

## Trabajo Práctico N° 2

---

### Teoría de Circuitos - 2019

Grupo 1:

Farall, Facundo

Gaytan, Joaquín

Kammann, Lucas

Maselli, Carlos

Müller, Malena

Profesores:

Jacoby, Daniel

Belaustegui Goitia, Carlos

Iribarren, Rodrigo

5 de septiembre de 2019

## RESUMEN

### 1. EJERCICIO 1: COMPORTAMIENTO DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

En este ejercicio se analizan distintas características de dos circuitos con amplificadores operacionales. Primero se estudia el circuito de la figura 1.1, cuya configuración es inversora. Luego se analiza el circuito 1.2 de configuración no inversora.

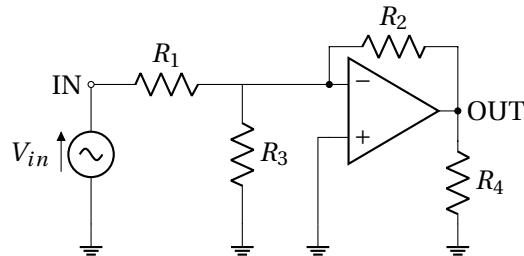


Figura 1.1: Configuración inversora

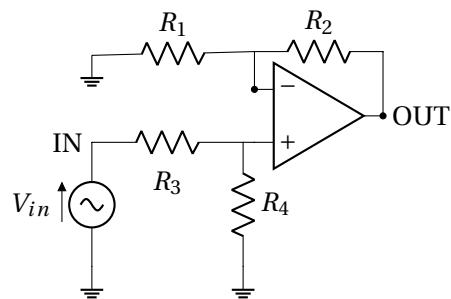


Figura 1.2: Configuración no inversora

Para llevar a cabo el estudio de estos circuitos, se utilizó el amplificador operacional LM324 con las siguientes características, sacadas de hojas de datos <sup>1</sup>:

$$\left\{ \begin{array}{l} SR = 0,5 \frac{V}{\mu s} \\ A_{V0} = 100000 \\ f_p = 10 Hz \\ GBP = 1 MHz \end{array} \right. \quad (1.1)$$

Siendo  $SR$  el slew rate,  $A_{vol}$  el  $A_{vol}$  finito,  $f_p$  la frecuencia del polo dominante y  $GBP$  el bandwidth product. A lo largo de esta sección se analiza los siguientes tres casos, tanto para el circuito 1.1 como el 1.2.

<sup>1</sup>Hoja de datos del operacional LM324: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm324-n.pdf>

	$R_1 = R_2$	$R_3$	$R_4$
caso 1	2,5k	25k	10k
caso 2	2,5k	2.5k	10k
caso 3	25k	2.5k	100k

Cuadro 1.1: Valores de resistencias para cada caso a analizar de los circuitos.

## 1.1. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL CIRCUITO

### 1.1.1. ANÁLISIS TEÓRICO

#### CONFIGURACIÓN INVERSORA

Se calcula de forma teórica la ganancia del circuito 1.1, considerando al amplificador operacional como ideal, es decir, con impedancia de entrada infinita, impedancia de salida nula y masa virtual en la terminal de entrada  $V^-$ . Se parte de las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} V_{out} = A_{vol} \cdot (V^+ - V^-) = -A_{vol} \\ V_{in} - R_1 \cdot I_1 = V^- \\ V_{out} - R_2 \cdot I_2 = V^- \\ I_3 = I_1 + I_2 \end{cases} \quad (1.2)$$

Operando matemáticamente se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{R_2/R_1}{A_{vol}} + \frac{R_2/R_3}{A_{vol}}} \quad (1.3)$$

#### CONSIDERANDO $A_{vol}$ FINITO

En la tabla 1.2 se puede ver el valor correspondiente a cada caso, obtenido al considerar  $A_{vol} = A_{V0} = 100000$ , cuyo valor fue sacado de la hoja de datos del LM324.

	$V_{out}/V_{in}$
caso 1	-9,998
caso 2	-1
caso 3	-0,1

Cuadro 1.2:  $V_{out}/V_{in}$  del circuito inversor considerando  $A_{vol}$  finito.

Se observa que para la configuración del circuito 1.1 hay atenuación a la salida del mismo. La distribución de resistencias del caso 1 presenta más atenuación que el resto de los casos. El resultado obtenido no varía con la frecuencia ya que el circuito es resistivo y se consideró, para lo calculado recién, que  $A_{vol}$  no varía con la frecuencia. Estos resultados son realmente válidos en continua ya que es el caso en el que  $A_{vol} = A_{V0}$ , dado que:  $A_{vol} = \frac{A_{V0}}{1+s/\omega_p}$  y cuando la frecuencia es cero, este valor tiende a  $A_{V0}$ .

Por otro lado, reemplazando en la ecuación 1.3 con los valores correspondientes de resistencias para cada uno de los tres casos (indicados en la tabla 1.8) y considerando  $A_{vol}(\omega)$  (con  $s = j\omega$ ), se obtienen las siguientes expresiones:

Caso 1:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{7 \cdot 10^{12}}{2088,9 \cdot 10^3 s + 7 \cdot 10^{11}} \quad (1.4)$$

caso 2:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{7 \cdot 10^{11}}{298,4 \cdot 10^3 s + 7 \cdot 10^{11}} \quad (1.5)$$

caso 3:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{7 \cdot 10^{12}}{119,366 \cdot 10^5 s + 7 \cdot 10^{13}} \quad (1.6)$$

A continuación en los gráficos 1.3 y 1.4 se observa cómo varía la ganancia del circuito para los tres casos en función de la frecuencia.

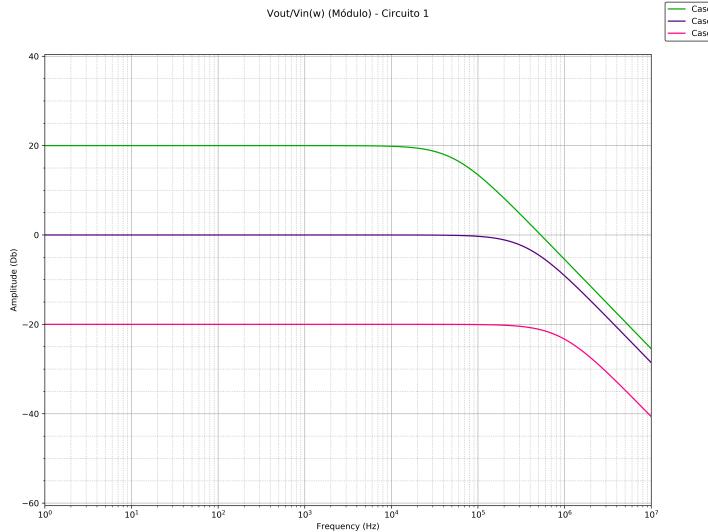


Figura 1.3: Configuración inversora - Comparación teórica del módulo de  $V_{out}/V_{in}$  para los tres casos.

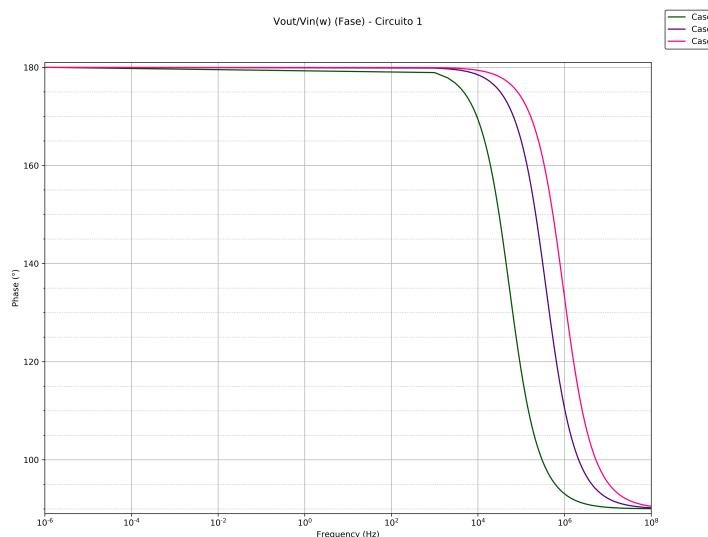


Figura 1.4: Configuración inversora - Comparación teórica de la fase de  $V_{out}/V_{in}$  para los tres casos.

El gráfico 1.3 permite ver una característica importante que diferencia a los tres casos de resistencias para este circuito: la ganancia a bajas frecuencias. Las tres configuraciones corresponden a filtros pasabajos. Si bien atenúan a altas frecuencias, tienen comportamientos diferentes en las frecuencias bajas. Aquél con resistencias para el caso 1 presenta una ganancia de 20dB, mientras que el del caso 3 atenúa 20 dB. El circuito del caso 2, por el contrario, no gana ni atenúa en frecuencias bajas.

## CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

Para el circuito 1.2 se parte de las siguientes ecuaciones, similares a las del análisis del circuito inversor.

$$\begin{cases} V_{out} = A_{vol} \cdot (V^+ - V^-) \\ V_{in} - R_3 \cdot I_3 = V^+ \\ V_{out} - R_2 \cdot I_2 = V^- \\ I_4 = I_3 \\ I_2 = I_1 \end{cases} \quad (1.7)$$

Operando matemáticamente, se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_{vol} \cdot R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4) \cdot (R_1 + R_2 + A_{vol} \cdot R_1)} \quad (1.8)$$

Al igual que para el circuito inversor, a continuación se muestran los resultados obtenidos al evaluar la ecuación 1.8 con las resistencias de cada caso y considerando  $A_{vol}$  finito.

	$V_{out}/V_{in}$
caso 1	8,799
caso 2	1,600
caso 3	0,880

Cuadro 1.3:  $V_{out}/V_{in}$  del circuito inversor considerando  $A_{vol}$  finito.

A diferencia que para el circuito inversor, se puede notar que en el caso del no inversor hay atenuación, a pesar de que la misma varía dependiendo de la combinación de resistencias empleadas.

Por otro lado, reemplazando con los valores de resistencias correspondientes a cada caso y con  $A_{vol}(\omega)$ , se obtiene:

Caso 1:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{22 \cdot 10^8}{437,68s + 25 \cdot 10^7} \quad (1.9)$$

Caso 2:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{4 \cdot 10^8}{79,577s + 25 \cdot 10^7} \quad (1.10)$$

Caso 3:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{22 \cdot 10^8}{437,68s + 25 \cdot 10^8} \quad (1.11)$$

En los gráficos que se muestran a continuación (1.5 y 1.6) pueden verse los resultados de estos cálculos.

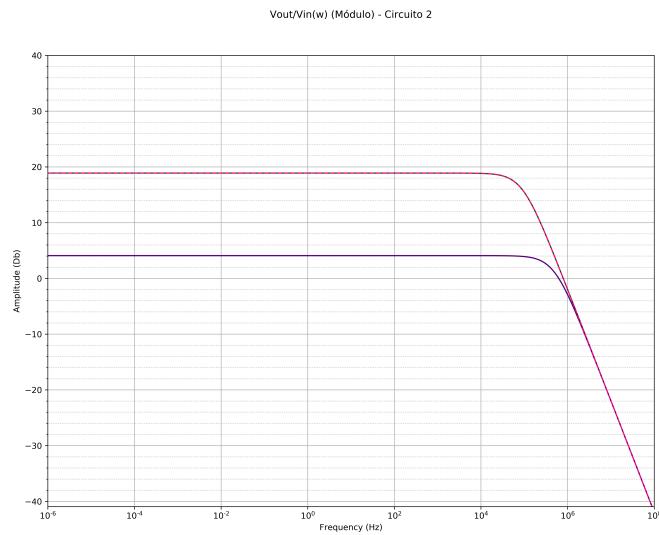


Figura 1.5: Configuración no inversora - Comparación teórica del módulo de  $V_{out}/V_{in}$  de los tres casos.

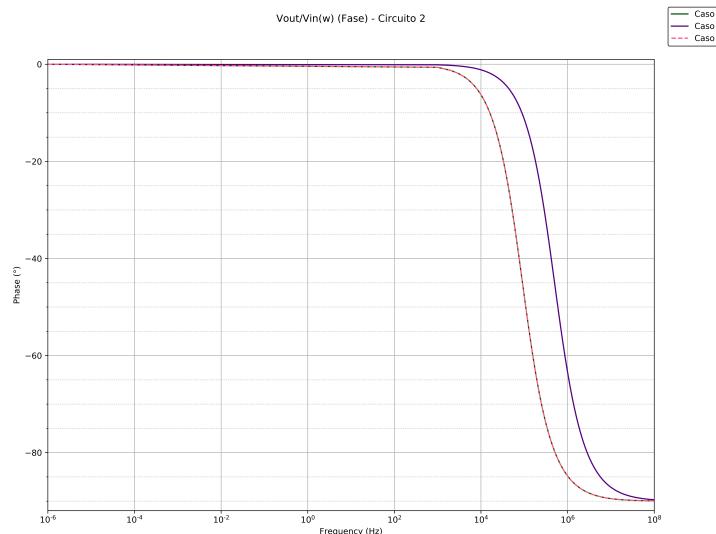


Figura 1.6: Configuración no inversora - Comparación teórica de la fase de  $V_{out}/V_{in}$  de los tres casos.

### 1.1.2. MEDICIONES Y RESULTADOS OBTENIDOS

La respuesta en frecuencia es una herramienta de análisis útil para todo circuito. Se estimuló a los seis circuitos con una señal senoidal de frecuencia variable, realizando un barrido por el espectro de frecuencias que consideramos relevante, en función a las simulaciones realizadas en LTSpice. Para cada valor de frecuencia se observó la diferencia de fase y la relación de amplitudes entre la señal de entrada y la salida de los circuitos, conformando un diagrama de BODE completo. Se superpusieron dichas mediciones con las simulaciones, obteniendo los siguientes gráficos. Cabe destacar que la medición estuvo altamente influida por fenómenos tales como el “crossover distortion” y el “slew rate” los cuales se desarrollarán a continuación.

#### CONFIGURACIÓN INVERSORA

Se simuló y se midió la ganancia para los tres casos del circuito 1.1 y a continuación se puede ver la diferencia entre sus resultados y los de las ecuaciones 1.4, 1.5 y 1.6; correspondientes a la ganancia calculada de forma

teórica y considerando al amplificador operacional como ideal.

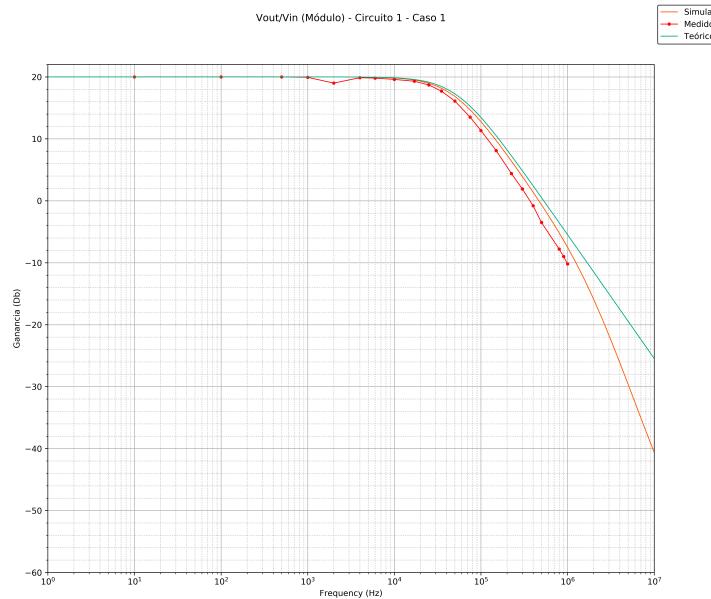


Figura 1.7: Configuración inversora - Caso 1 - Módulo de  $V_{out}/V_{in}$

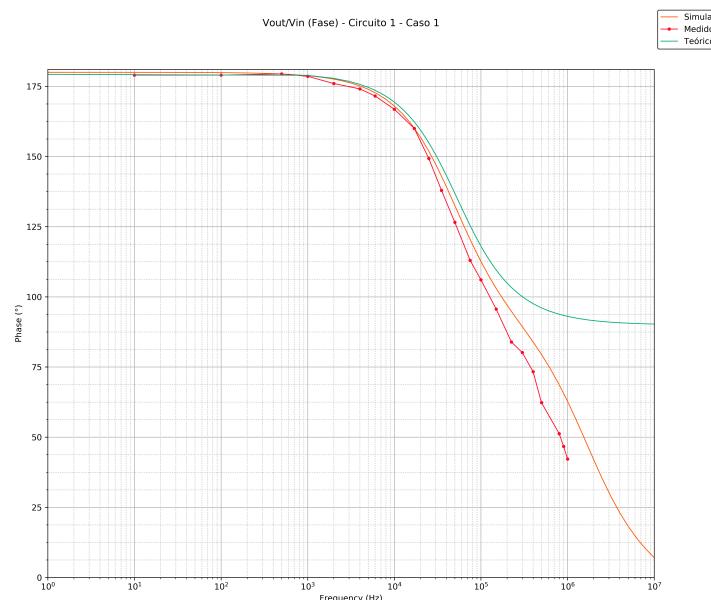


Figura 1.8: Configuración inversora - Caso 1 - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

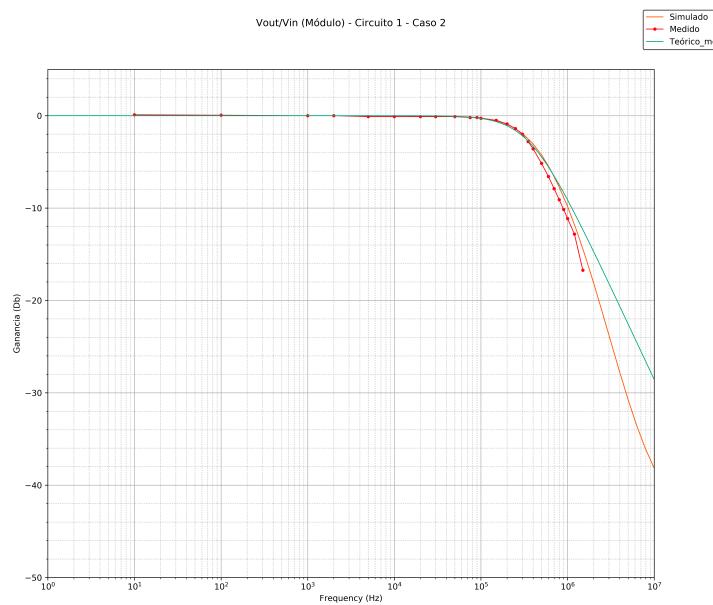


Figura 1.9: Configuración inversora - Caso 2 - Módulo de  $V_{out}/V_{in}$

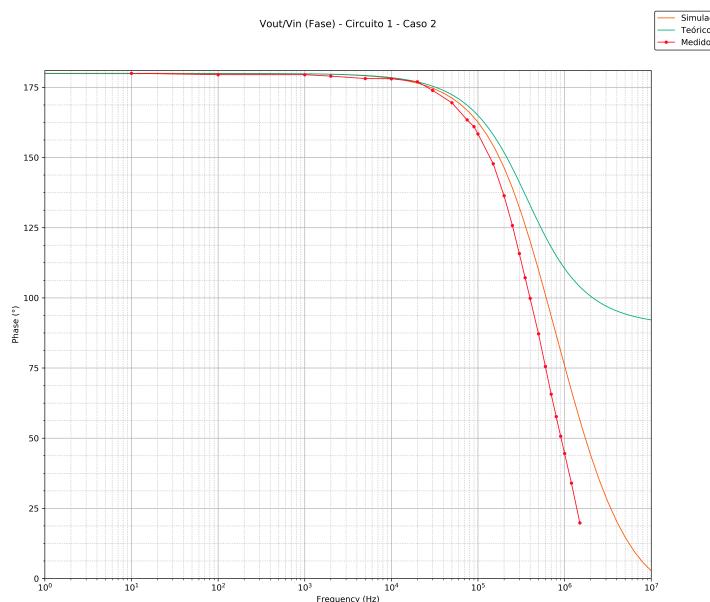


Figura 1.10: Configuración inversora - Caso 2 - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

