

## 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

## 1. RESUMEN

### 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.

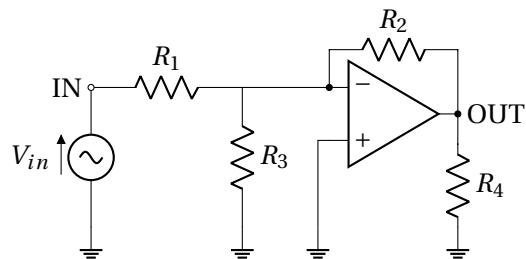


Figura 1.1: Configuración inversora

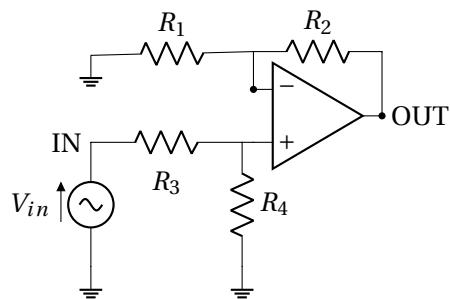


Figura 1.2: Configuración no inversora

	$R_1 = R_2$	$R_3$	$R_4$
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:

$$\begin{cases} V_{out} = A_{vol} \cdot (V^+ - V^-) = -A_{vol} \\ V_{in} - R_1 \cdot I_1 = V^- \\ V_{out} - R_2 \cdot I_2 = V^- \end{cases} \quad (1.1)$$

Operando matemáticamente se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{R_2/R_1}{A_{vol}} + \frac{R_2/R_3}{A_{vol}}} \quad (1.2)$$

Reemplazando en la ecuación 1.2 con los valores correspondientes de resistencias para cada uno de los tres casos (indicados en la tabla 1.1) y considerando  $A_{vol}(\omega)$  (con  $s = j\omega$ ), se obtienen las siguientes expresiones:

Caso 1:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{7 \cdot 10^{12}}{2088,9 \cdot 10^3 s + 7 \cdot 10^{11}} \quad (1.3)$$

caso 2:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{7 \cdot 10^{11}}{298,4 \cdot 10^3 s + 7 \cdot 10^{11}} \quad (1.4)$$

caso 3:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{7 \cdot 10^{12}}{119,366 \cdot 10^5 s + 7 \cdot 10^{13}} \quad (1.5)$$

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.

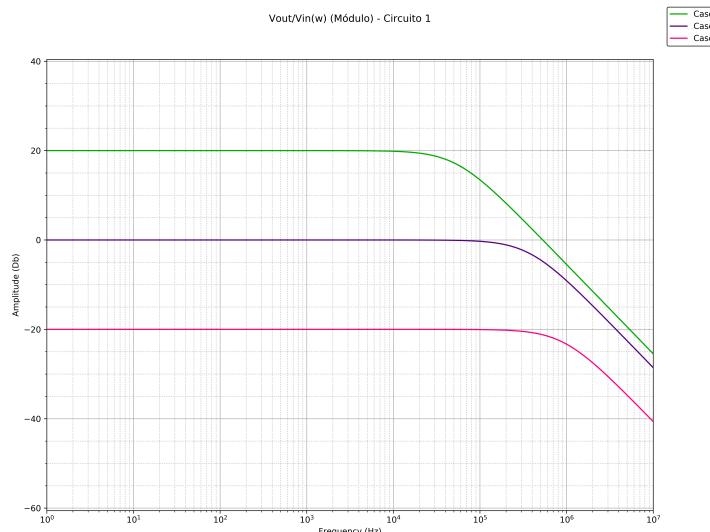


Figura 1.3: Configuración inversora - Comparación teórica del módulo de  $V_{out}/V_{in}$  para los tres casos.

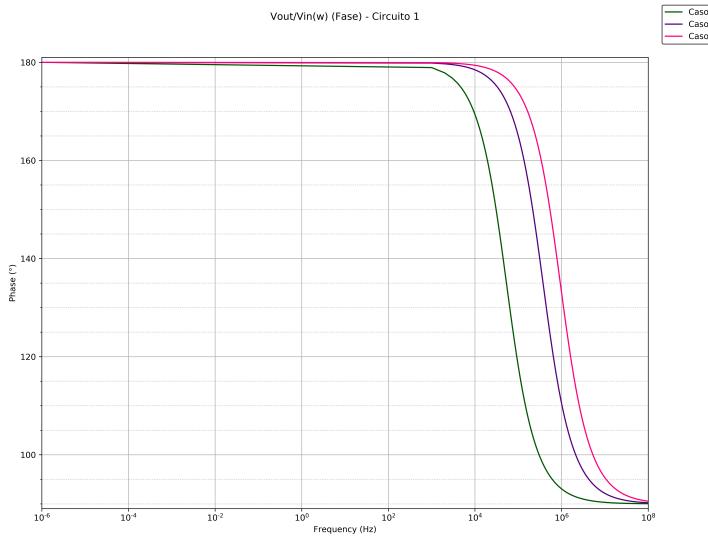


Figura 1.4: Configuración inversora - Comparación teórica de la fase de  $V_{out}/V_{in}$  para los tres casos.

