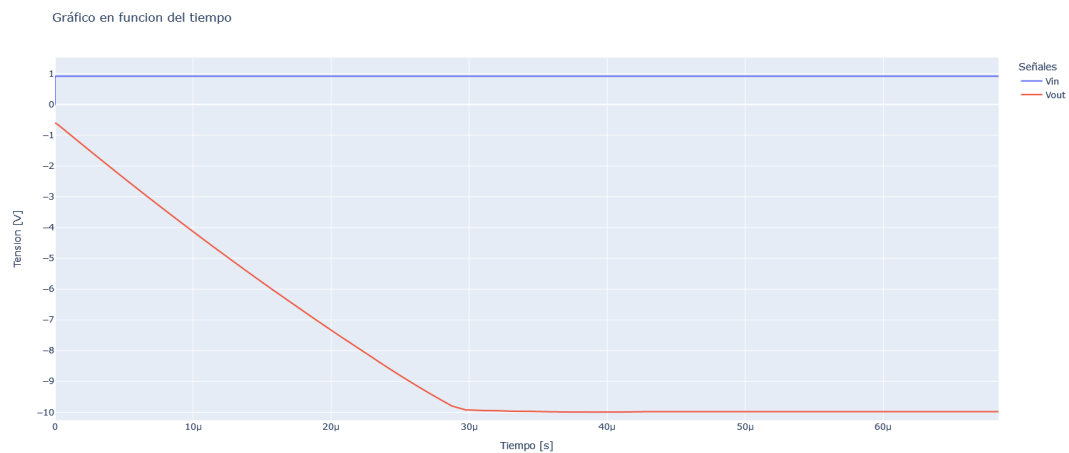


Figura 27: Gráfico del slew rate

Se puede comprobar que al hacer el cociente entre la variación de tensión y la variación de tiempo se obtiene un Slew Rate de 0,323.

5.4. Implementación

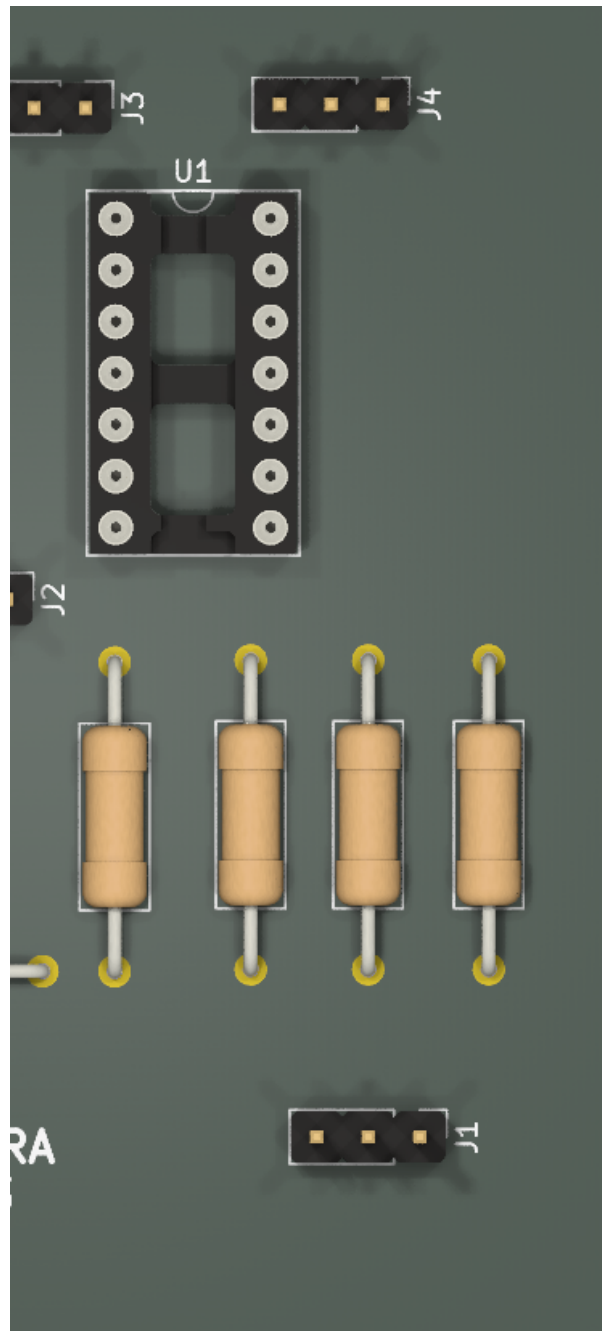


Figura 28: Entrada para circuito implementado con impedancia de fuente alta

Debido a la alta impedancia de entrada del circuito, fue imposible medir las señales, puesto que existía mucha interferencia por parte de las tensiones de línea de 50Hz y la señal de salida no se podía diferenciar del ruido.