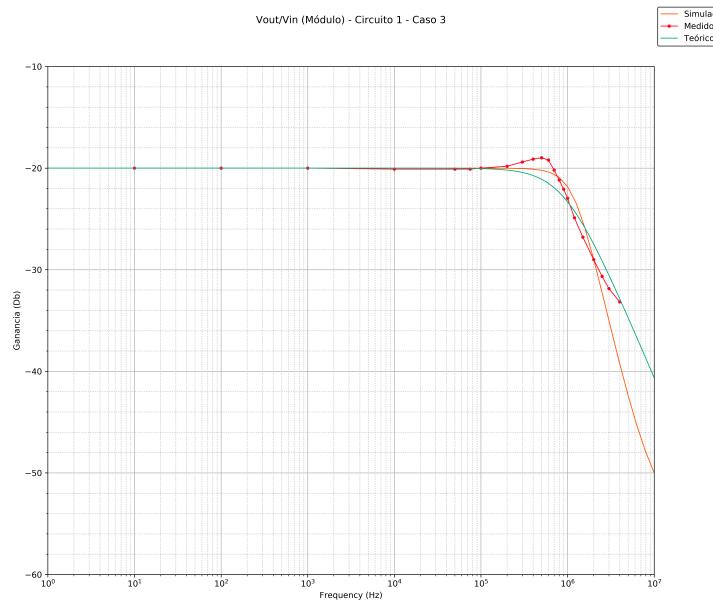


Figura 1.11: Configuración inversora - Caso 3 - Módulo de  $V_{out}/V_{in}$

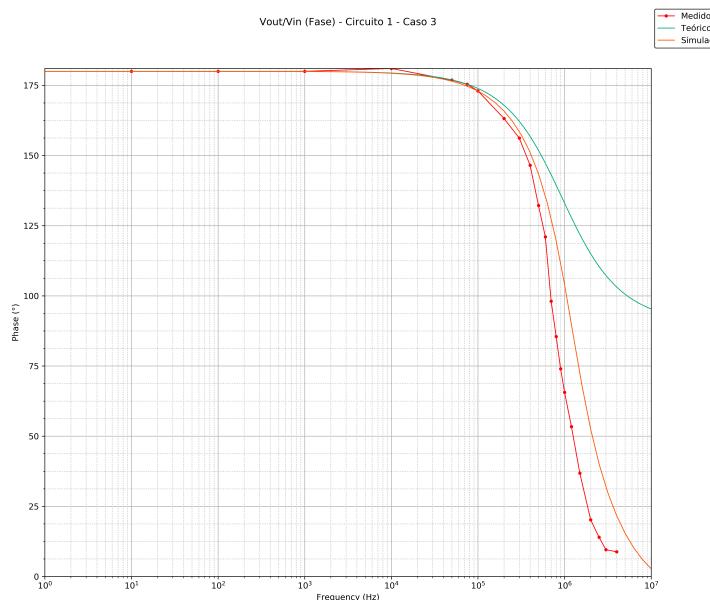


Figura 1.12: Configuración inversora - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

## CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

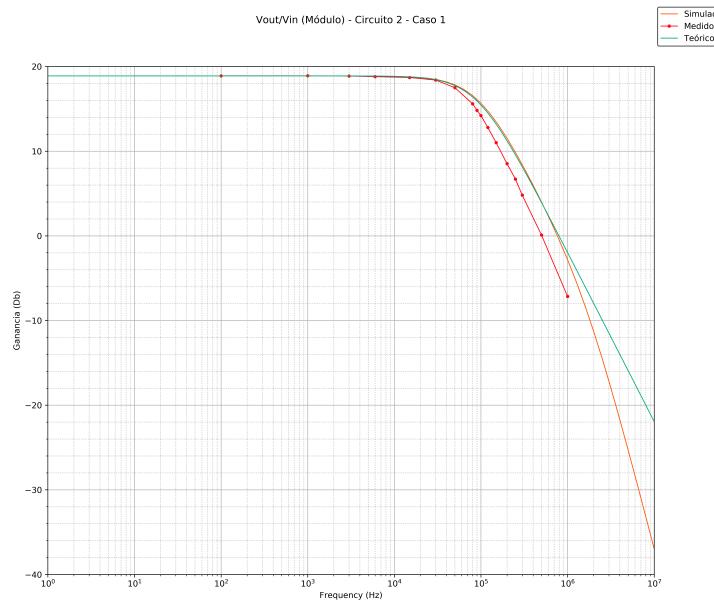


Figura 1.13: Configuración no inversora - Caso 1 - Módulo de  $V_{out}/V_{in}$

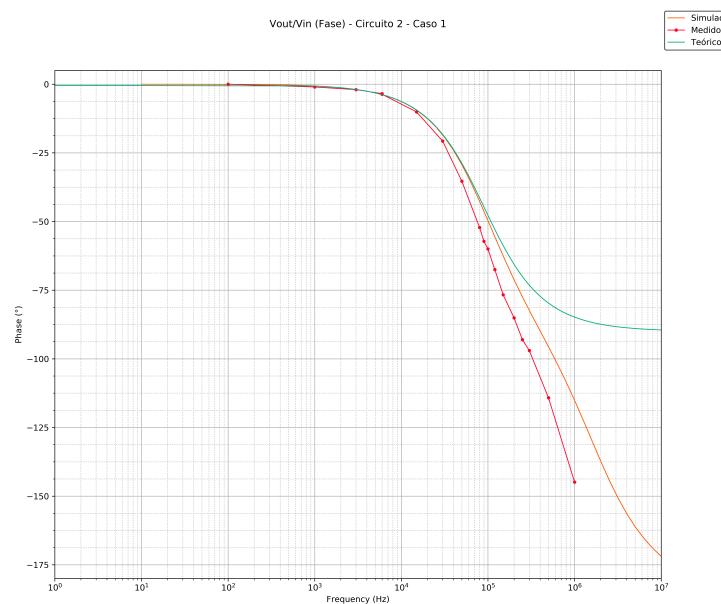


Figura 1.14: Configuración no inversora - Caso 1 - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

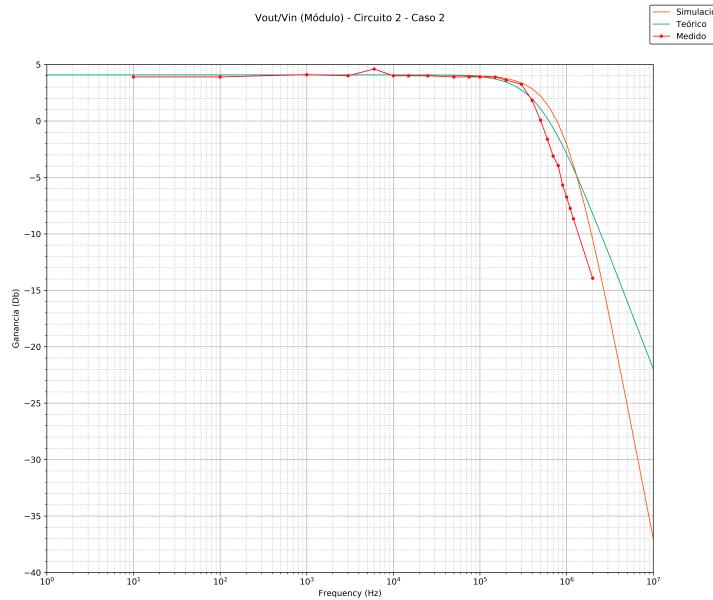


Figura 1.15: Configuración no inversora - Caso 2 - Módulo de  $V_{out}/V_{in}$

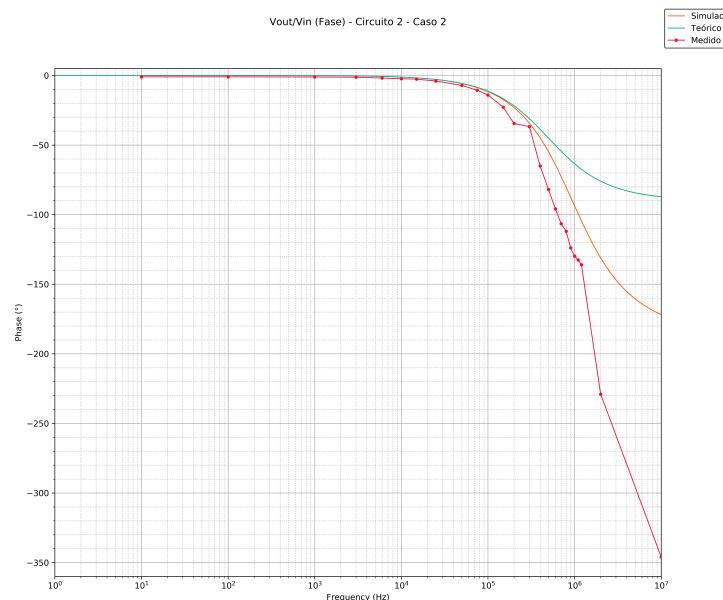


Figura 1.16: Configuración no inversora - Caso 2 - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

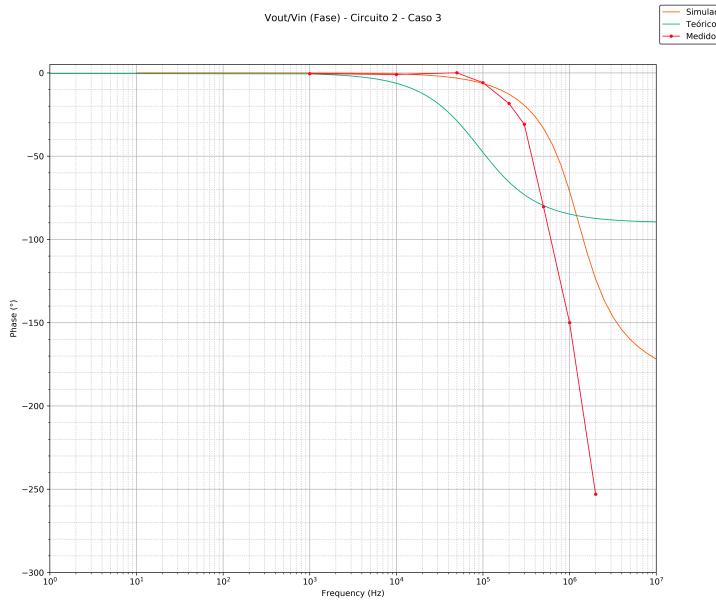


Figura 1.17: Configuración no inversora - Caso 3 - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

## 1.2. IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL CIRCUITO

### 1.2.1. ANÁLISIS TEÓRICO

#### CONFIGURACIÓN INVERSORA

Se hicieron análisis diferentes que permitieron obtener expresiones distintas para la impedancia de entrada del circuito.

Es importante mencionar que en primer lugar se consideró al amplificador operacional como ideal. Si bien las características de dicha situación fueron mencionadas previamente, se considera relevante hacer unas breves aclaraciones para comprender el resultado de este análisis. La impedancia entre los bornes de entrada del amplificador operacional fue, por lo tanto, tomada como infinita (circuito abierto); mientras que la impedancia interna a la salida del amplificador operacional fue considerada como cero (cable). Dado que en el caso ideal del amplificador operacional hay una masa virtual en  $V^-$  y que la entrada  $V^+$  está físicamente conectada a Tierra, la fuente interna que se encuentra en serie con la impedancia de salida vale cero ya que depende de la diferencia de tensión entre  $V^+$  y  $V^-$ . Entonces, partiendo de las ecuaciones 1.2 y operando matemáticamente se obtiene la siguiente expresión:

$$Z_{in} = \frac{A_{vol} \cdot R_1 + R_1 + R_2}{1 + A_{vol}} \quad (1.12)$$

Reemplazando con los valores de resistencias correspondientes a cada caso (Ver tabla 1.8), se obtiene una impedancia de entrada distinta para cada uno:

Caso 1:

$$Z_{in} = \frac{437,68s + 28 \cdot 10^7}{1,59 \cdot 10^{-2}s + 11,2 \cdot 10^4} \quad (1.13)$$

Caso 2:

$$Z_{in} = \frac{79,58s + 28 \cdot 10^7}{1,59 \cdot 10^{-2}s + 11,2 \cdot 10^4} \quad (1.14)$$

Caso 3:

$$Z_{in} = \frac{437,68s + 28 \cdot 10^8}{1,59 \cdot 10^{-2}s + 11,2 \cdot 10^4} \quad (1.15)$$

Dado que luego se llevarían a cabo mediciones para contrastar los resultados con el cálculo teórico, se decidió buscar la expresión correspondiente a la  $Z_{in}$  que incluyera una punta del osciloscopio, es decir, se calculó la impedancia que sería vista idealmente al utilizar el osciloscopio. Para esto, se le agregó en paralelo el modelo equivalente a una punta X10 (la empleada) al resultado obtenido previamente de la  $Z_{in}$ . Dicho modelo consiste en una resistencia de  $10M\Omega$  en paralelo con un capacitor de  $12pF$ . Así se obtuvo la siguiente expresión:

$$Z_{in|c/punta} = 8,33 \cdot 10^{17} \cdot (A \cdot R1 + R1 + R2) / (8,33 \cdot 10^{17} \cdot A + (10^7 s + 8,33 \cdot 10^{10}) \cdot (A \cdot R1 + R1 + R2) + 8,33 \cdot 10^{17}) \quad (1.16)$$

Evaluando para cada uno de los casos indicados en la tabla 1.8, se llega a las siguientes expresiones para la impedancia de entrada incluyendo la punta X10 del osciloscopio  $Z_{in|c/punta}$ :

Caso 1:

$$Z_{in|c/punta} = \frac{3,65 \cdot 10^{20} s + 2,33 \cdot 10^{26}}{437,68 \cdot 10^7 s^2 + 1,61 \cdot 10^{26} s + 9,34 \cdot 10^{22}} \quad (1.17)$$

Caso 2:

$$Z_{in|c/punta} = \frac{6,63 \cdot 10^{19} s + 2,33 \cdot 10^{26}}{79,58 \cdot 10^7 s^2 + 1,61 \cdot 10^{16} s + 9,34 \cdot 10^{22}} \quad (1.18)$$

Caso 3:

$$Z_{in|c/punta} = \frac{3,65 \cdot 10^{20} s + 2,33 \cdot 10^{27}}{437,68 \cdot 10^7 s^2 + 4,13 \cdot 10^{16} s + 9,36 \cdot 10^{22}} \quad (1.19)$$

A continuación, en los gráficos 1.18 y 1.19 se muestra la impedancia de entrada del circuito calculada de forma teórica con y sin punta del osciloscopio para los tres casos de la tabla 1.8:

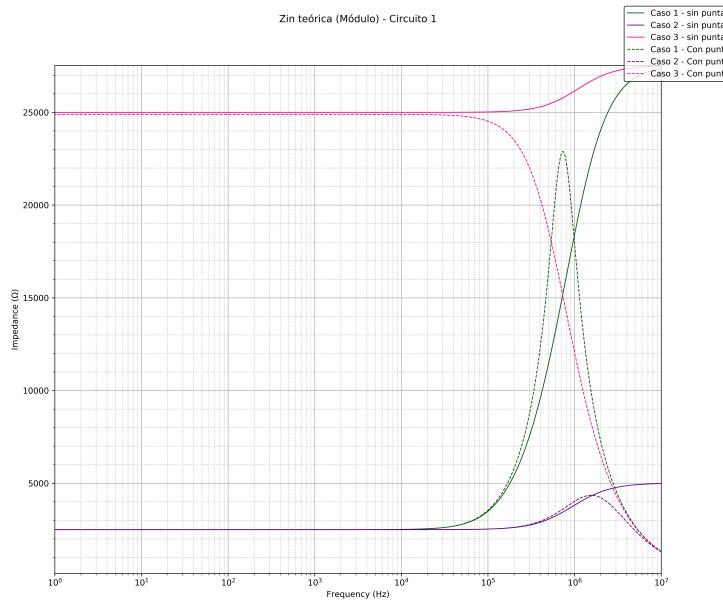


Figura 1.18: Configuración inversora - Módulo de  $Z_{in}$  calculada de forma teórica con y sin punta del osciloscopio.

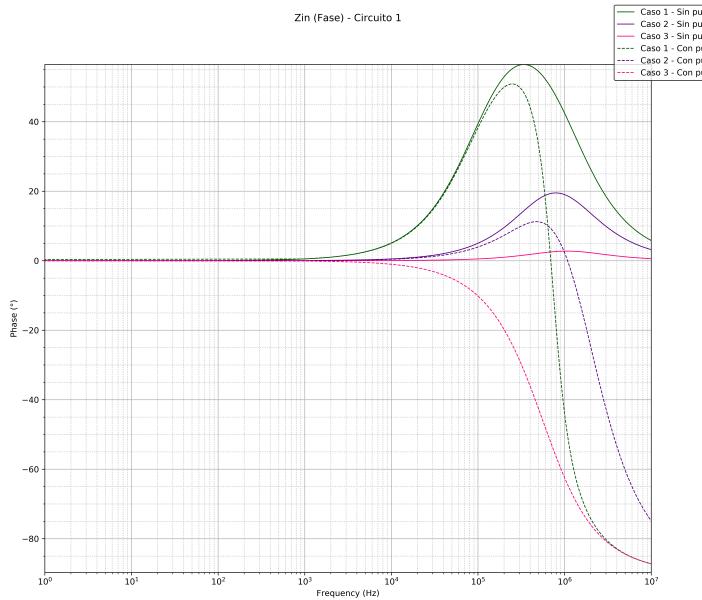


Figura 1.19: Configuración inversora - Fase de  $Z_{in}$  calculada de forma teórica con y sin la punta del osciloscopio.

#### CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

Los cálculos teóricos que se llevaron a cabo para la impedancia de entrada del circuito de configuración no inversora 1.2 son análogos a los realizados para el circuito inversor 1.1. La expresión 1.20 corresponde a cálculo teórico que se hizo sin tener en cuenta la punta del osciloscopio:

$$Z_{in} = R_3 + R_4 \quad (1.20)$$

Reemplazando con los valores de resistencias correspondientes a cada caso (Ver tabla 1.8), se obtienen las siguientes impedancia de entrada:

Casos 1 y 2:

$$Z_{in} = 12,5k\Omega \quad (1.21)$$

caso 3:

$$Z_{in} = 125k\Omega \quad (1.22)$$

Como el circuito es resistivo y la expresión 1.20 no depende de  $A_{vol}$ , la impedancia de entrada se mantiene constante para todas las frecuencias. Sin embargo, a continuación se muestra la expresión obtenida al hacer el cálculo considerando la punta del osciloscopio a la entrada, lo cual permite ver que de esa forma deja de mantenerse constante la impedancia previamente calculada.

$$Z_{in|c/punta} = 8,33 \cdot 10^{17} \cdot (R_3 + R_4) / ((R_3 + R_4) \cdot (10^7 s + 8,33 \cdot 10^{10}) + 8,33 \cdot 10^{17}) \quad (1.23)$$

Si bien la expresión del cálculo con la punta del osciloscopio, 1.23, sigue sin depender de  $A_{vol}$ , varía con la frecuencia ya que el modelo de la punta tiene un capacitor.