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

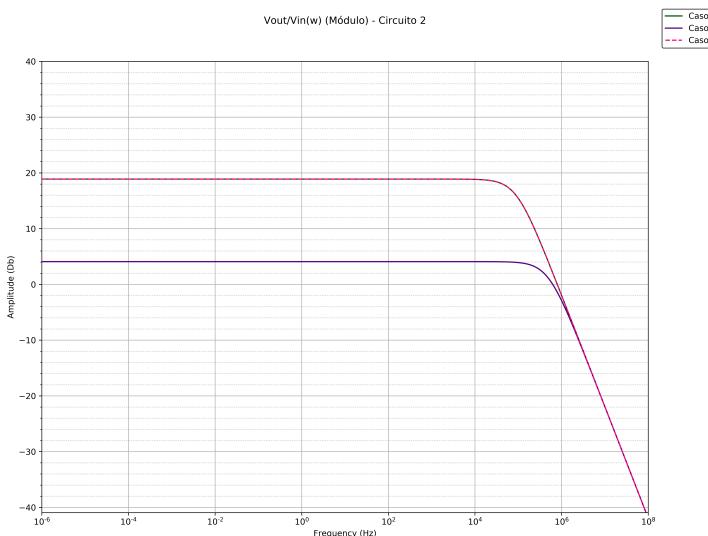


Figura 1.5: Configuración no inversora - Comparación teórica del módulo de  $V_{out}/V_{in}$  de los tres casos.

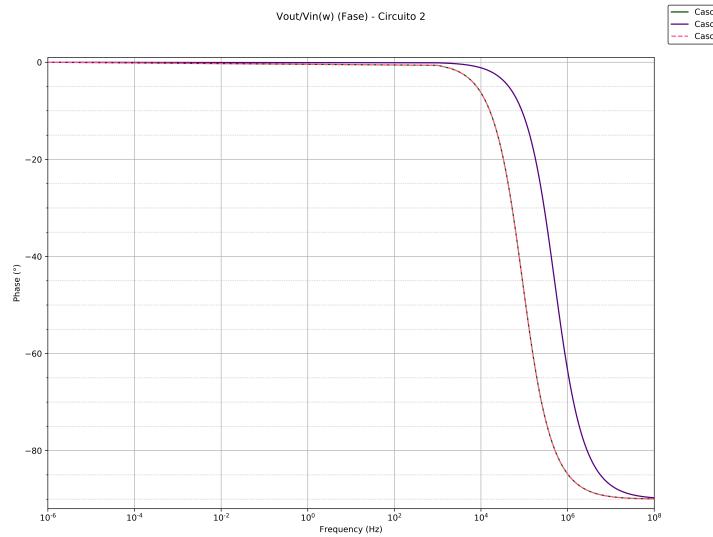


Figura 1.6: Configuración no inversora - Comparación teórica de la fase de  $V_{out}/V_{in}$  de los tres casos.

### 1.1.2. MEDICIONES Y RESULTADOS OBTENIDOS

#### 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 1.3, 1.4 y 1.5; correspondientes a la ganancia calculada de forma teórica y considerando al amplificador operacional como ideal.

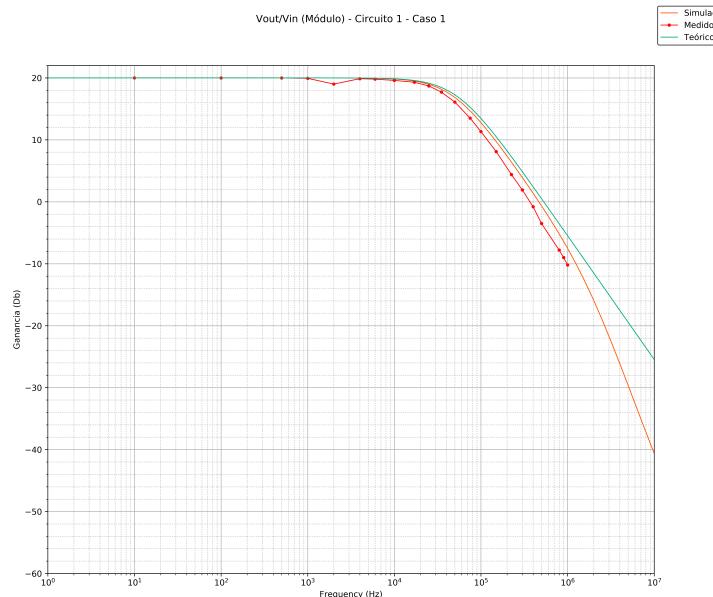


Figura 1.7: Configuración inversora - Caso 1 - Módulo de  $V_{out}/V_{in}$

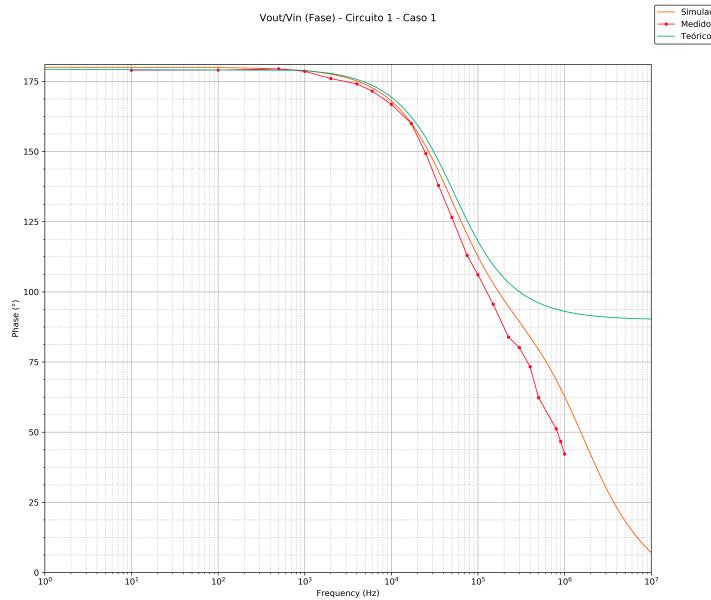


Figura 1.8: Configuración inversora - Caso 1 - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