Evaluando para cada uno de los casos indicados en la tabla 1.8, se llega a las siguientes expresiones para la impedancia de entrada incluyendo la punta X10 del osciloscopio  $Z_{in|c/punta}$ :

Casos 1 y 2:

$$Z_{in|c/punta} = \frac{1,04 \cdot 10^2}{1,25 \cdot 10^1 1 + 8,34 \cdot 10^{17}} \quad (1.24)$$

Caso 3:

$$Z_{in}|_{c/punta} = \frac{1,04 \cdot 10^{23}}{1,25 \cdot 10^{12} + 8,43 \cdot 10^7} \quad (1.25)$$

A continuación, en los gráficos 1.20 y 1.21 se muestra la impedancia de entrada del circuito calculada de forma teórica con y sin punta del osciloscopio para los tres casos de la tabla 1.8:

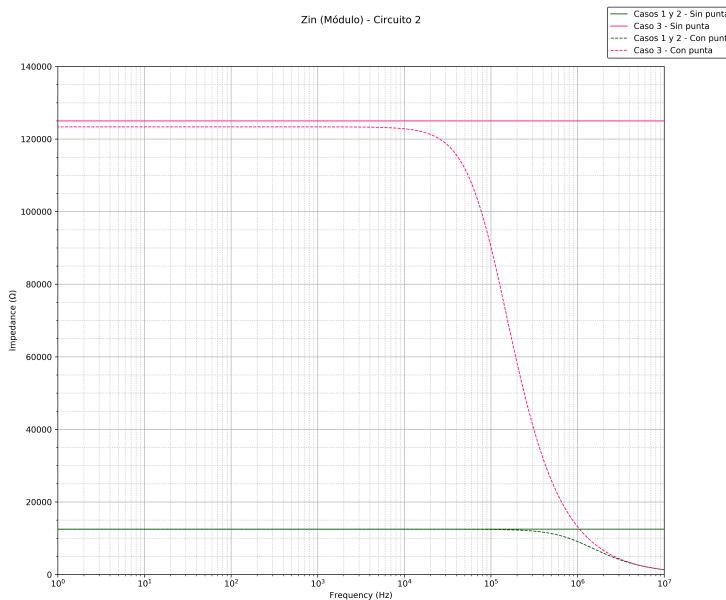


Figura 1.20: Configuración inversora - Módulo de  $Z_{in}$  calculada de forma teórica con y sin punta del osciloscopio.

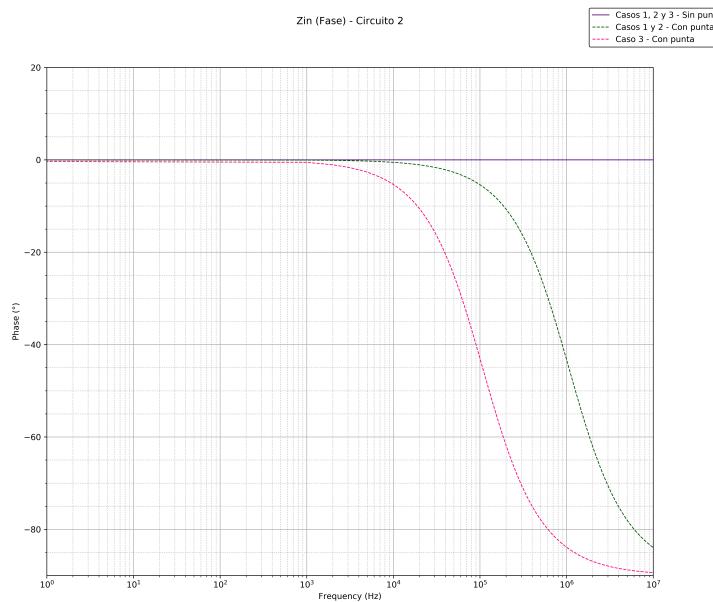


Figura 1.21: Configuración inversora - Fase de  $Z_{in}$  calculada de forma teórica con y sin la punta del osciloscopio.

### 1.2.2. MEDICIONES Y RESULTADOS OBTENIDOS

#### CONFIGURACIÓN INVERSORA

Para medir la impedancia de entrada del circuito en función de la frecuencia, debíamos hacer el cociente  $V_{in}/I_{in}$ . Si bien se puede medir la tensión de entrada al circuito de forma directa con el osciloscopio, no es tan sensillo obtener la corriente que entra al circuito, ya que el osciloscopio mide tensiones y no corrientes. Se buscó una resistencia  $R_L$  cuyo valor comercial fuera lo más parecido posible (igual o el primero mayor) al valor obtenido en el cálculo teórico para cada uno de los casos de resistencias. Se colocó dicha resistencia en serie al generador, a la entrada del circuito. Luego se midió la caída de tensión sobre ella, ya que al dividirla por el valor de la  $R_L$  colocada se obtendría la corriente de entrada al circuito  $I_{in}$ . El criterio de buscar una resistencia similar al valor calculado de  $Z_{in}$  surge de que si se pusiese una resistencia muy chica, la diferencia entre las tensiones medidas sobre sus bornes sería muy chica (aumentando incertidumbre) y si se colocase una resistencia muy grande, la tensión que caería sería mucho mayor a la que caería en el circuito, haciendo que la tensión luego de la resistencia sea muy chica (se podría acercar al nivel de ruido) y que la diferencia de tensión entre sus bornes tienda a la tensión entregada por el generador. Por eso se consideró óptimo que la resistencia tenga un valor similar al calculado de forma teórica y en caso de no conseguir el mismo valor, prefiriéndose un valor mayor y no menor.

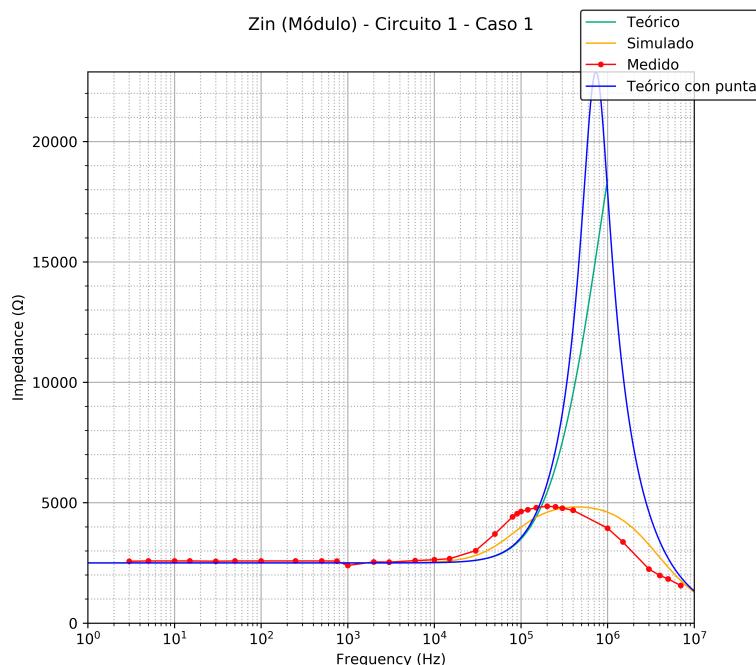


Figura 1.22: Configuración inversora - Caso 1 - Módulo de  $Z_{in}$

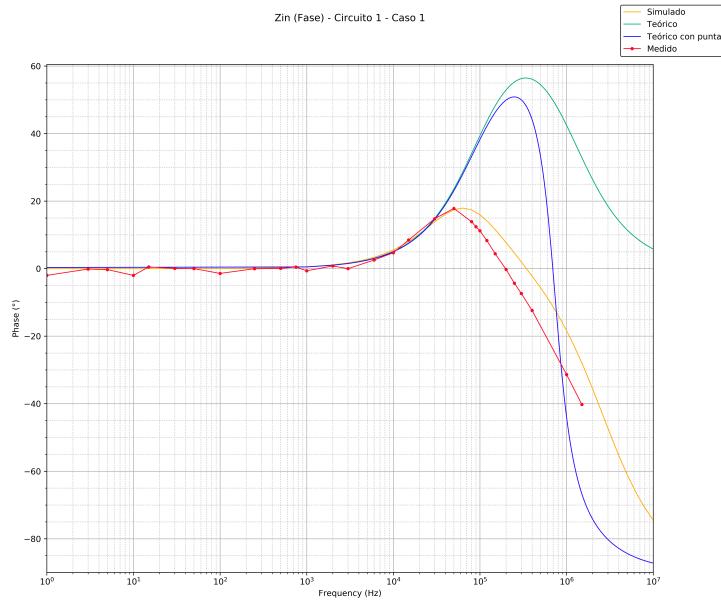


Figura 1.23: Configuración inversora - Caso 1 - Fase de  $Z_{in}$

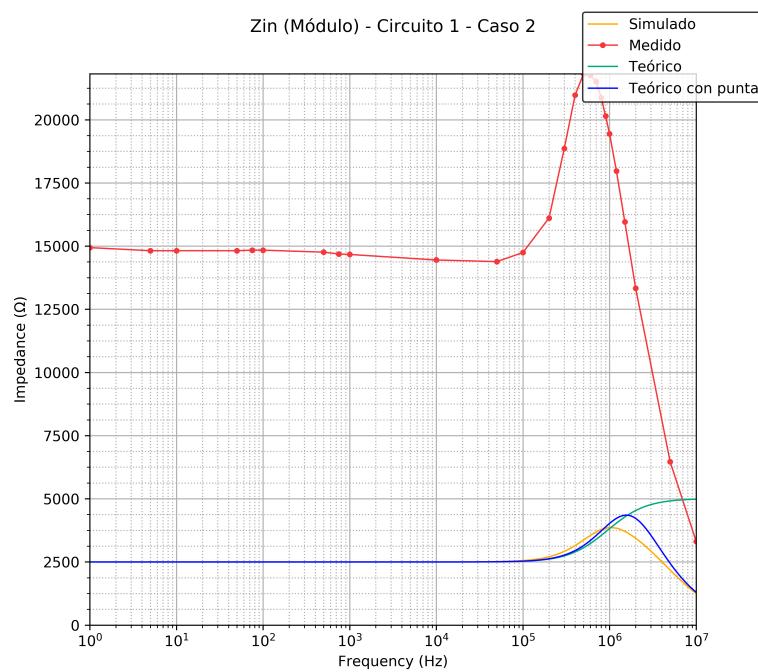


Figura 1.24: Configuración inversora - Caso 2 - Módulo de  $Z_{in}$

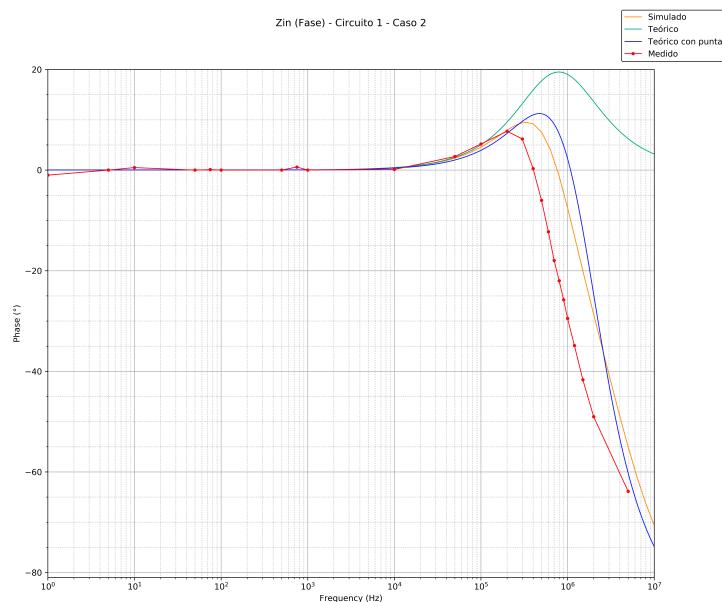


Figura 1.25: Configuración inversora - Caso 2 - Fase de  $Z_{in}$

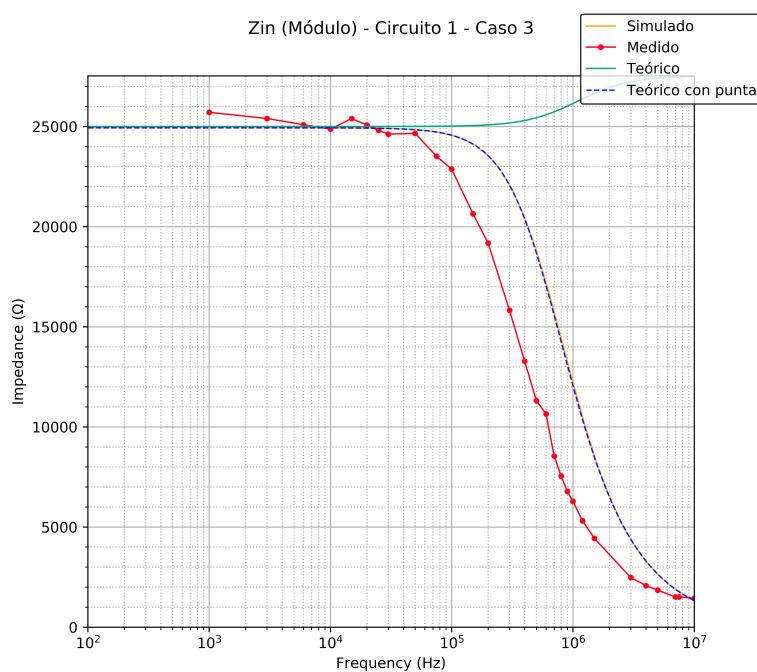


Figura 1.26: Configuración inversora - Caso 3 - Módulo de  $Z_{in}$

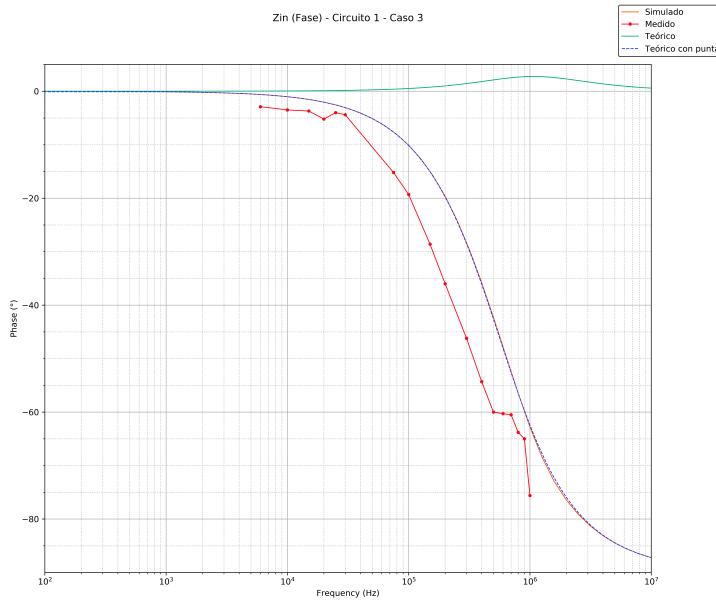


Figura 1.27: Configuración inversora - Caso 3 - Fase de  $Z_{in}$

#### CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

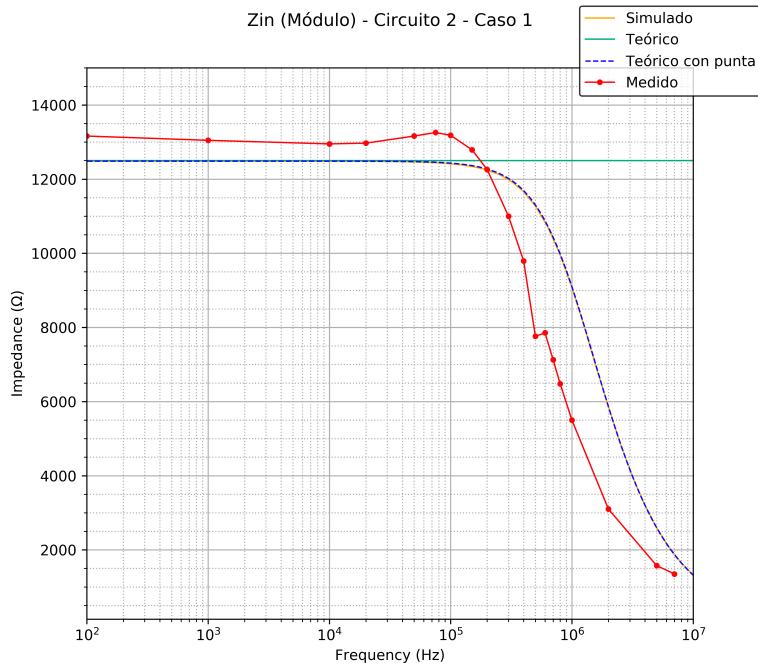


Figura 1.28: Configuración no inversora - Caso 1 - Módulo de  $Z_{in}$

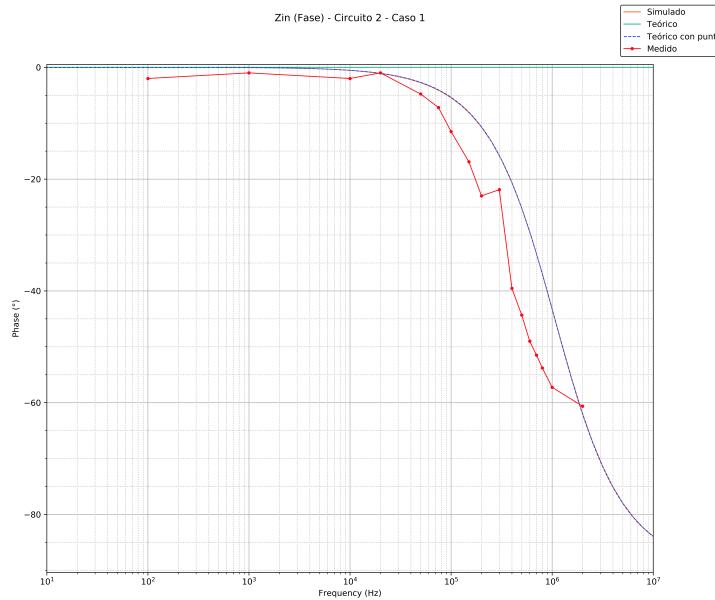


Figura 1.29: Configuración no inversora - Caso 1 - Fase de  $Z_{in}$

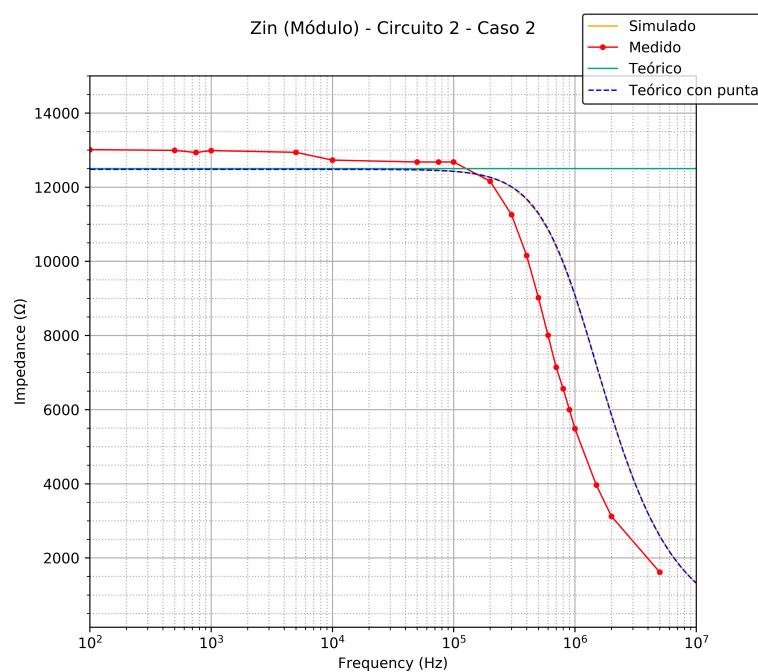


Figura 1.30: Configuración no inversora - Caso 2 - Módulo de  $Z_{in}$

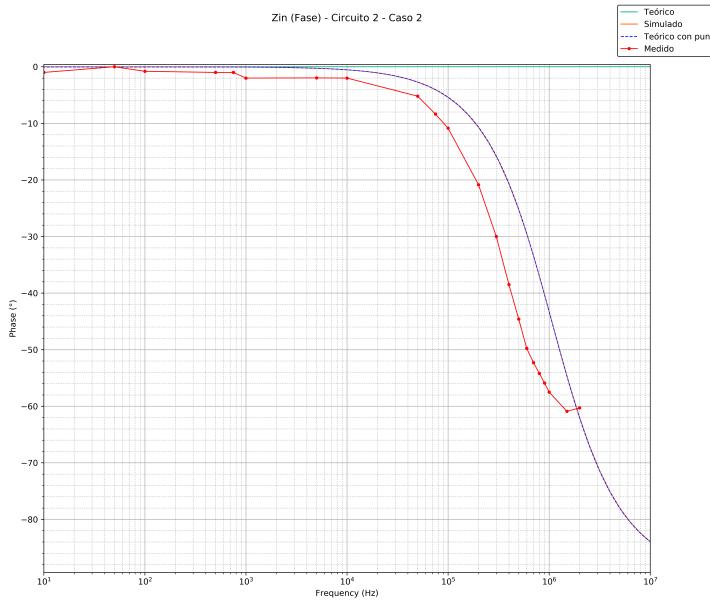


Figura 1.31: Configuración no inversora - Caso 2 - Fase de  $Z_{in}$

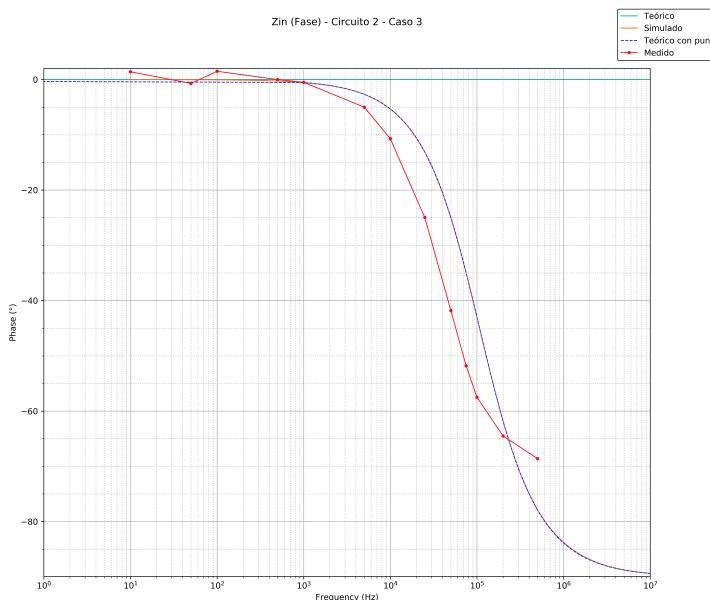


Figura 1.32: Configuración no inversora - Caso 3 - Fase de  $Z_{in}$

Las curvas teóricas donde se observa un sobrepico se debe a que no se consideraron las resistencias internas del amplificador operacional en el análisis ya que no estaban en las hojas de datos del mismo. Por lo tanto, habría que analizar en la expresión teórica el  $E$  para el cual el pico disminuya y así se ajustarían aquellas curvas.

### 1.3. DC SWEEP DESDE $-V_{CC}$ HASTA $V_{CC}$

Dado que se nos pidió alimentar al amplificador operacional con  $V_{CC} = \pm 15V$ , un DC Sweep desde  $-V_{CC}$  hasta  $V_{CC}$  requeriría  $30V_{pp}$  del generador de señales. Una limitación de los generadores del laboratorio es que alcanzan un máximo de  $20V_{pp}$ , por lo que no podríamos llevar a cabo las mediciones generando

una rampa en el rango de tensiones mencionado. La decisión tomada para lograr lo pedido fue, en el diseño del circuito, agregarle una etapa previa de amplificación utilizando otro amplificador operacional. El amplificador operacional no permite amplificar más de un valor determinado, y por lo tanto no hay forma de llegar exactamente a -15V y a 15V a la entrada del circuito ya que su tensión de entrada es la salida del amplificador operacional empleado en la etapa previa de amplificación de la señal del generador.

#### CONFIGURACIÓN INVERSORA

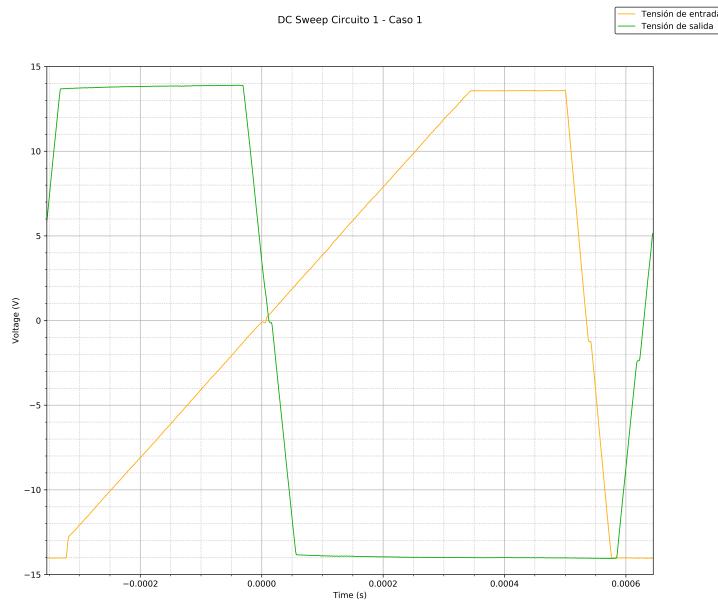


Figura 1.33: DC Sweep del circuito inversor, caso 1.

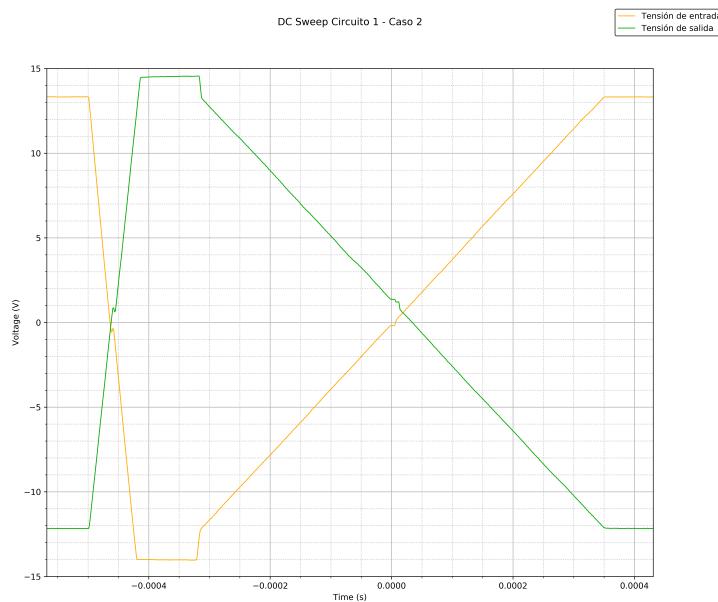


Figura 1.34: DC Sweep del circuito inversor, caso 2.

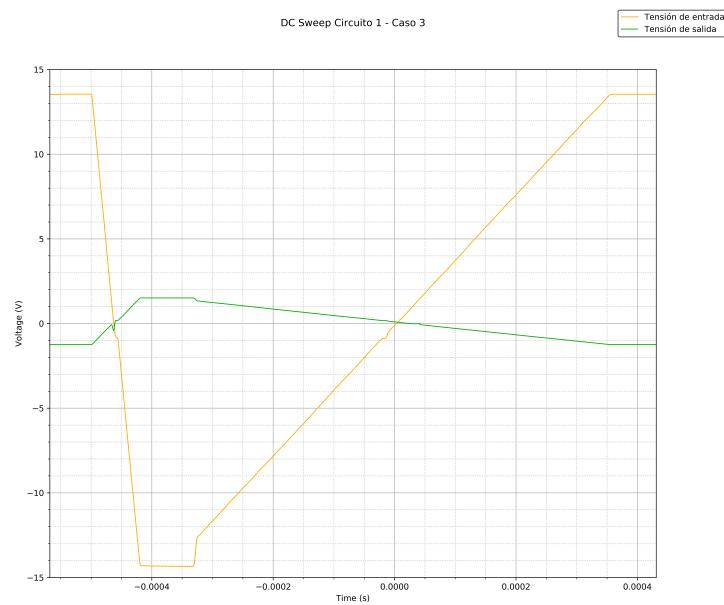


Figura 1.35: DC Sweep del circuito inversor, caso 3.

#### CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

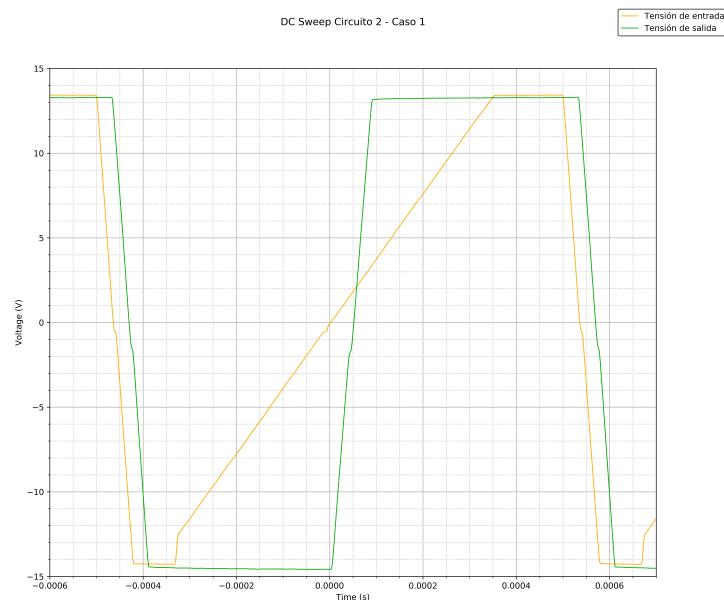


Figura 1.36: DC Sweep del circuito no inversor, caso 1.

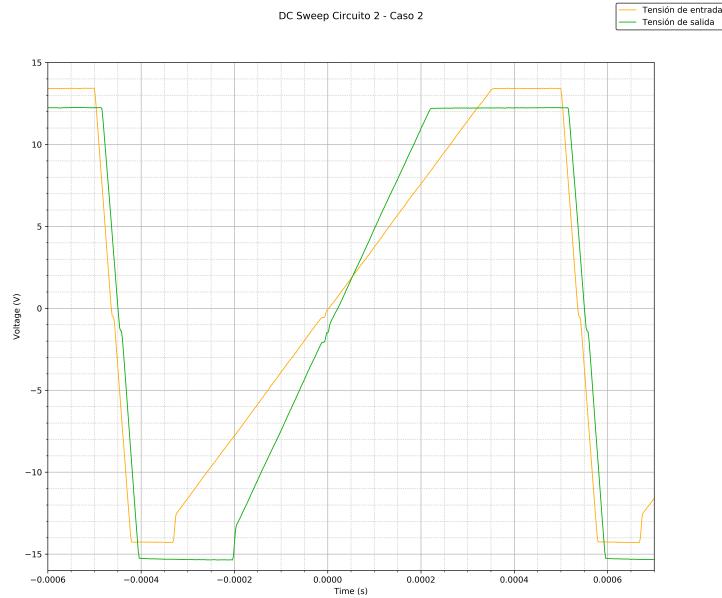


Figura 1.37: DC Sweep del circuito no inversor, caso 2.

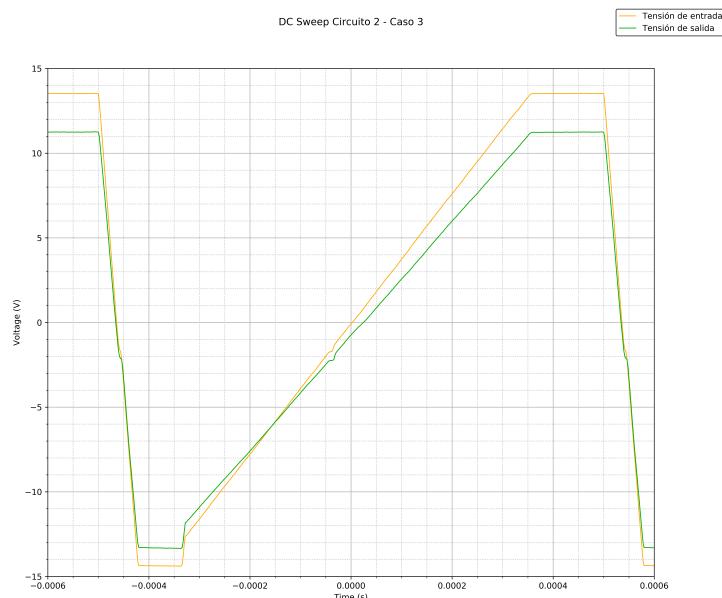


Figura 1.38: DC Sweep del circuito no inversor, caso 3.

## 1.4. FENÓMENOS QUE AFECTAN AL COMPORTAMIENTO DE LOS CIRCUITOS (LIMITACIONES)

### 1.4.1. EFECTO DE SLEW RATE (SR)

El Slew Rate es un fenómeno que se produce a la salida de un amplificador operacional, por el cual la señal de salida se ve alterada respecto de la señal de entrada. Esta alteración se produce en aquellos segmentos temporales donde la derivada de la señal de salida *teórica* (es decir, la que según el modelo se debería observar a la salida) supera un determinado valor, especificado por el fabricante del circuito integrado en su respectiva hoja de datos. En esos casos, la pendiente de la señal se verá limitada a la indicada por este coeficiente. A continuación se muestra la ecuación que define al slew rate (SR):

$$SR = \max \left\{ \frac{dV_{out}}{dt} \right\} \quad (1.26)$$

Para el caso del circuito integrado utilizado (LM324 de Texas Instruments) el valor del slew rate es de  $0,5 \frac{V}{\mu s}$ . Esto fue obtenido a partir del gráfico 1.39 presentado por el fabricante.

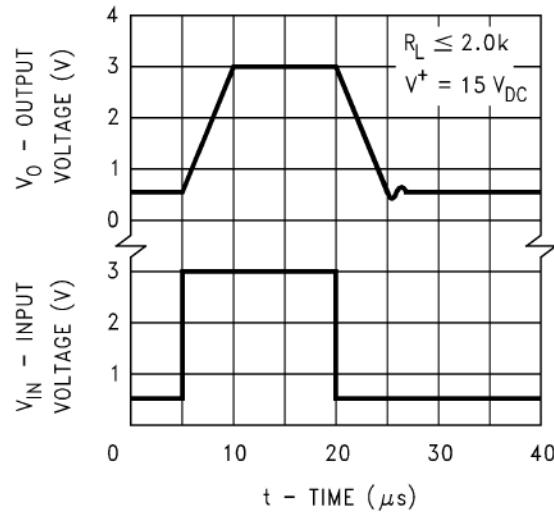


Figure 7. Voltage Follower Pulse Response

Figura 1.39: Gráfico de la hoja de datos de la que se obtuvo el valor del slew rate.

El valor sale de calcular la pendiente de la tensión de salida como respuesta a la señal cuadrada de entrada, a partir del cociente entre  $\Delta V$  y  $\Delta t$  como se ve en la figura 1.40.

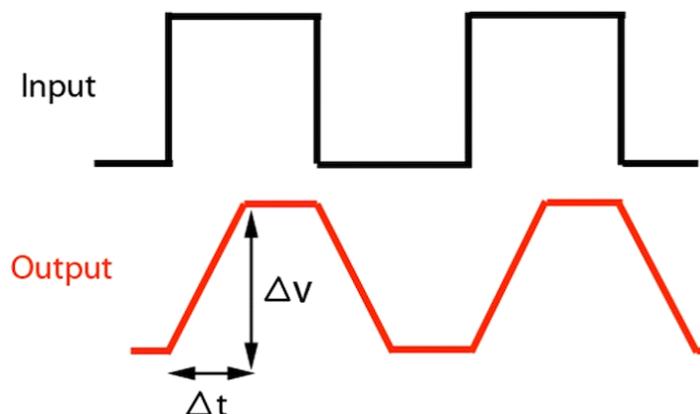


Figura 1.40: Detalles del gráfico para el cálculo del slew rate.

A continuación se presenta una imagen del osciloscopio mostrando el efecto que fue observando en la práctica.

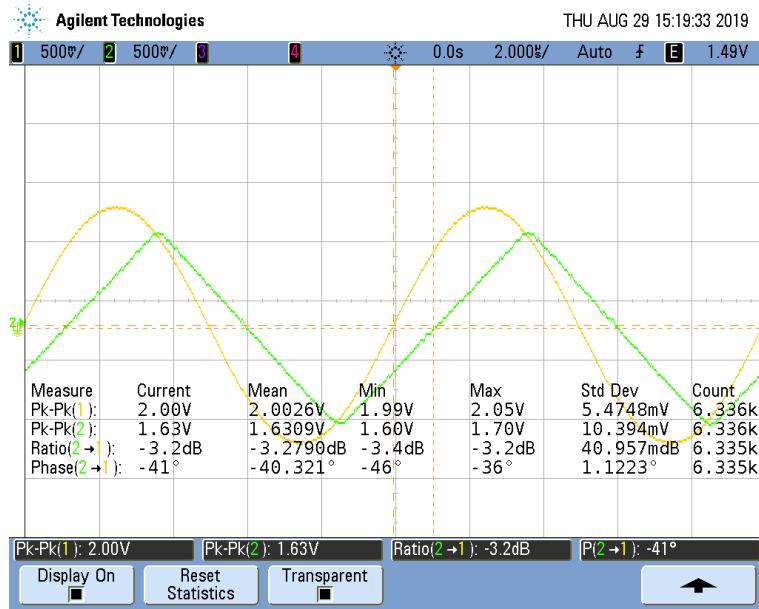


Figura 1.41: Efecto de slew rate observado en el osciloscopio.

Se midió el slew rate alimentando uno de los circuitos con una señal senoidal de 3Vpp y 800KHz; ya que en esas condiciones a la salida se podía observar dicho efecto. Se colocaron los cursores en una posición que permitiera calcular la pendiente y se obtuvo:

$$\begin{cases} \Delta X = 466\text{ns} \\ \Delta Y = 246\text{mV} \end{cases} \quad (1.27)$$

y por lo tanto,  $SR = 0,526 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ , lo cual coincide mucho con el valor de la hoja de datos.

Esta distorsión en la señal obliga a tener ciertas consideraciones en las mediciones. Por ejemplo, en el caso de la medición de respuesta en frecuencia de los circuitos, en donde es de vital importancia conocer el valor pico a pico de la señal de salida, se debe cuidar que el producto de la frecuencia de excitación y la amplitud de salida no exceda al coeficiente de slew rate, como mínimo. Caso contrario la señal senoidal tenderá a ser triangular, con lo cual las mediciones no serán útiles. Como consecuencia de esto, a medida que se aumenta la frecuencia de la entrada se debe moderar la amplitud de esta señal, para evitar la aparición de slew rate en la salida.

Según se pudo investigar, el origen de esta limitación se encuentra en el agregado de un capacitor de compensación en el circuito interno del operacional, el cual se utiliza para modificar la respuesta en frecuencia del mismo amplificador. Por otro lado, en la práctica se desprecie este efecto en la mayoría de los casos, dado el alto coeficiente de slew rate que poseen algunos circuitos integrados en la actualidad.

#### 1.4.2. DISTORSIÓN DE CRUCE POR CERO (CROSS-OVER DISTORTION)

Otro fenómeno para tener en cuenta al momento de efectuar mediciones es el denominado “crossover distortion”. Este efecto se hace presente cuando la tensión de entradas se aproxima a cero, u oscila en un rango aproximado de -0.7V a 0.7V. Estas últimas dos tensiones son justamente aquellas que accionan un diodo de silicio, y análogamente describen las tensiones base-emisor de un transistor BJT. Podemos modelar a la salida de un amplificador operacional como dos transistores (uno NPN y otro PNP) dispuestos como se muestra en la siguiente figura 1.42. Esto es tenido en cuenta ya que internamente el amplificador operacional tiene transistores que generan este comportamiento.

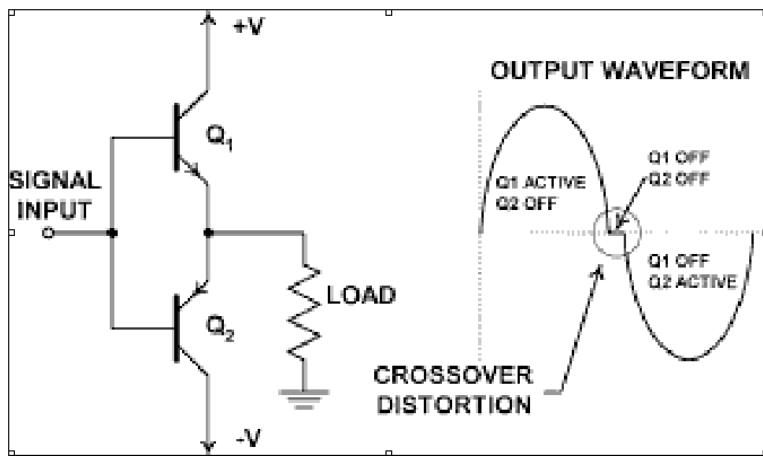


Figura 1.42: Efecto de crossover distortion.