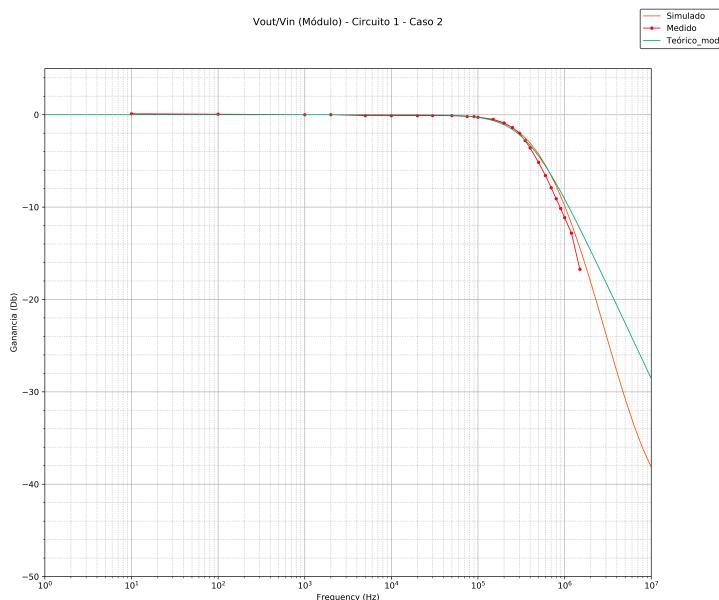


Figura 1.9: Configuración inversora - Caso 2 - Módulo de  $V_{out}/V_{in}$

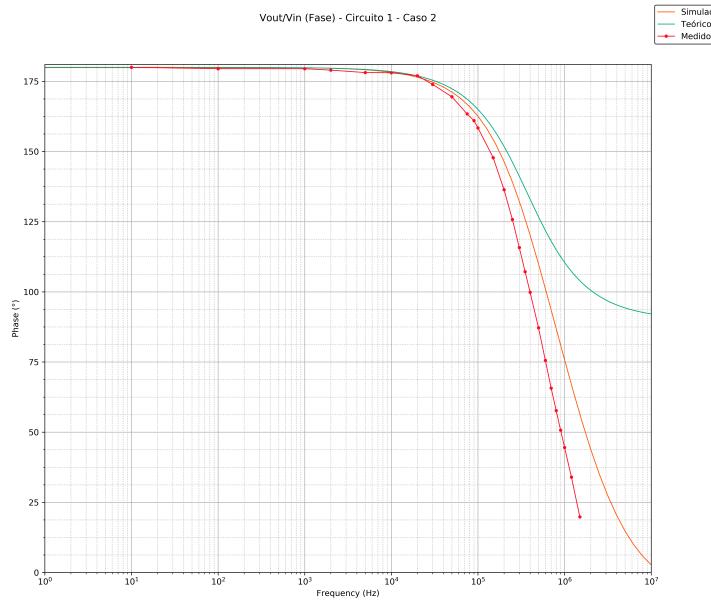


Figura 1.10: Configuración inversora - Caso 2 - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

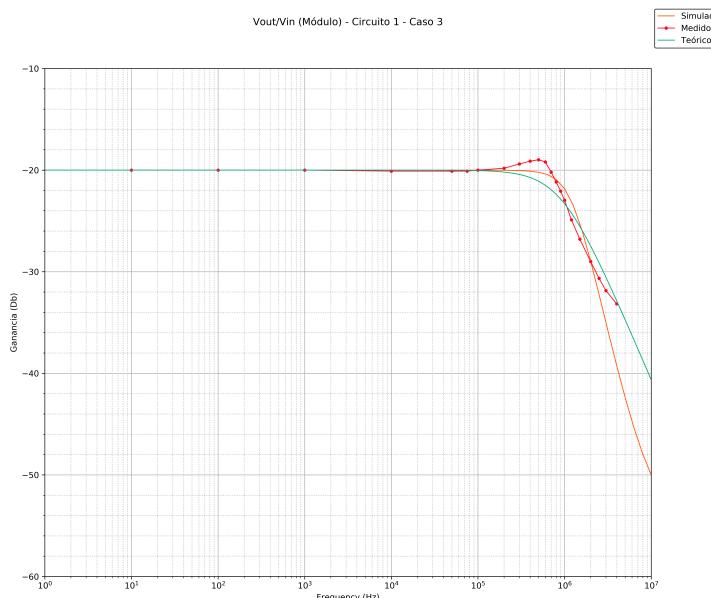


Figura 1.11: Configuración inversora - Caso 3 - Módulo de  $V_{out}/V_{in}$

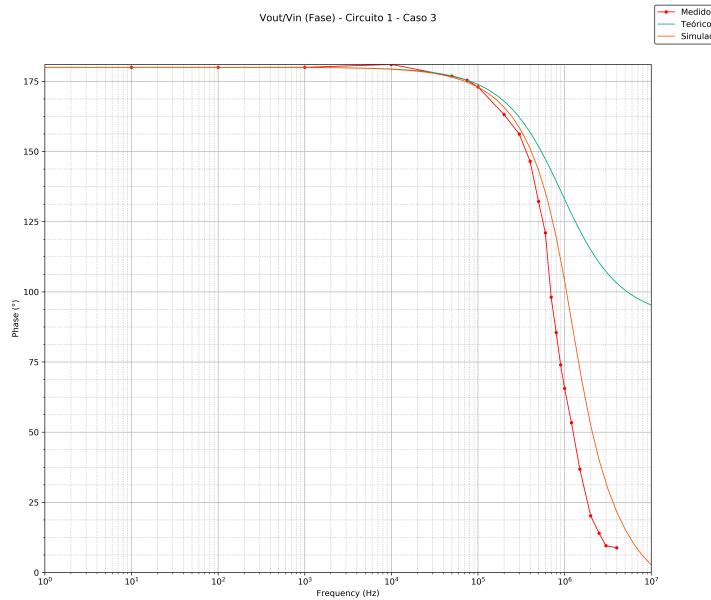


Figura 1.12: Configuración inversora - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

#### CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

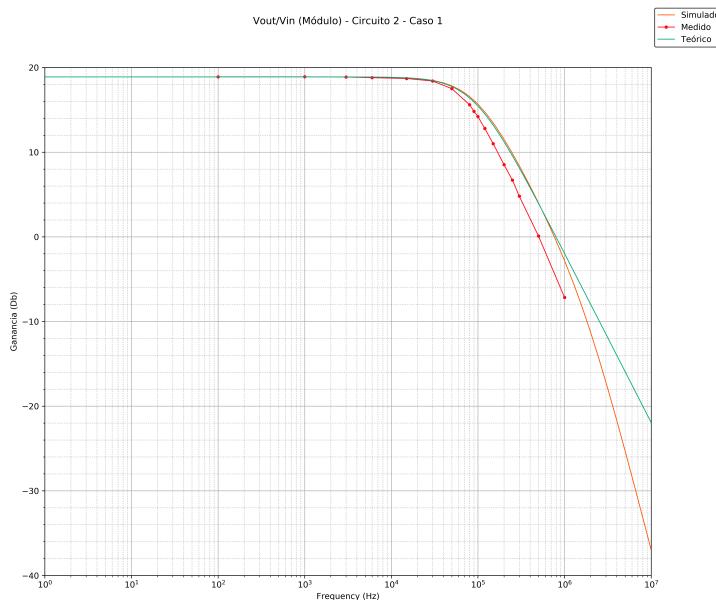


Figura 1.13: Configuración no inversora - Caso 1 - Módulo de  $V_{out}/V_{in}$

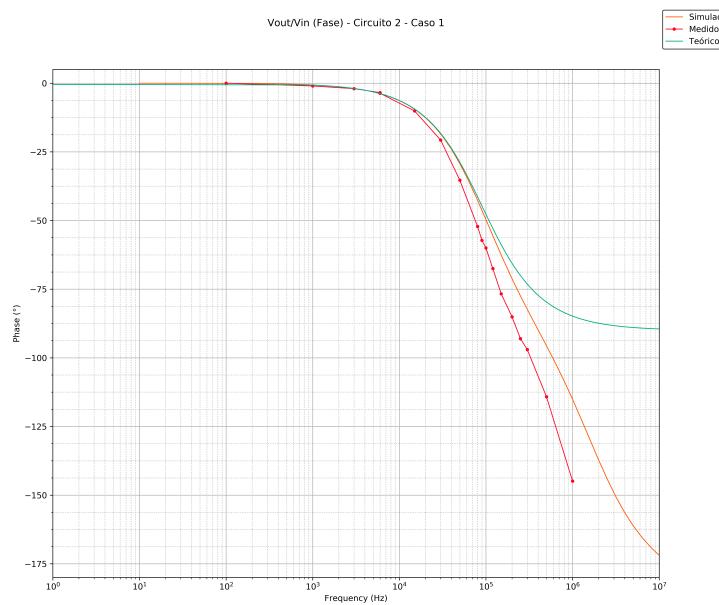


Figura 1.14: Configuración no inversora - Caso 1 - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

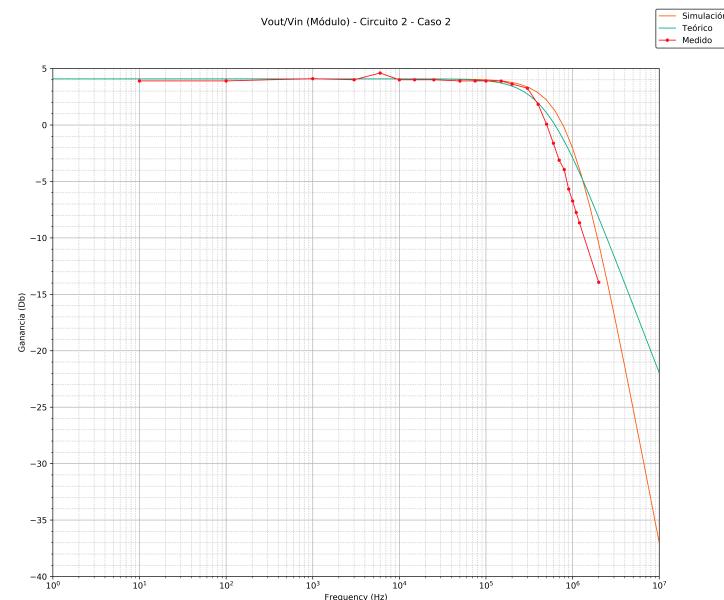


Figura 1.15: Configuración no inversora - Caso 2 - Módulo de  $V_{out}/V_{in}$

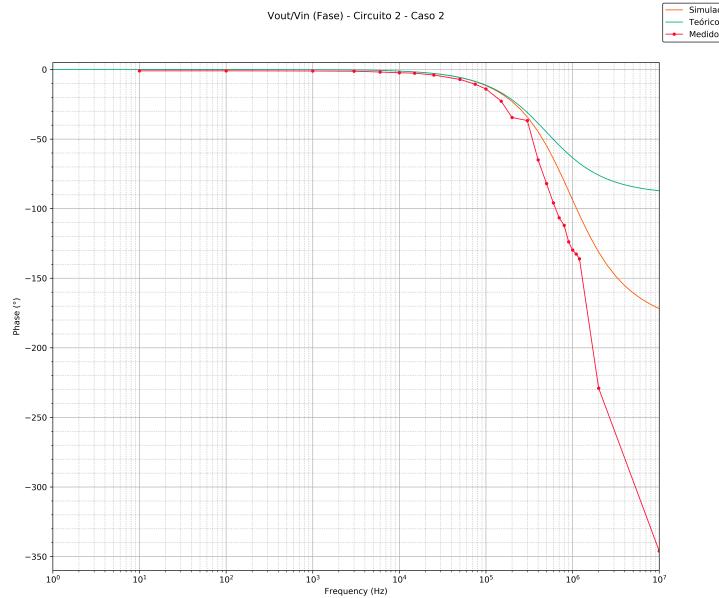


Figura 1.16: Configuración no inversora - Caso 2 - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