Cuando la tensión de input se acerca a los rangos antes mencionados, un transistor se pone en modo de corte y el otro en modo saturación. En esta conmutación entre transistores se produce un efecto alineal, dada la alinealidad de la curva característica de salida de un transistor. De esta forma, la señal de salida no *sigue* en forma a la señal de entrada, por lo que se produce una ruptura en el lazo de alimentación en el circuito. Luego, obtenemos un recorte de la señal de salida, como se muestra en la figura anterior. Esto nuevamente tiene impacto sobre la medición de la señal, dado que esta no refleja el comportamiento esperado del circuito. Para compensar este efecto se encontró que es especialmente útil superponer un nivel de continua sobre la señal que se inyecte al circuito. Esto ayuda a disminuir este efecto, en la mayoría de los casos. Dicho nivel de offset en la señal fue agregado de forma totalmente empírica a cada medición, en función de lo reflejado en la salida en la pantalla del osciloscopio. A continuación se muestran ejemplos de esta distorsión en las sucesivas mediciones practicadas.

#### 1.4.3. GAIN BANDWIDTH PRODUCT (GBP)

El gain-bandwidth product (o GBP por sus siglas) es el producto entre el ancho de banda y la ganancia máxima que presenta el amplificador operacional. El ancho de banda está definido por la frecuencia para la cual hay una caída de 3dB de la tensión de salida respecto a la de entrada del circuito. Esto puede ser visto fácilmente en la respuesta en frecuencia de un circuito en la ubicación del primer polo. Los amplificadores operacionales tienen un polo dominante. Dado que se comportan como un pasa bajos, dicho polo es aquél que determina la frecuencia para la cual hay atenuación de 3dB. El polo dominante depende de los componentes internos del operacional, por lo que cada amplificador operacional tiene un polo dominante diferente, y por lo tanto un ancho de banda distinto. Esto significa que según la frecuencia a la cual se desea trabajar, se deberá elegir un amplificador operacional que defina un ancho de banda que abarque la región de frecuencias requerida en el diseño del circuito, ya que influyerá en la respuesta en frecuencia del circuito.

#### 1.4.4. SATURACIÓN

Según el modelo simplificado e ideal de un amplificador operacional, lo único que rige a la señal de salida es la ganancia del componente respecto de la señal de entrada, presentando un comportamiento netamente lineal. Es decir, si tenemos una configuración de amplificador cuya ganancia es 1000, e inyectamos una señal cuyo valor pico a pico es de 1V, la salida será de igual forma a la entrada con un valor pico a pico de 1000V. En la práctica el circuito integrado que contiene a los amplificadores operacionales está alimentado por una fuente de corriente continua constante (en este caso simétrica) que es la que entrega la potencia en el

momento de amplificar una señal. Esta aproximación a la realidad supone una restricción al circuito, siendo esta que los valores máximos y mínimos de la señal de salida nunca podrán superar a los valores máximos y mínimos de alimentación ( $+V_{cc}$ ,  $-V_{cc}$ ), respectivamente. Como consecuencia de esto, la salida del circuito entrará en estado de “saturación” cuando la tensión de salida sobrepase los límites de la alimentación, lo que deriva en un comportamiento alineal de la salida.

Al llevar a cabo el DC sweep del cual se habló previamente, se pudo observar que no había forma de llegar realmente a los  $\pm 15V$  a la salida, que es la tensión de  $V_{cc}$  con la que se alimentaba al integrado, sino que la saturación se daba cerca de los 14V. Esto se debe a que en la realidad la saturación ocurre un poco antes debido a características de cómo está hecho internamente el integrado. Por lo tanto, esto se puede deber a alguna caída de tensión interna dentro del amplificador operacional no predicha en el modelo teórico (como por ejemplo caídas de tensión para la alimentación de los transistores que componen la lógica interna del amplificador).

## 1.5. CONDICIONES DE COMPORTAMIENTO LINEAL DEL CIRCUITO

### 1.5.1. ANÁLISIS TEÓRICO

La tensión de entrada máxima del circuito está limitada principalmente por el slew rate y la saturación.

#### INFLUENCIA DEL SLEW RATE EN $V_{in_{max}}$

Partiendo de:

$$\begin{cases} SR = \max\left\{\frac{dV_{out}}{dt}\right\} \\ V_{in}(f, t) = V_{in_{max}} \cdot \sin(2\pi f t) \\ V_{out}(f, t) = |H(f)| \cdot V_{in_{max}} \cdot \sin(2\pi f t) \end{cases} \quad (1.28)$$

Siendo  $SR$  el slew rate,  $V_{in}$  y  $V_{out}$  las señales de entrada y de salida respectivamente y  $|H(f)| = V_{out}/V_{in}$  la ganancia del circuito.

$$\frac{dV_{out}}{dt} = |H(f)| V_{in_{max}} 2\pi f \cos(2\pi f t) \quad (1.29)$$

Maximizando la ecuación 1.29 se obtiene que:

$$SR = \max\left\{\frac{dV_{out}}{dt}\right\} = |H(f)| 2\pi f V_{in_{max}} \quad (1.30)$$

Despejando de la ecuación 1.30:

$$V_{in_{max}} = \frac{SR}{|H(f)| 2\pi f} \quad (1.31)$$

El valor de SR, para el cálculo teórico, fue sacado de hojas de datos del amplificador operacional LM324 de Texas Instrument<sup>2</sup>. Se encontró que  $SR = 0,5 \frac{V}{\mu s}$ . Reemplazando con este valor y con los valores correspondientes de resistencias:

	$V_{in_{max}}$
caso 1	$\frac{3,38 \cdot 10^{-9} \sqrt{1,87 \cdot 10^{15} f^2 + 8,68 \cdot 10^{24}}}{f}$
caso 2	$\frac{1,86 \cdot 10^{-8} \sqrt{6,17 \cdot 10^{13} f^2 + 8,68 \cdot 10^{24}}}{f}$
caso 3	$\frac{3,38 \cdot 10^{-9} \sqrt{1,87 \cdot 10^{15} f^2 + 8,68 \cdot 10^{26}}}{f}$

Cuadro 1.4: Circuito inversor: Tensión de entrada máxima, limitada por slew rate.

#### - CONFIGURACIÓN INVERSORA

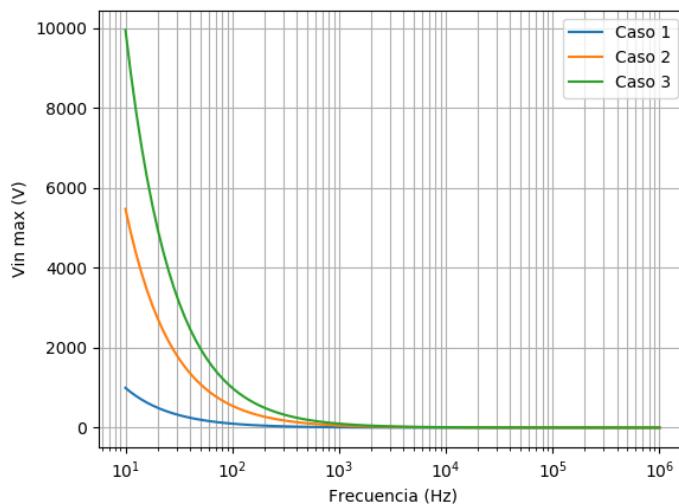


Figura 1.43: Circuito inversor: Tensión de entrada máxima limitada por slew rate.

#### - CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

	$V_{in_{max}}$
caso 1	$\frac{3,38 \cdot 10^{-9} \sqrt{1,87 \cdot 10^{15} f^2 + 8,68 \cdot 10^{24}}}{f}$
caso 2	$\frac{1,86 \cdot 10^{-8} \sqrt{6,17 \cdot 10^{13} f^2 + 8,68 \cdot 10^{24}}}{f}$
caso 3	$\frac{3,38 \cdot 10^{-9} \sqrt{1,87 \cdot 10^{15} f^2 + 8,68 \cdot 10^{26}}}{f}$

Cuadro 1.5: Circuito no inversor: Tensión de entrada máxima limitada por slew rate.

<sup>2</sup>Hoja de datos del operacional LM324: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm324-n.pdf>

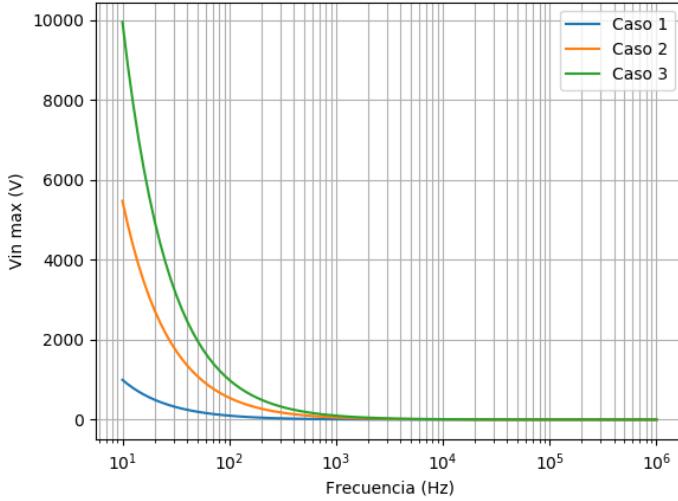


Figura 1.44: Circuito no inversor: Tensión de entrada máxima limitada por slew rate.

#### INFLUENCIA DE LA SATURACIÓN EN $V_{in_{max}}$

La tensión pico a pico máxima de salida del amplificador operacional es llamada tensión de saturación  $V_{sat}$ . Teóricamente, este valor es igual a  $V_{CC}$ . Dado que  $V_{out} = |H(s)|V_{in}$ :

$$V_{in_{max}} = \frac{V_{out_{max}}}{|H(s)|} = \frac{V_{sat}}{|H(s)|} = \frac{V_{CC}}{|H(s)|} \quad (1.32)$$

Dado que en nuestro caso usamos  $V_{CC} = \pm 15V$ , la expresión que se obtiene es:

$$V_{in_{max}} = \frac{15V}{|H(s)|} \quad (1.33)$$

#### - CONFIGURACIÓN INVERSORA

	$V_{in_{max}}$
caso 1	$5,79 \cdot 10^{-13} \sqrt{1,87 \cdot 10^{15} f^2 + 8,68 \cdot 10^{24}}$
caso 2	$3,18 \cdot 10^{-12} \sqrt{6,17 \cdot 10^{13} f^2 + 8,68 \cdot 10^{24}}$
caso 3	$5,79 \cdot 10^{-13} \sqrt{1,87 \cdot 10^{15} f^2 + 8,68 \cdot 10^{26}}$

Cuadro 1.6: Circuito inversor: Tensión de entrada máxima, limitada por saturación.

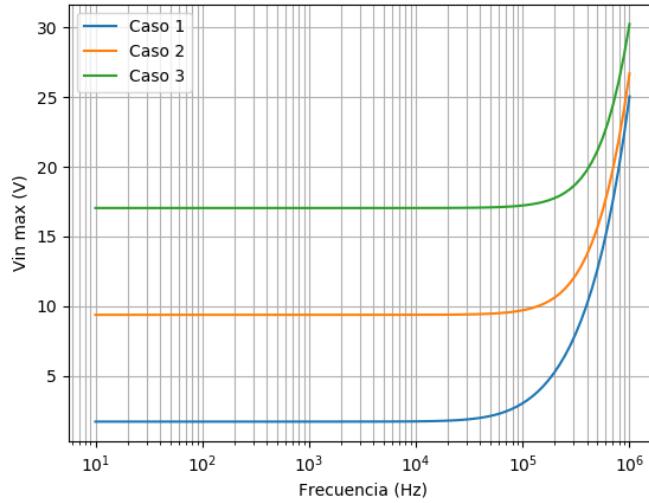


Figura 1.45: Circuito inversor: Tensión máxima de entrada limitada por saturación.

- CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

$$\frac{V_{in_{max}}}{\text{caso 1} \quad 5,79 \cdot 10^{-13} \sqrt{1,87 \cdot 10^{15} f^2 + 8,68 \cdot 10^{24}}}$$

$$\text{caso 2} \quad 3,18 \cdot 10^{-12} \sqrt{6,17 \cdot 10^{13} f^2 + 8,68 \cdot 10^{24}}$$

$$\text{caso 3} \quad 5,79 \cdot 10^{-13} \sqrt{1,87 \cdot 10^{15} f^2 + 8,68 \cdot 10^{26}}$$

Cuadro 1.7: Circuito no inversor: Tensión de entrada máxima, limitada por saturación.

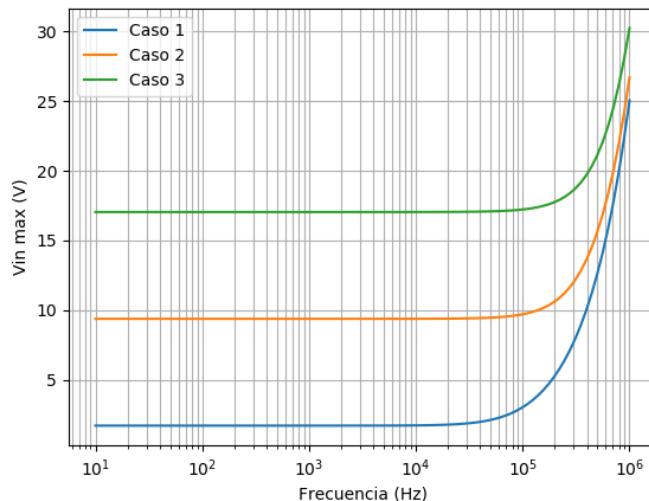


Figura 1.46: Circuito no inversor: Tensión máxima de entrada limitada por saturación.

## COMBINACIÓN DEL EFECTO DE SLEW RATE Y SATURACIÓN SOBRE LA TENSIÓN MÁXIMA DE ENTRADA

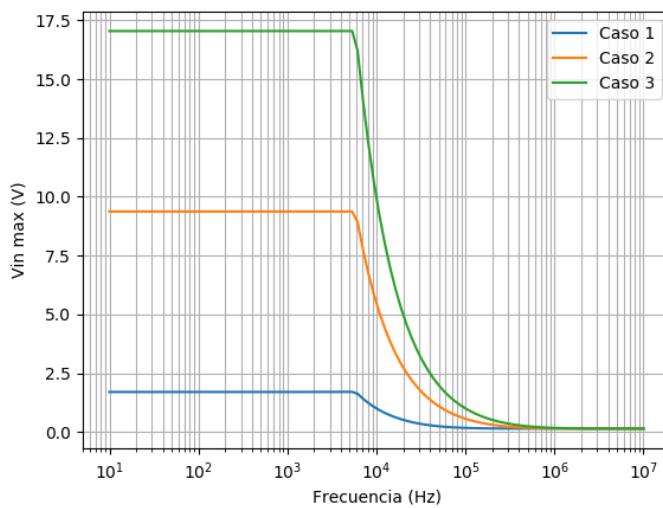


Figura 1.47: Circuito inversor: Tensión máxima de entrada limitada por slew rate y saturación.

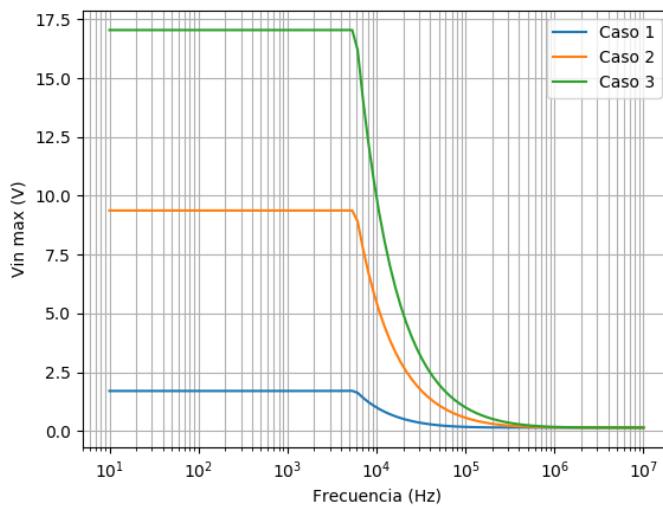


Figura 1.48: Circuito no inversor: Tensión máxima de entrada limitada por slew rate y saturación.

### 1.5.2. MEDICIONES Y RESULTADOS OBTENIDOS

Para encontrar de forma práctica la tensión de entrada máxima, se utilizó el osciloscopio en modo MATH, FFT, para observar la tensión de entrada a partir de la cual comenzaban a aparecer más armónicos de lo observado a tensión baja, lo cual indica que se comienza a distorsionar la señal de salida. se fue subiendo la tensión pico a pico de una senoidal de entrada para ver a partir de qué valor ocurría dicha distorsión. Utilizando una senoidal de 100KHz, para el circuito inversor se obtuvo:

### 1.5.3. PRESENCIA DE LA RESISTENCIA $R_4$

Se nos pidió analizar la influencia de la resistencia  $R_4$  en el circuito de configuración inversora. En las expresiones de  $V_{out}/V_{in}$  y  $Z_{in}$  obtenidas para este circuito se observa que esta resistencia no influye. Por lo

$V_{in}$ máxima	
caso 1	415mV
caso 2	270mV
caso 3	285mV

Cuadro 1.8: Tensión de entrada máxima sin distorsión a la salida.

tanto, variando dicho valor, la respuesta en frecuencia y la impedancia de entrada al circuito seguirá siendo la misma.

#### 1.5.4. AUSENCIA DE LA RESISTENCIA $R_3$

Para el caso del circuito no inversor, si  $R_3$  vale cero, la impedancia de entrada valdrá lo mismo que  $R_3$  en el cálculo teórico. No ocurre lo mismo para el circuito inversor. En este último, la impedancia de entrada no depende de  $R_3$ , por lo que el valor de dicha impedancia no cambiará al anular  $R_3$ .

Al observar lo que ocurre con  $V_{out}/V_{in}$ , se puede ver que anulando  $R_3$ , disminuye la ganancia del circuito inversor, mientras que aumenta en el caso del no inversor.

#### 1.5.5. SELECCIÓN DE AMPLIFICADOR OPERACIONAL PARA ALTAS FRECUENCIAS

Según el análisis realizado no sería conveniente emplear el lm324 para una señal cuya frecuencia oscile entre 0.3Mhz y 2Mhz. En este punto se puede observar que la ganancia en tensión es casi nula, por lo que el amplificador operacional difícilmente podrá ser usado para amplificar. Esto se puede observar en el siguiente gráfico, extraído de la wwb de Texas Instruments.

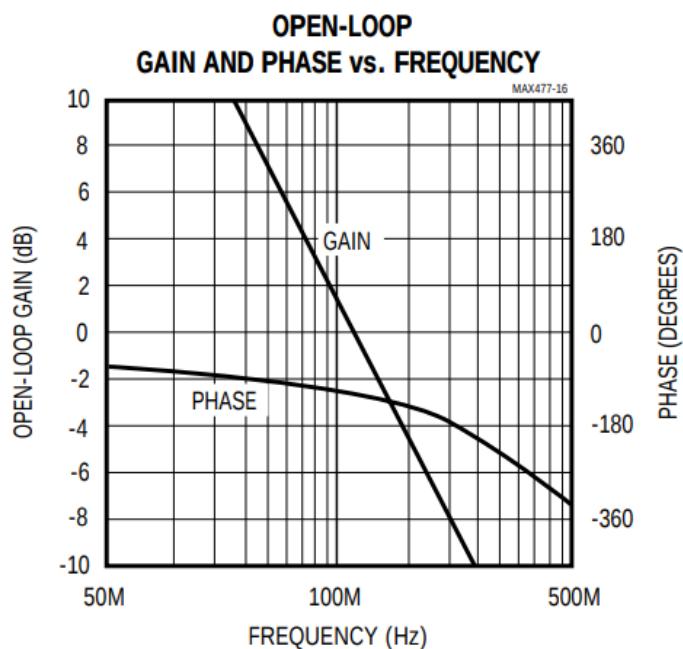


Figura 1.49: Ganancia a lazo abierto del LM324 en función de la frecuencia.