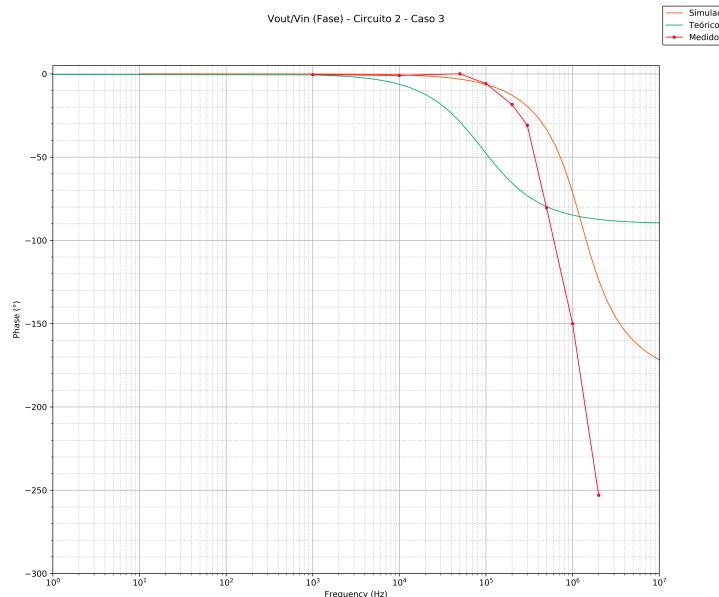


Figura 1.17: Configuración no inversora - Caso 3 - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

## 1.2. IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL CIRCUITO

### 1.2.1. ANÁLISIS TEÓRICO

#### CONFIGURACIÓN INVERSORA

Se hicieron distintos cálculos 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 1.1 y operando matemáticamente se obtiene la siguiente expresión:

$$Z_{in} = \frac{A_{vol} \cdot R_1 + R_1 + R_2}{1 + A_{vol}} \quad (1.6)$$

Reemplazando con los valores de resistencias correspondientes a cada caso (Ver tabla 1.1), se obtiene una impedancia de entrada distinta para cada uno:

Caso 1:

$$Z_{in} = \frac{437,68s + 28 \cdot 10^7}{1,59 \cdot 10^{-2}s + 11,2 \cdot 10^4} \quad (1.7)$$

Caso 2:

$$Z_{in} = \frac{79,58s + 28 \cdot 10^7}{1,59 \cdot 10^{-2}s + 11,2 \cdot 10^4} \quad (1.8)$$

Caso 3:

$$Z_{in} = \frac{437,68s + 28 \cdot 10^8}{1,59 \cdot 10^{-2}s + 11,2 \cdot 10^4} \quad (1.9)$$

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:

$$Z_{in|c/punta} = 8,33 \cdot 10^{17} \cdot (A \cdot R_1 + R_1 + R_2) / (8,33 \cdot 10^{17} \cdot A + (10^7 s + 8,33 \cdot 10^{10}) \cdot (A \cdot R_1 + R_1 + R_2) + 8,33 \cdot 10^{17}) \quad (1.10)$$

Evaluando para cada uno de los casos indicados en la tabla 1.1, se llega a las siguientes expresiones para la impedancia de entrada incluyendo la punta X10 del osciloscopio  $Z_{in|c/punta}$ :

Caso 1:

$$Z_{in|c/punta} = \frac{3,65 \cdot 10^{20} s + 2,33 \cdot 10^{26}}{437,68 \cdot 10^7 s^2 + 1,61 \cdot 10^{26} s + 9,34 \cdot 10^{22}} \quad (1.11)$$

Caso 2:

$$Z_{in|c/punta} = \frac{6,63 \cdot 10^{19} s + 2,33 \cdot 10^{26}}{79,58 \cdot 10^7 s^2 + 1,61 \cdot 10^{16} s + 9,34 \cdot 10^{22}} \quad (1.12)$$

Caso 3:

$$Z_{in|c/punta} = \frac{3,65 \cdot 10^{20} s + 2,33 \cdot 10^{27}}{437,68 \cdot 10^7 s^2 + 4,13 \cdot 10^{16} s + 9,36 \cdot 10^{22}} \quad (1.13)$$

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 1.1:

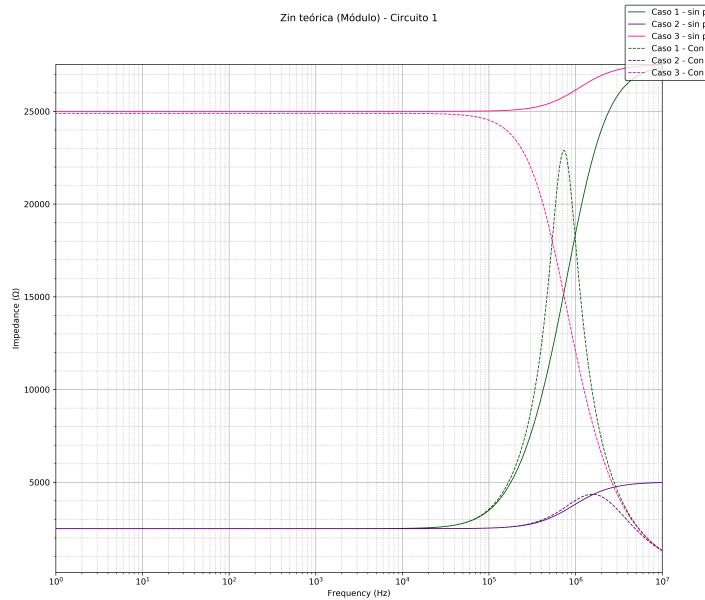


Figura 1.18: Configuración inversora - Módulo de  $Z_{in}$  calculada de forma teórica con y sin punta del osciloscopio.

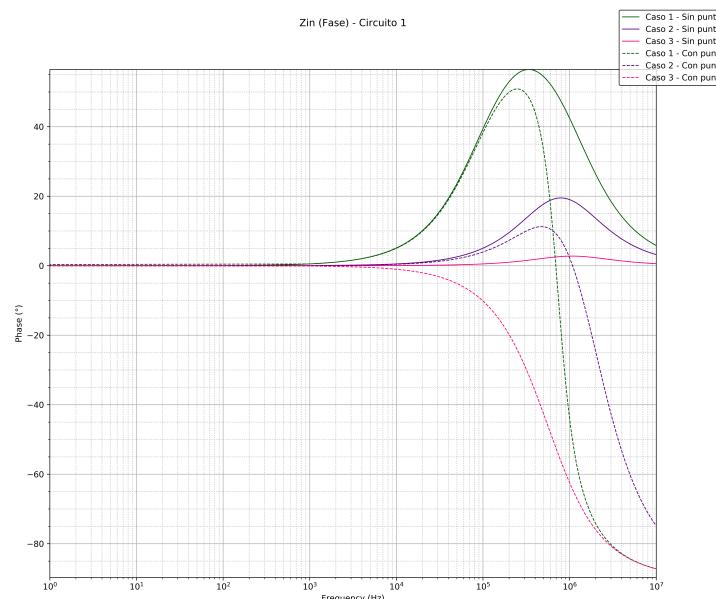


Figura 1.19: Configuración inversora - Fase de  $Z_{in}$  calculada de forma teórica con y sin la punta del osciloscopio.

#### 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 1.14 corresponde a cálculo teórico que se hizo sin tener en cuenta la punta del osciloscopio:

$$Z_{in} = R_3 + R_4 \quad (1.14)$$

Reemplazando con los valores de resistencias correspondientes a cada caso (Ver tabla 1.1), se obtienen las

siguientes impedancia de entrada:

Casos 1 y 2:

$$Z_{in} = 12,5 k\Omega \quad (1.15)$$

caso 3:

$$Z_{in} = 125 k\Omega \quad (1.16)$$

Como el circuito es resistivo y la expresión 1.14 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.

$$Z_{in|c/punta} = 8,33 \cdot 10^{17} \cdot (R3 + R4) / ((R3 + R4) \cdot (10^7 s + 8,33 \cdot 10^{10}) + 8,33 \cdot 10^{17}) \quad (1.17)$$

Si bien la expresión del cálculo con la punta del osciloscopio, 1.17, 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 1.1, 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:

$$Z_{in|c/punta} = \frac{1,04 \cdot 10^{22}}{1,25 \cdot 10^{11} + 8,34 \cdot 10^{17}} \quad (1.18)$$

Caso 3:

$$Z_{in|c/punta} = \frac{1,04 \cdot 10^{23}}{1,25 \cdot 10^{12} + 8,43 \cdot 10^{17}} \quad (1.19)$$

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 1.1:

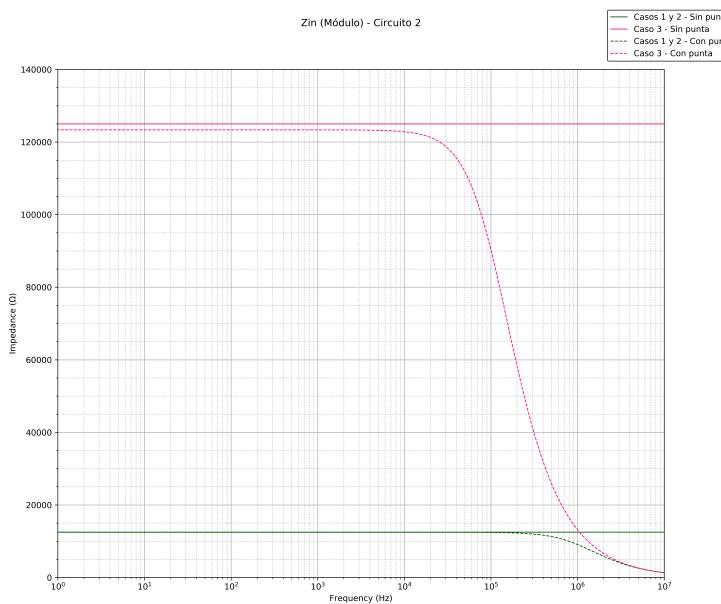


Figura 1.20: Configuración inversora - Módulo de  $Z_{in}$  calculada de forma teórica con y sin punta del osciloscopio.