Por otro lado también se debe tener en cuenta el efecto del slew rate. Con una tensión pico a pico de 1V y variando la frecuencia en el rango mencionado arriba y además suponiendo ganancia unitaria tendríamos un coeficiente de slew rate que oscila entre 1.8 y 12.56 volts por microsegundo. Esto supera ampliamente al

propio coeficiente máximo extraído de la datasheet del componente. Este último vale 0.5 volt por microsegundo. Consecuentemente, la señal de salida se verá gravemente distorsionada a causa de este efecto, aún en el mejor de los casos de amplificación.

Por otro lado este amplificador operacional tiene un coeficiente de slew rate de 1100 volts por microsegundo, cuatro veces superior en orden de magnitud al del LM324. Cabe destacar que este amplificador está pensado para frecuencias muy superiores al rango solicitado, por lo que su aplicación en dicho rango seguramente será poco eficiente en términos de costo beneficio.

Otra opción un tanto más lógica en términos de costos sería la serie OPA141 de Texas Instruments. Estos amplificadores están diseñados para operar en frecuencias del orden de los 10MHz. En cuanto al slew rate, el coeficiente característico de esta familia es de 20 volt por microsegundo (lo que implica que las señales mencionadas en el apartado anterior entran en el rango de no distorsión). Respecto a la ganancia del operacional, en el siguiente gráfico se puede veirificar que la ganancia a lazo cerrado es superior a la unitaria, por lo que puede ser configurable para que valga uno.

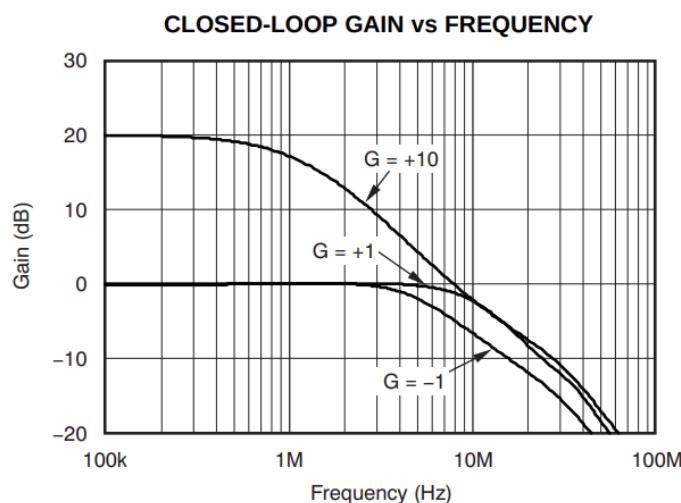


Figura 1.50: Ganancia a lazo cerrado del OPA141

Por último, psteodemos mencionar al modelo TSX920 de ST. Al igual que el anterior este circuito integrado está diseñado para trabajar a frecuencias del orden de los 10MHz. En este caso el slew rate está afectado por el signo de la pendiente de la señal, valiendo su coeficiente 17.7 y 19.6 volt por microsegundo con pendiente positiva y negativa respectivamente. Desde este punto de vista es apto para la aplicación solicitada. Por otro lado, abajo se puede observar que la ganancia a lazo abierto es suficiente para obtener ganancia unitaria, en las frecuencias de trabajo del amplificador.

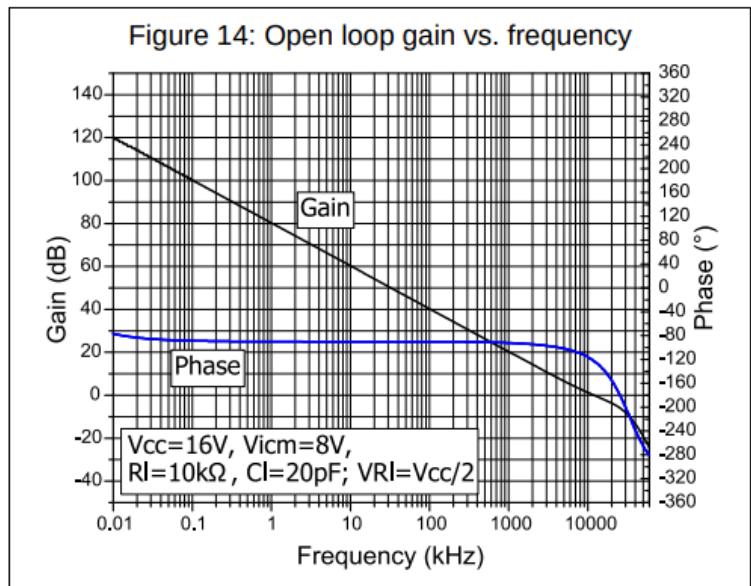


Figura 1.51: Ganancia a lazo cerrado del TXS920.

## 2. EJERCICIO 2

### 2.1. ANÁLISIS TEÓRICO

El circuito a analizar consiste, a grandes rasgos, en un amplificador no inversor. Para su estudio teórico se tomarán dos modelos, donde, en primer lugar, se considerará al amplificador operacional en su versión ideal, para luego introducir no idealidades en su impedancia de entrada, salida y en la ganancia del mismo. Los valores de las resistencias a utilizar fueron reemplazados por su valor comercial más cercano, resultando en que el circuito a analizar sea el de la figura 2.1.

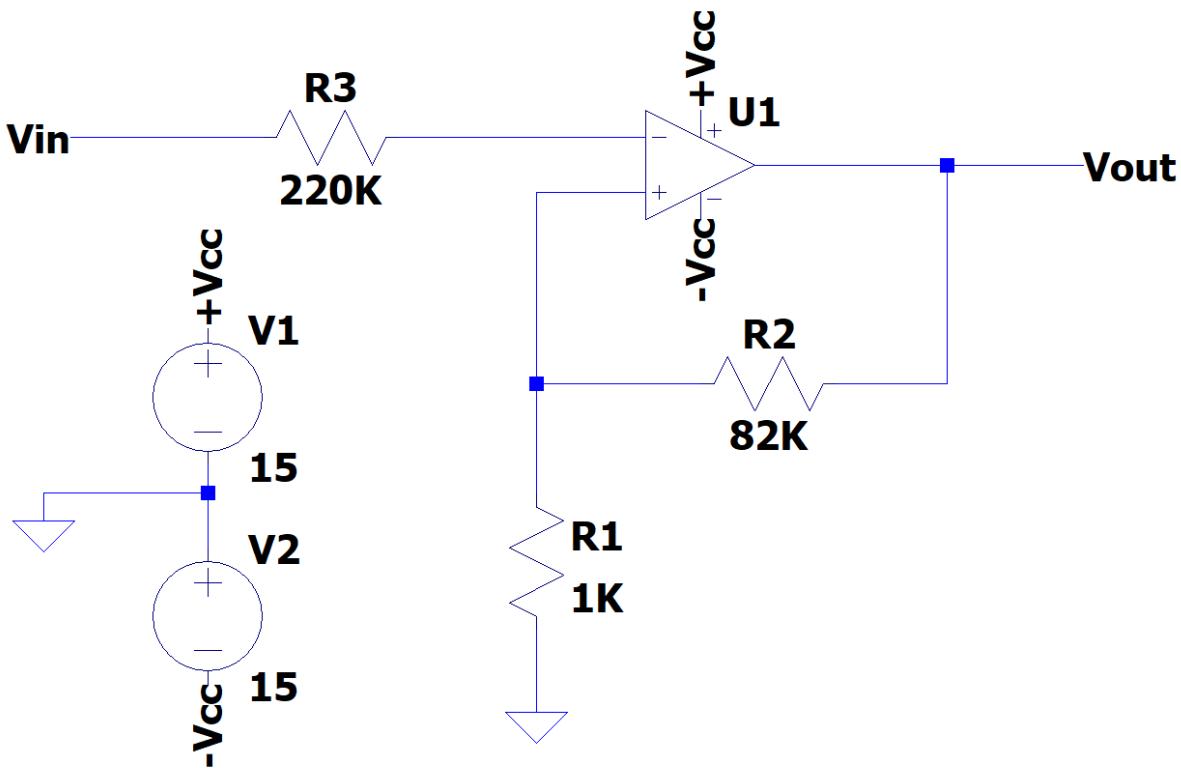


Figura 2.1: Circuito a analizar.

Ha de prestarse especial atención al nodo de la entrada no inversora del operacional. El mismo se encuentra a alta impedancia, ya que a su izquierda tiene la resistencia de  $220\text{K}\Omega$ , y a su derecha la impedancia interna del operacional (también alta). Esto lo convierte esencialmente en una antena, susceptible a captar señales de su entorno y, dado que está conectado a un circuito con una alta amplificación (cercana a los 40dB), amplificar esta señal parásita a la salida.

Este problema fue afrontado al realizar las mediciones con el operacional LM833 (uno de los dos pedidos), y se ofreció una solución al mismo que será detallada más adelante en las conclusiones del ejercicio. Luego, para el segundo operacional (NE5534), se decidió reemplazar a la misma por una de inferior valor, y se tomó como criterio hacer uso de la resistencia óptima para la compensación de las corrientes de bias. El valor para tal resistencia se obtiene de tomar el paralelo entre la resistencia de entrada al sistema, y la de feedback:

$$R'_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1\text{K}\Omega \cdot 82\text{K}\Omega}{1\text{K}\Omega + 82\text{K}\Omega} \approx 1\text{K}\Omega \quad (2.1)$$

#### 2.1.1. MODELO IDEAL

La primer aproximación al comportamiento del circuito se realizará considerando al amplificador operacional como un componente ideal, es decir,  $Av = \infty$ ,  $Z_{in_{opamp}} = \infty$ ,  $Z_{out_{opamp}} = 0$ . De esta manera, sin importar el modelo de operacional utilizado, se tiene que:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{82\text{K}\Omega}{1\text{K}\Omega} = 83 \implies 38,38\text{dB} \quad (2.2)$$

Se desprende también, de las condiciones de idealidad impuestas, que la impedancia de entrada del circuito será infinita.

### 2.1.2. MODELO CON IMPEDANCIA DE ENTRADA, SALIDA, Y GANANCIA FINITA

Para la resolución del circuito con las consideraciones ya mencionadas, es necesario ahora especificar qué datos serán utilizados para los cálculos. Los mismos fueron obtenidos de las correspondientes datasheets<sup>3</sup>, y se presentan en el cuadro 2.1.2.

En particular, para la frecuencia del polo dominante del NE5534, se tomó el dato del polo dominante cuando el capacitor de compensación colocado es de 22pF (el que fue utilizado).

Modelo de operacional	$f_0$ (Hz)	$A_0$	$r_{in_{opamp}}$ (KΩ)	$r_{out_{opamp}}$ (Ω)	$C_{in_{opamp}}$ (pF)
LM833	$16 \cdot 10^3$	1000	175	37	12
NE5534	$1 \cdot 10^3$	$10 \cdot 10^5$	100	0,3	-

Cuadro 2.1: Parámetros para cálculo de circuito no ideal.

Se modelizará al operacional mediante el circuito 2.2.

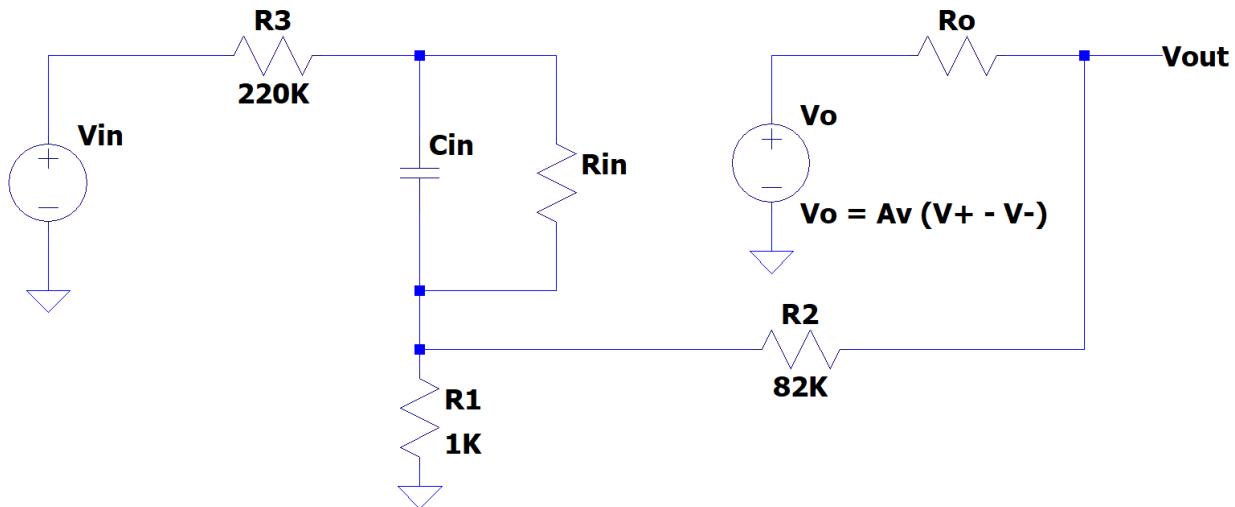


Figura 2.2: Circuito a analizar.

Se entiende al circuito como dos mallas cuyas ecuaciones son las descriptas en 2.3, que se extraen del circuito 2.3.

<sup>3</sup>Datasheet para operacional LM833: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm833.pdf>

Datasheet para operacional NE5534: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NE5534-D.PDF>

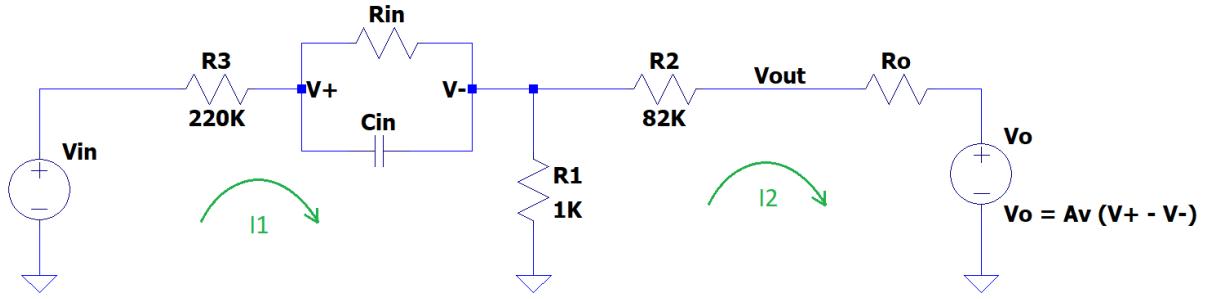


Figura 2.3: Circuito a analizar.

$$v_{in} - i_1 \cdot R_3 - i_1 \cdot Z_{in} - (i_1 - i_2) \cdot R_1 = 0 \quad (2.3)$$

$$- (i_2 - i_1) \cdot R_1 - i_2 \cdot R_2 - I_2 \cdot R_o - v_o = 0 \quad (2.4)$$

$$v_o = (v^+ - v^-) \cdot A_v \quad (2.5)$$

$$v^+ = v_{in} - i_1 \cdot R_3 \quad (2.6)$$

$$v^- = v_{in} - i_1 \cdot R_3 - i_1 \cdot Z_{in} \quad (2.7)$$

$$Z_{in} = \frac{R_{in}}{R_{in} \cdot C_{in} \cdot s + 1} \quad (2.8)$$

$$A_v = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (2.9)$$

Resolviendo para  $i_2$  se obtiene que:

$$i_2 = v_{in} \cdot \frac{R_1 - A_v \cdot Z_{in}}{R_1 \cdot (A_v \cdot Z_{in} - R_1) + (R_3 + Z_{in} + R_1) \cdot (R_1 + R_2 + R_o)} \quad (2.10)$$

Y luego se expresan  $v_{out}$  e  $i_1$  en función de  $i_2$  como:

$$i_1 = \frac{v_{in} + i_2 \cdot R_1}{R_3 + Z_{in} + R_1} \quad (2.11)$$

$$v_{out} = v_{in} \cdot \frac{R_1}{R_3 + Z_{in} + R_1} + i_2 \cdot \frac{R_1^2}{R_3 + Z_{in} + R_1} + i_2 \cdot R_1 - i_2 \cdot R_2 \quad (2.12)$$

### 2.1.3. ECUACIONES TEÓRICAS PARA EL LM833

De los resultados obtenidos en 2.11, y con los datos de la tabla 2.1.2, se tiene:

$$\frac{v_{out}^{LM833}}{v_{in}} = \frac{1,11 \cdot 10^{-4} \cdot s^4 + 1,105 \cdot 10^3 \cdot s^3 + 3,698 \cdot 10^{13} \cdot s^2 + 3,471b \cdot 10^{20} \cdot s + 2,692 \cdot 10^{26}}{s^4 + 1,034 \cdot 10^7 s^3 + 1,678 \cdot 10^{13} \cdot s^2 + 1,203 \cdot 10^{19} s + 3,948 \cdot 10^{24}} \quad (2.13)$$

$$Z_{in}^{LM833} = \frac{2,21 \cdot 10^5 \cdot s^3 + 1,89 \cdot 10^{11} \cdot s^2 + 1,49 \cdot 10^{17} \cdot s + 4,12 \cdot 10^{22}}{s^3 + 4,78 \cdot 10^5 \cdot s^2 + 3,79 \cdot 10^{10} \cdot s} \quad (2.14)$$

(2.15)

### 2.1.4. ECUACIONES TEÓRICAS PARA EL NE5534

De los resultados obtenidos en 2.11, y con los datos de la tabla 2.1.2, se tiene:

$$\frac{v_{out}^{NE5534}}{v_{in}} = \frac{1,21 \cdot 10^{-2} \cdot s^4 + 4,43 \cdot 10^6 \cdot s^3 + 2,57 \cdot 10^{18} \cdot s^2 + 1,18 \cdot 10^{27} \cdot s + 4,46 \cdot 10^{34}}{s^4 + 5,01 \cdot 10^8 \cdot s^3 + 6,86 \cdot 10^{16} \cdot s^2 + 1,53 \cdot 10^{25} \cdot s + 5,51 \cdot 10^{32}} \quad (2.16)$$

$$Z_{in}^{NE5534} = \frac{1,99 \cdot 10^3 \cdot s^2 + 8,33 \cdot 10^{10} \cdot s + 6,31 \cdot 10^{17}}{s^2 + 6,28 \cdot 10^3 s} \quad (2.17)$$

## 2.2. SIMULACIÓN

Para el análisis de los circuitos mediante herramientas de simulación se empleó el programa LTspice, para el cual se realizaron dos esquemáticos, uno para cada uno de los operacionales. En ambos casos, se simuló la respuesta en frecuencia utilizando la función AC Analysis, y se obtuvieron así los diagramas de bode e impedancia de entrada del sistema, seleccionando las variables pertinentes a observar en el graficador. A continuación se presentan los circuitos utilizados para tal fin:

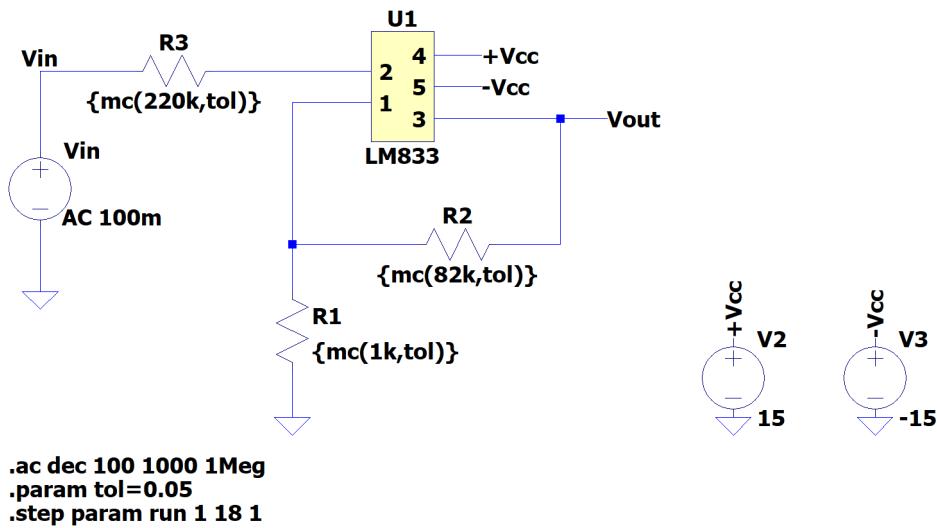


Figura 2.4: Circuito en LTspice para simulacion con el LM833.