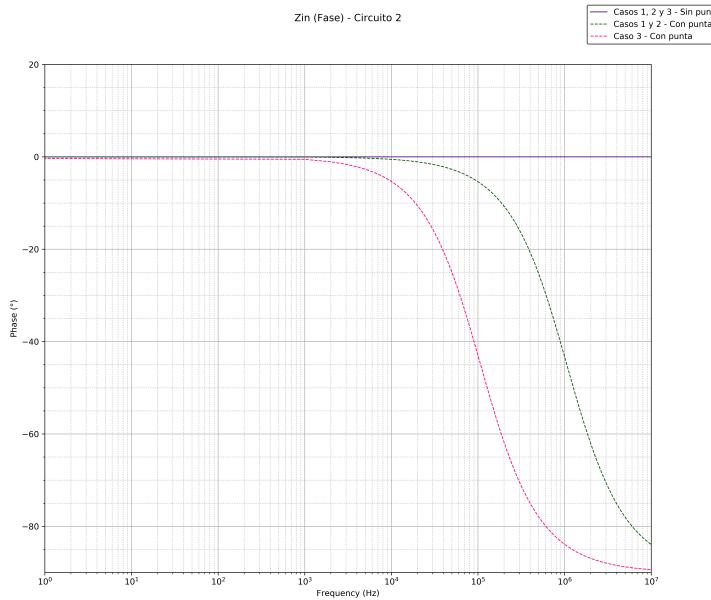


Figura 1.21: Configuración inversora - Fase de  $Z_{in}$  calculada de forma teórica con y sin la punta del osciloscopio.

### 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 sencillo 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.