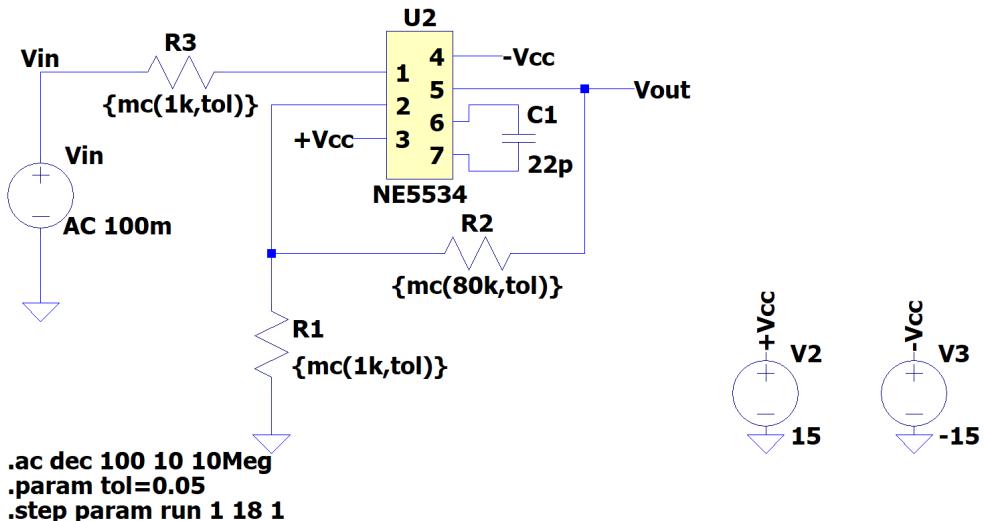


Figura 2.5: Circuito en LTspice para simulacion con el NE5534.

## 2.3. RESULTADOS Y COMPARACIÓN

### 2.3.1. CON OPERACIONAL LM833

Para realizar las mediciones con este operacional, se decidió buscar la forma de paliar los efectos de la resistencia de  $220\text{K}\Omega$  mediante el uso de un cable cercano a la misma, y conectado a tierra. Este cable hace las veces de shield, al ofrecerle a las señales parásitas un camino de menor esfuerzo hacia tierra.

Se presentan a continuación los gráficos para la comparación de los resultados teóricos, simulados y experimentales, correspondientes a los diagramas de bode (en módulo y fase), e impedancia de entrada (también en módulo y fase):

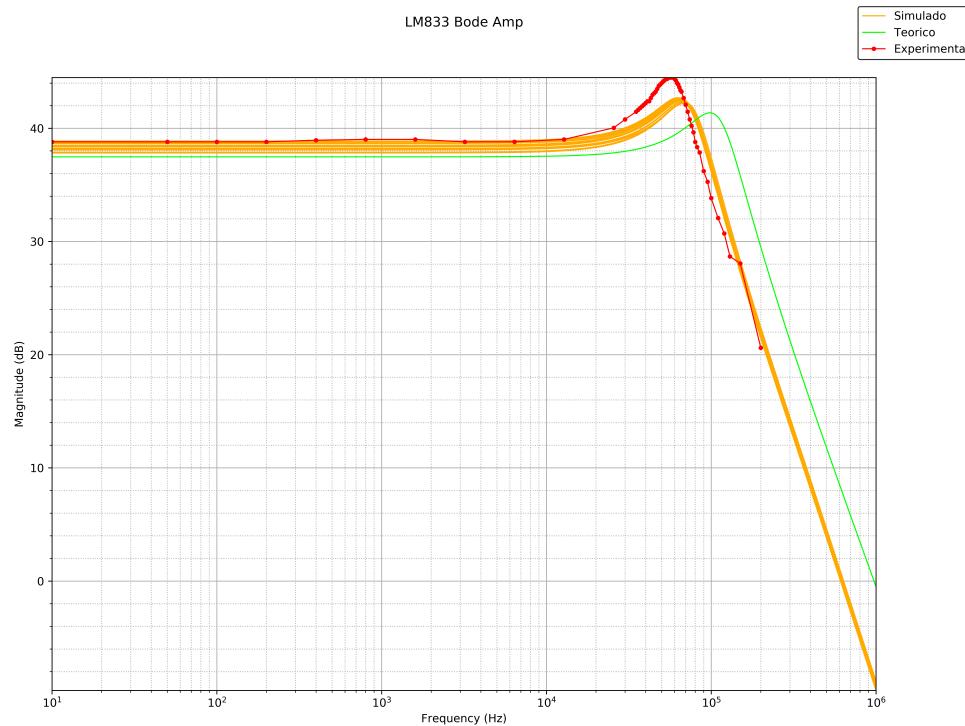


Figura 2.6: Bode de amplitud para operacional LM833.

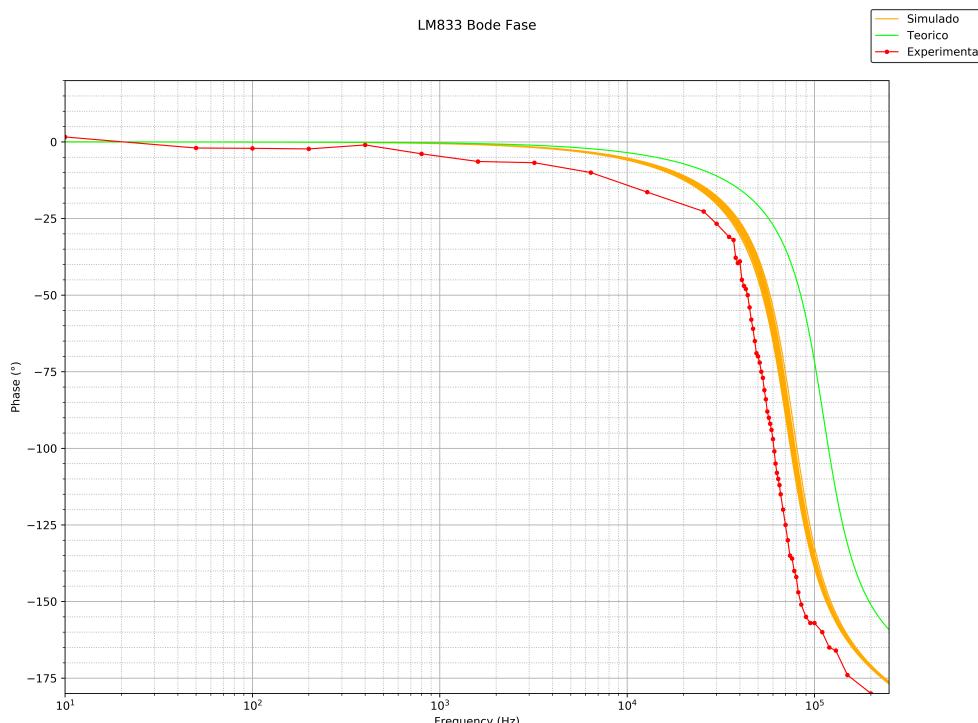


Figura 2.7: Bode de fase para operacional LM833.

Los diagramas de bode se presentan con buena concordancia entre teoría, simulación y práctica, observándose únicamente discrepancias en la frecuencia exacta de corte, y en la magnitud del sobrepico. Tanto en la amplitud como la fase, se observa una diferencia de aproximadamente 50KHz entre la frecuencia de corte del teórico y del simulado, y otros 10KHz con el medido. En lo que respecta al sobrepico, el teórico se encuentra en 41dB aproximadamente, mientras que el simulado es de 42, y el medido de 44. Por otro lado, se observa una coincidencia en la pendiente decreciente posterior al polo, siendo la misma de 40dB por década en las tres curvas. Esto, sumado

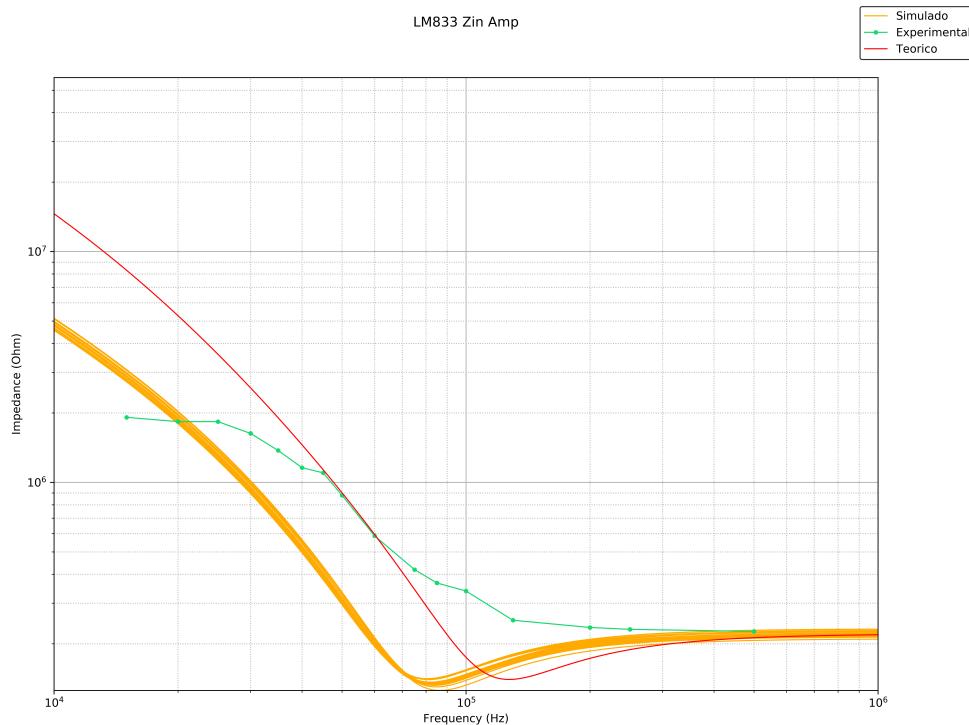


Figura 2.8: Amplitud de  $Z_{in}$  para operacional LM833.

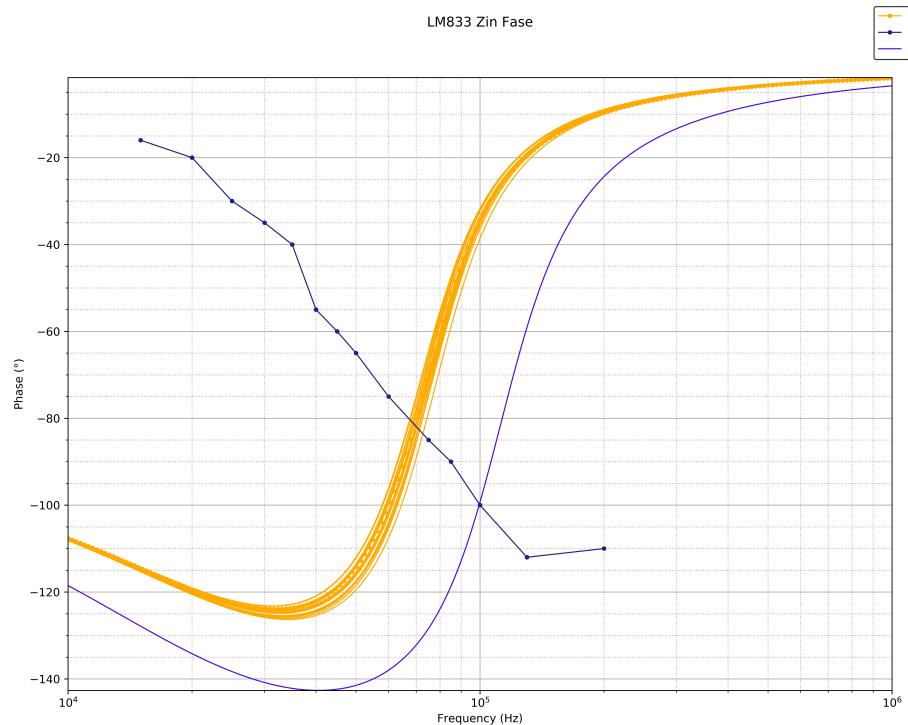


Figura 2.9: Fase de  $Z_{in}$  para operacional LM833.

El caso es distinto para la impedancia de entrada, donde las discrepancias son más apreciables. Mientras que la teoría y la práctica mantienen cierta concordancia, a pesar de su desplazamiento relativo, los valores medidos están en desacuerdo con lo esperado, ya que no presentan el mínimo que caracteriza al teórico y simulado, y en frecuencias donde la fase teórica y simulada crece acercándose al 0, en la práctica decrece. Las razones detrás de estas diferencias pueden estar debidas a las condiciones a las que el circuito fue sometido. Cabe recordar que a la entrada del mismo se colocó una resistencia de un valor descomunalmente alto para esta aplicación ( $220K\Omega$ ), que es susceptible a captar señales rondantes al mismo. Esta característica, sumada al hecho de que se está requiriendo una alta amplificación por parte del circuito (cercana a 40dB), contribuyen a que el mismo se encuentre en condiciones excepcionales y límite. En estas condiciones, es posible que aparezcan efectos en el operacional que no fueron considerados en el análisis teórico ni agregados en el modelo de spice, o que por el contrario, las mediciones hayan carecido de exactitud, siendo más permeables al ruido.

### 2.3.2. CON OPERACIONAL NE5534

Para las mediciones con este operacional, se decidió dejar de lado la resistencia de  $220K\Omega$ , y reemplazarla por  $1K\Omega$ , bajo el criterio mencionado en la sección 2.

Se presentan a continuación los gráficos para la comparación de los resultados teóricos, simulados y experimentales, correspondientes a los diagramas de bode (en módulo y fase), e impedancia de entrada (también en módulo y fase):

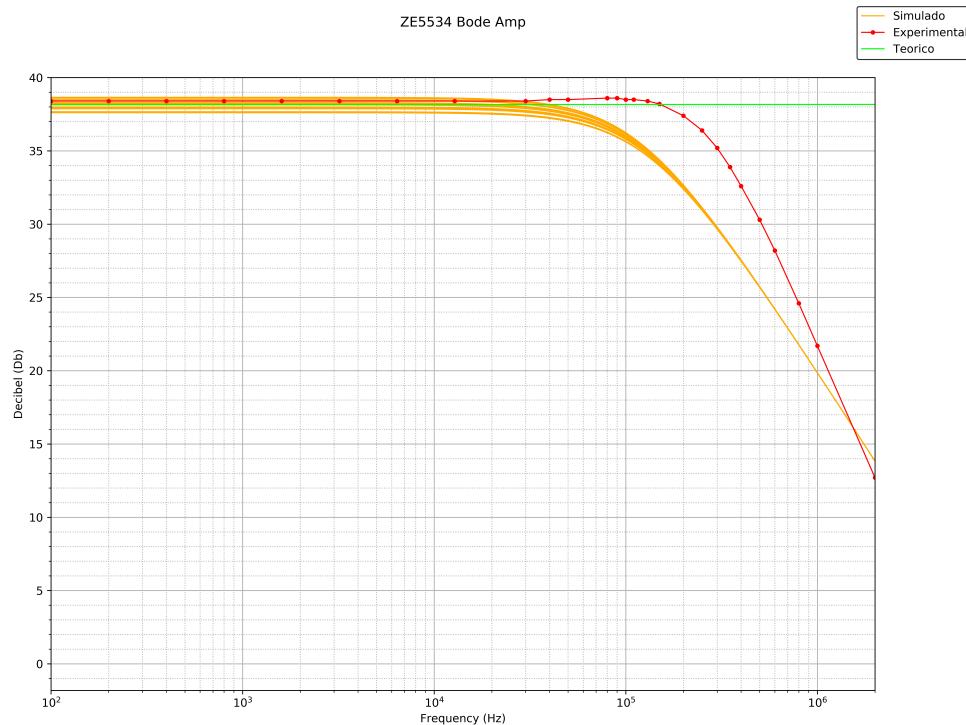


Figura 2.10: Bode de amplitud para operacional NE5534.

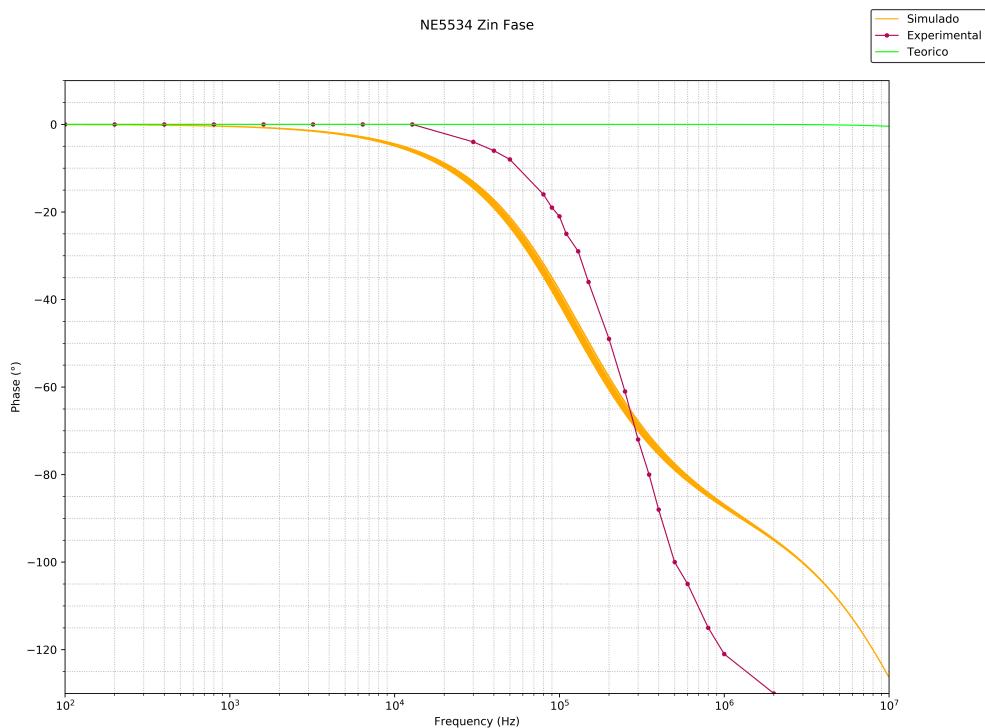


Figura 2.11: Bode de fase para operacional NE5534.

El análisis de los resultados de las mediciones con el operacional NE5534 presenta mayores diferencias entre valores prácticos, teóricos e incluso simulados. En primer lugar, debe ser señalado que el teórico no se realizó teniendo en cuenta la compensación externa con el capacitor de 22pF, razón por la cual se ve que mantiene

la ganancia ideal en un ancho de banda mucho más amplio. En cuanto a la comparación entre el simulado y el experimental, hay una característica fundamental a destacar, y es que la pendiente de decrecimiento de la curva experimental es claramente superior a la simulada, indicando la posible presencia de un polo de segundo orden en lugar de uno simple como sugiere la simulación. A esto se suma un leve sobreímpetu que presentan los resultados prácticos, sugiriendo que además de ser de segundo orden, el polo es levemente subamortiguado. La hipótesis del polo de segundo orden parece ser confirmada en el diagrama de la fase, en el cual se puede observar que mientras que la simulación presenta un cambio de fase de  $90^\circ$ , la experimental salta  $180^\circ$ .

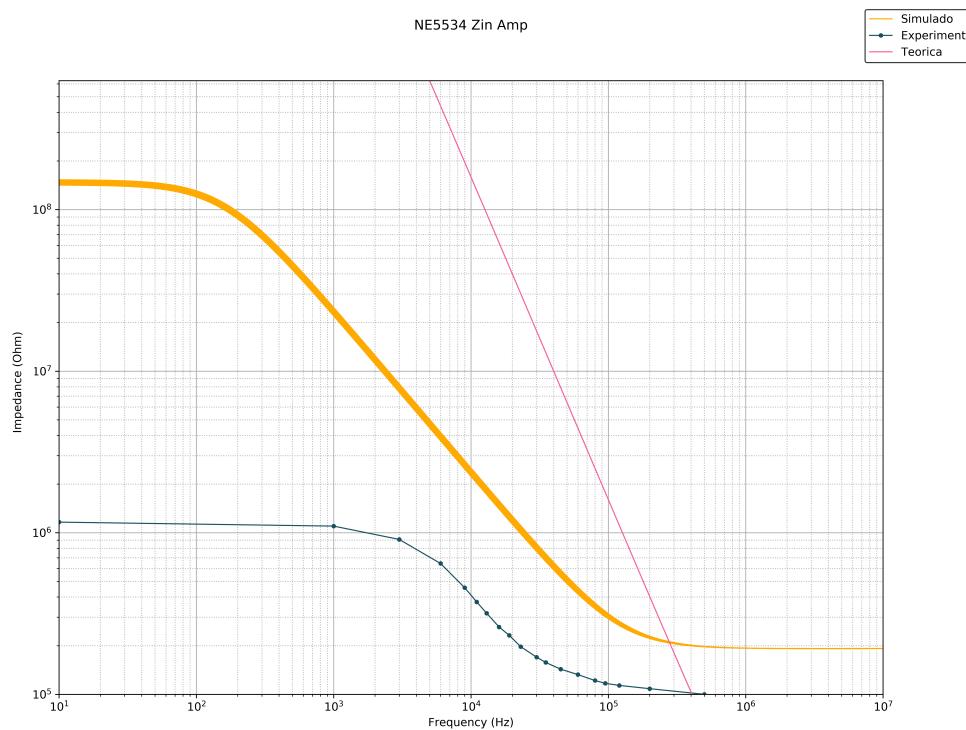


Figura 2.12: Amplitud de  $Z_{in}$  para operacional NE5534.

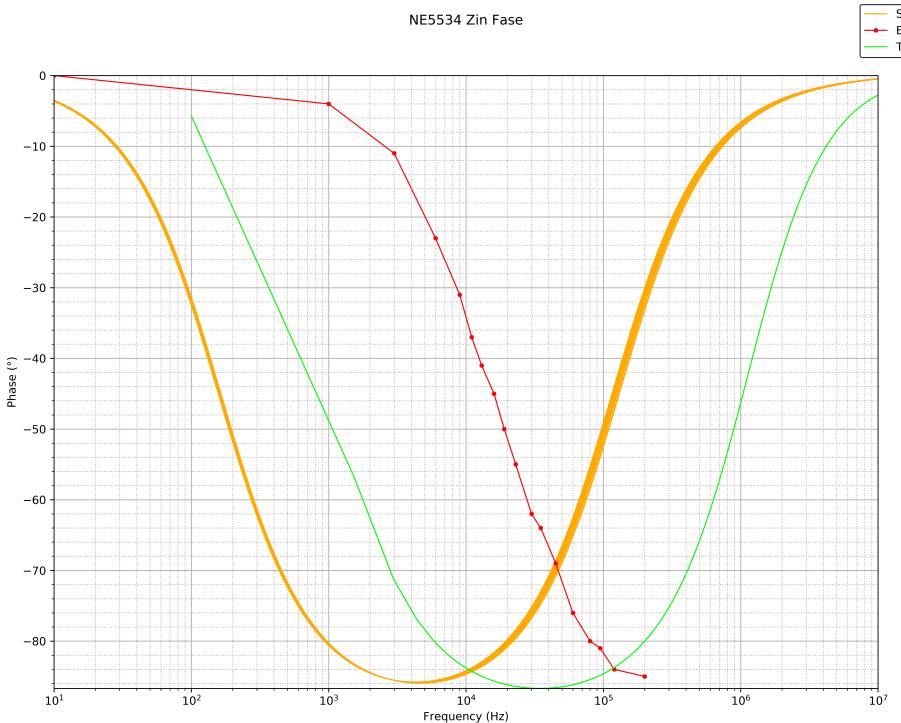


Figura 2.13: Fase de  $Z_{in}$  para operacional NE5534.

En la impedancia de entrada del NE5534, las diferencias entre las tres curvas se vuelven considerables. Estas diferencias pueden ser debidas, en parte, a lo señalado por los diagramas de bode, y a las condiciones extremas de uso de un operacional con pobres características. El NE5534 tiene una baja impedancia de entrada ( $100K\Omega$ ), para una aplicación con tanta ganancia (40dB), y considerando además que ni la teoría ni la simulación tuvieron en cuenta algún componente del operacional que provoca el segundo orden en el polo, puede entenderse entonces que hayan diferencias. De todas maneras, se concluye que el análisis previo a las mediciones no fue suficiente para predecir los efectos que se presentaron en la práctica.

## 2.4. CONCLUSIONES

De lo visto en este ejercicio se extraen principalmente los conocimientos construidos a partir de los problemas ocasionados por la alta resistencia a la entrada. Se concluye que es necesario prestar atención a altas impedancias en el nodo de entrada del operacional, ya que convierte al mismo en una antena. En estas condiciones, y dependiendo del layout del circuito, el mismo puede ser sometido a señales que lo hagan saturar y oscilar. Finalmente, sobre los operacionales utilizados, se considera que no son recomendables para aplicaciones con tan alta ganancia, particularmente el NE5534, ya que además de requerir una compensación externa, presenta efectos no esperados como un polo de segundo orden.

## 3. EJERCICIO 3

### 3.1. INTRUDUCCIÓN

Las corrientes de BIAS y la tensión de *Input Offset*

## 4. EJERCICIO 6

### 4.1. INTRODUCCIÓN

En este ejercicio se realizará el diseño de un circuito que adapta una señal de tensión proveniente de un sensor de temperatura LM324. Luego, se implementará el mismo en un PCB y se analizarán los resultados obtenidos.

### 4.2. DISEÑO DEL CIRCUITO

Como primer paso se deben definir las entradas y salidas del sistema para poder comenzar con su diseño. Respecto a la entrada, la fuente de la misma es el sensor de temperatura LM324. Según se pudo consultar en su datasheet, la ganancia del mismo es de  $100 \frac{mV}{^{\circ}C}$ . Por otro lado, el rango de temperaturas especificado de funcionamiento del circuito va desde  $35^{\circ}C$  hasta  $45^{\circ}C$ . Luego, el rango de tensiones de entrada es de  $350 mV$  a  $450 mV$ , lineal respecto de la temperatura. El rango de salida del circuito está comprendido entre  $0V$  y  $5V$ , a  $35^{\circ}C$  y  $45^{\circ}C$  respectivamente.

Como se puede observar, tanto la entrada como la salida del circuito son rangos lineales, por lo que la adaptación implica solamente un escalamiento y un corrimiento aplicados sobre la señal de entrada. Teniendo en cuenta los circuitos típicos observados en clase se decidió emplear un sumador inversor conectado en cascada a un amplificador inversor, como se puede observar en la figura 4.1.

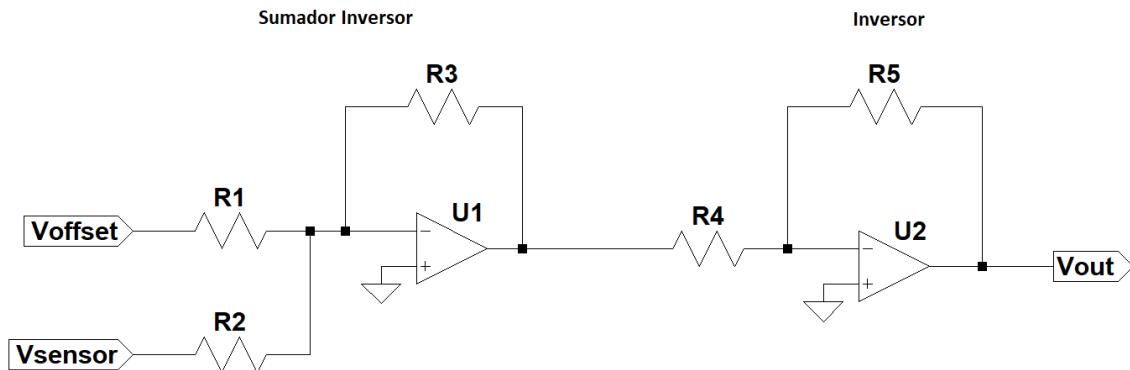


Figura 4.1: Circuito adaptador

Dado que se utilizan dos amplificadores operacionales se creyó conveniente emplear el integrado TL082. La ecuación que caracteriza a dicho circuito se reproduce a continuación.

$$v_{out} = \left( -\frac{R_3}{R_2} \cdot v_{sensor} - \frac{R_3}{R_1} \cdot v_{offset} \right) \cdot \left( -\frac{R_5}{R_4} \right) \quad (4.1)$$

Si suponemos que el amplificador inversor tiene ganancia unitaria (esto es,  $R_5 = R_4$ ), y que la tensión que se usará como offset es  $-V_{cc}$  obtenemos

$$v_{out} = \frac{R_3}{R_2} \cdot v_{sensor} - \frac{R_3}{R_1} \cdot v_{cc} \quad (4.2)$$

En la ecuación anterior se pueden apreciar las dos etapas de adaptación mencionadas anteriormente (escalamiento y corrimiento). Ahora si operamos sobre esta simplificación obtenemos

$$v_{out} = \frac{R_3}{R_2} \cdot \left( v_{sensor} - \frac{R_2}{R_1} \cdot v_{cc} \right) \quad (4.3)$$

Si decidimos fijar  $R_2$  entonces agregando presets en serie a  $R_1$  y  $R_3$  podremos ajustar de forma independiente el corrimiento y escalamiento, respectivamente. Realizando los cálculos apropiados para conocer los valores de los resistores se llega a la siguiente expresión:

$$R_1 = \frac{v_{cc} \cdot 50 \cdot R_2}{17,5} \quad (4.4)$$

$$R_3 = 50 \cdot R_2 \quad (4.5)$$

Con las equivalencias anteriores y fijando un valor comercial para el resistor  $R_2$  se pueden calcular los valores teóricos de resistencia para  $R_1$  y  $R_3$ . Luego se normalizan estos valores, al valor comercial inmediato inferior que también se encuentre disponible en el pañol de la facultad. Por último se agregan dos presets de  $100k\Omega$  en serie a  $R_1$  y  $R_3$  para poder efectuar la calibración del circuito. Se obtiene la configuración que se detalla en la tabla de abajo.

$R_2$	$R_1$	$R_{1n}$	$R_3$	$R_{3n}$
$6,8k\Omega$	$291,49k\Omega$	$220k\Omega + 100k\Omega$	$340k\Omega$	$270k\Omega + 100k\Omega$

Cuadro 4.1: Valores de resistores empleados

Los presets fueron sobredimensionados con el propósito de ampliar el rango de calibración, de tal forma de compensar las tolerancias de los resistores (que en todos los casos es del 5%). De esta forma, se concluye la primera etapa del diseño del circuito.

#### 4.3. LIMITACIÓN DEL RANGO DE SALIDA

Se pide que la salida del circuito siempre pertenezca al rango  $[-1V, 6V]$ . Para lograr esto se puede colocar un diodo zener de  $v_z = 5,6V$  en paralelo a esta, limitando el rango de tensiones a  $[-0,7V, 5,6V]$ . El problema que se presenta en este caso es la limitación en corriente a la salida del integrado TL082. Si la intensidad es considerablemente alta se quemará el IC. Esta situación se puede evitar conectando una impedancia en serie a la salida, antes del diodo zener.

Según la datasheet del TL082 extraída de la web de Texas Instruments, cuando el operacional tiene conectada a su salida una carga tal que  $R_L \geq 2k\Omega$  puede hacer un swing máximo de tensión a la salida de  $v_{out} = pm10V$ . Esta limitación está dada por la corriente máxima que puede entregar en circuito integrado en estas condiciones. Aplicando ley de ohm se obtiene que en el peor caso

$$I_{max} = \frac{v_{max}}{R_L} = \frac{10V}{2k\Omega} = 5mA \quad (4.6)$$

Con esta corriente, y suponiendo además que el módulo de la tensión máxima de salida es menor a  $v_{max} = 10V$  y que caen  $5,6V$  sobre el zener, se calcula el resistor mínimo a ser colocado

$$R_{min} = \frac{v_{max} - v_z}{I_{max}} = \frac{10V - 5,6V}{5mA} = 880\Omega \quad (4.7)$$

Luego, se decidió emplear un resistor cuyo valor nominal sea  $1k\Omega$ , de forma tal de agregar un factor de seguridad al circuito. Esta resistencia serie sumada a la impedancia de salida del circuito adaptador forman un divisor de tensión que atenuará la salida en un determinado valor. Esto se compensará con el sobredimensionamiento de los presets de calibración.

#### 4.4. ASPECTOS CONSTRUCTIVOS

Luego de la etapa de cálculo se procedió al diseño propiamente dicho. En cuanto a conectividad, el PCB cuenta con una bornera de entrada con entrada triple y dos pares de pins de salida: uno que responde a la señal de salida del circuito, y otro que actúa como entrada de una señal de prueba que emula al sensor LM35. Esta última conexión es especialmente útil a la hora de realizar el proceso de calibración. Para poder conmutar entre la señal simulada y la propia del sensor existe un jumper. A continuación se muestra un layout del PCB diseñado en Altium y una captura del esquemático.

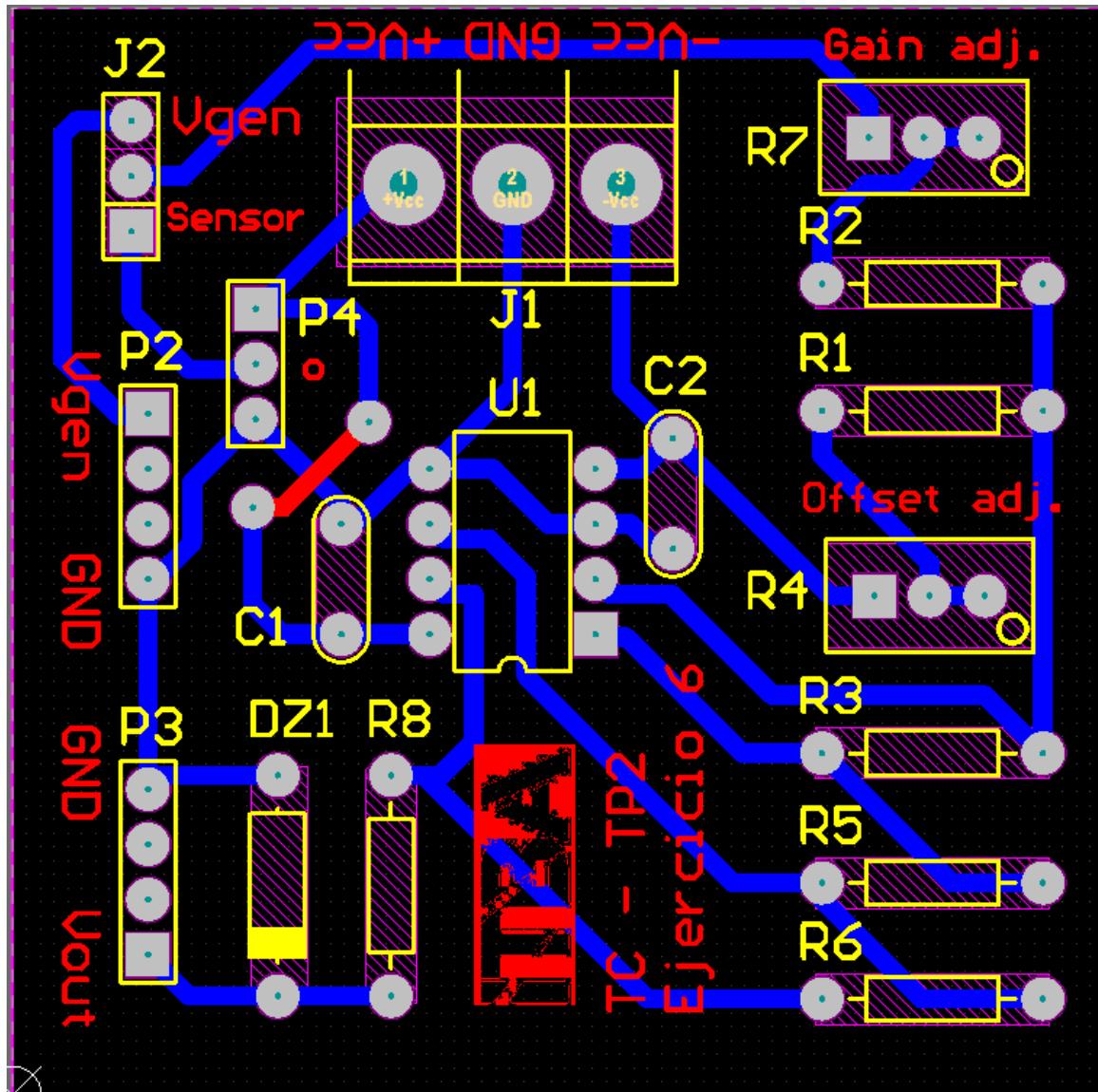


Figura 4.2: PCB del circuito

Item	Min	Typ	Max
+Vcc [V]	5	15	36
-Vcc [V]	-12	-15	-17
Vout [V]	-0.8	-	5.45
Amplitud de salida [V]	3.92	-	5.3
Impedancia de salida [ $\Omega$ ]	-	1000	-
Amplificador Operacional	TL072CN		
Sensor de Temperatura	LM35DZ		

#### 4.5. MÉTODO DE CALIBRACIÓN

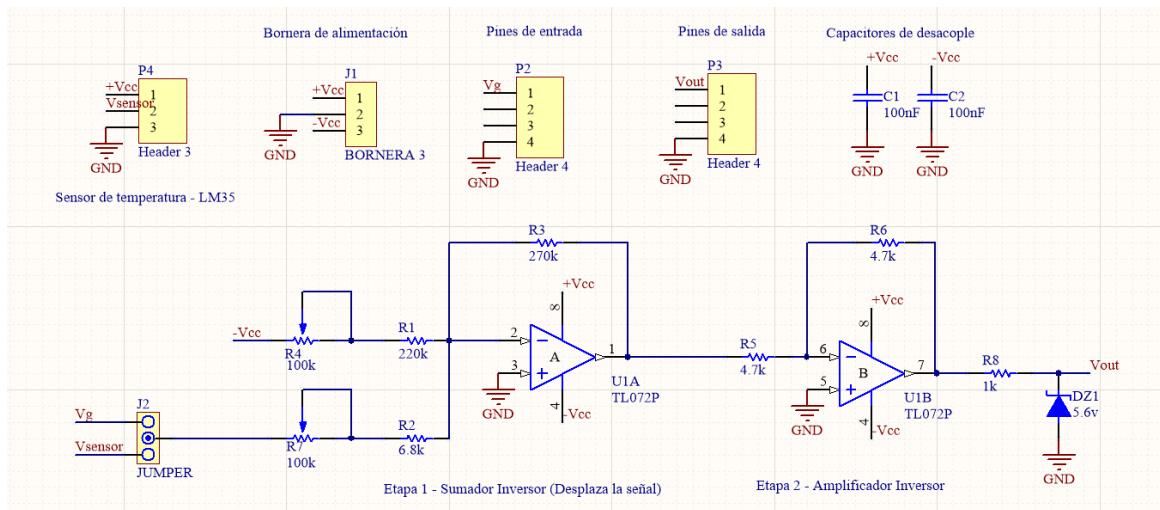


Figura 4.3: Esquemático del circuito

#### 4.6. MÉTODO DE CALIBRACIÓN

Como se mencionó previamente, todos los componentes tienen una determinada tolerancia en sus valores nominales, además de ser éstos normalizados y dependientes de factores externos como temperatura de operación, aging, etc. De esto se deriva la necesidad de implementar un método de calibración que permita al circuito operar como lo esperado. El PCB cuenta con dos preset a tal fin, cuya función está debidamente indicada en el mismo. Para realizar la calibración del circuito primero se recomienda conectar un generador de señales a la entrada para poder simular la respuesta del sensor en forma de rampa. Luego se debe conectar la salida a un osciloscopio y girar el preset de Offset hasta que el pico inferior de la rampa se sitúe en el cero. Una vez realizado esto se procede a girar el preset de ganancia hasta que el pico superior de la rampa alcance una tensión de 5V. Cabe destacar que un proceso similar puede ser realizado con el sensor LM35 conectado e inyectando señal, utilizando la temperatura de 35°C como referencia y otro punto dentro del rango.

#### 4.7. DATASHEET DE LA IMPLEMENTACIÓN

A continuación se reproducen algunos datos útiles del circuito.