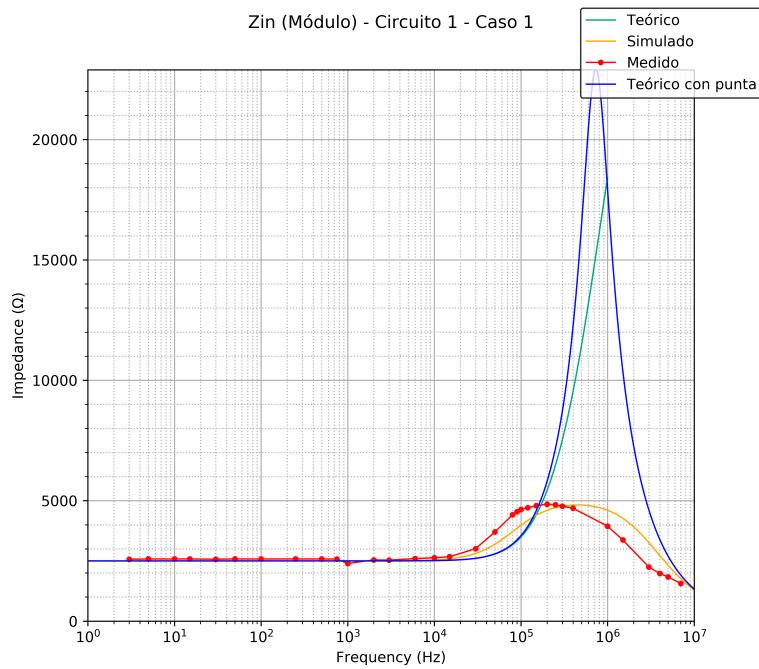


Figura 1.22: Configuración inversora - Caso 1 - Módulo de  $Z_{in}$

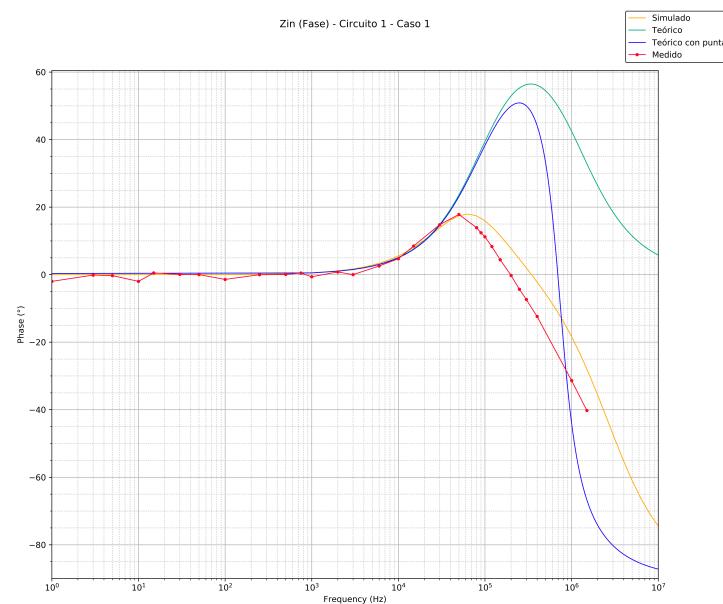


Figura 1.23: Configuración inversora - Caso 1 - Fase de  $Z_{in}$

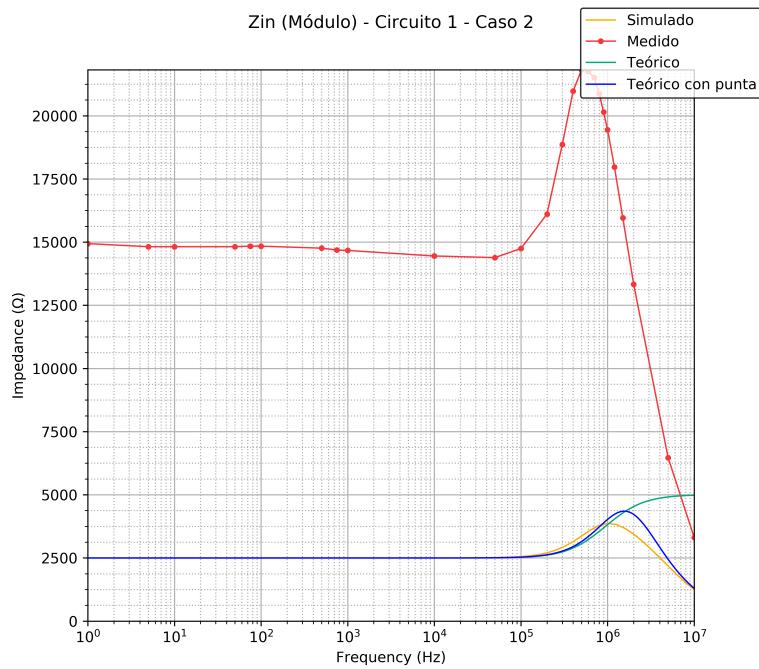


Figura 1.24: Configuración inversora - Caso 2 - Módulo de  $Z_{in}$

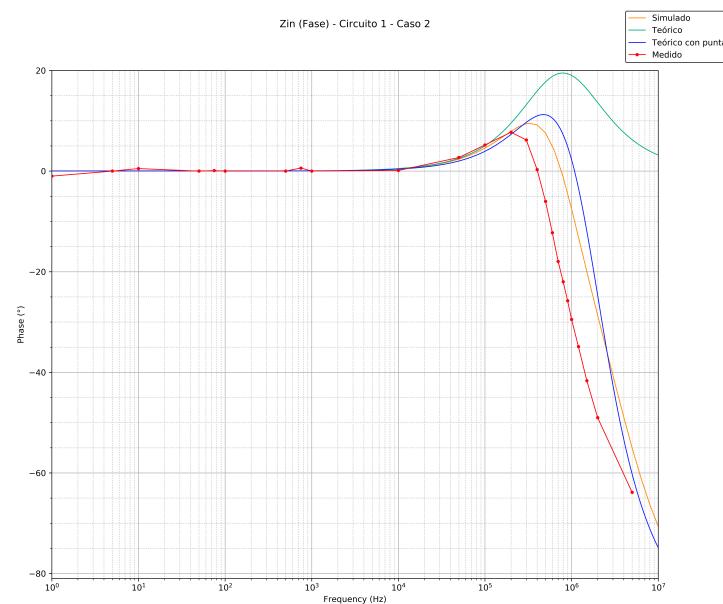


Figura 1.25: Configuración inversora - Caso 2 - Fase de  $Z_{in}$

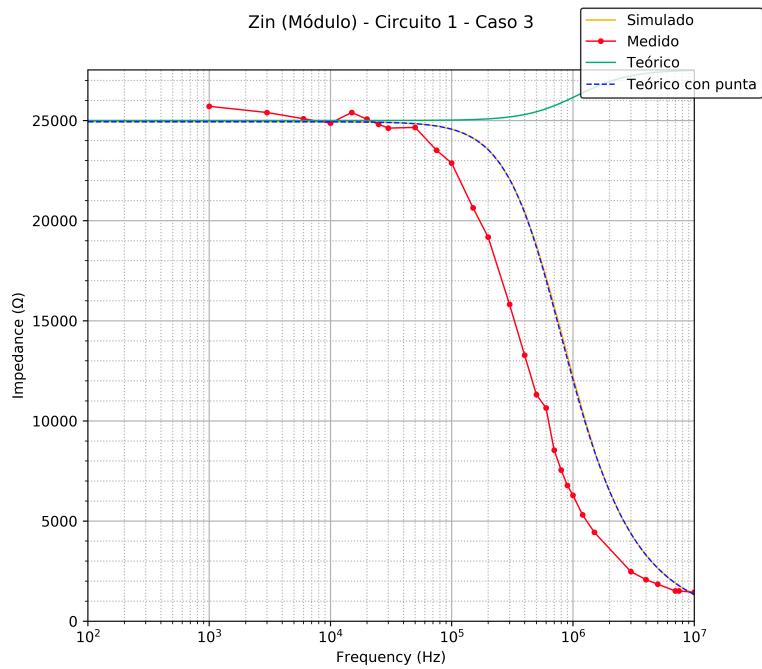


Figura 1.26: Configuración inversora - Caso 3 - Módulo de  $Z_{in}$

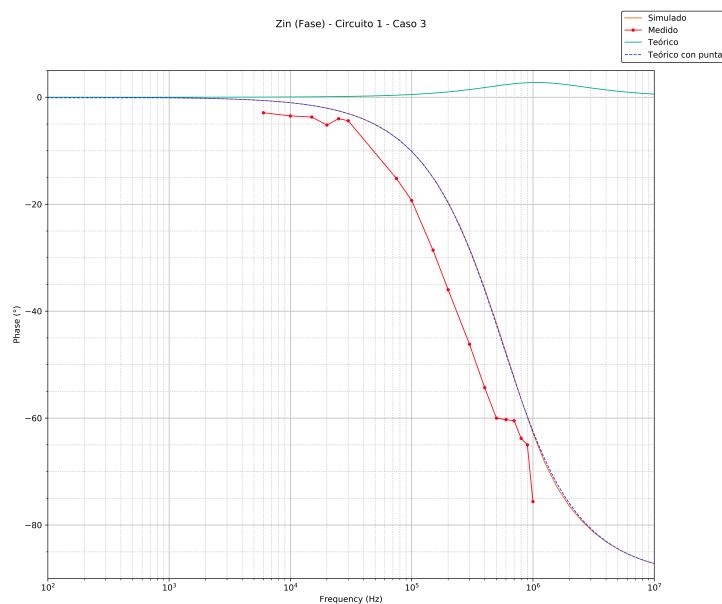


Figura 1.27: Configuración inversora - Caso 3 - Fase de  $Z_{in}$

## CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

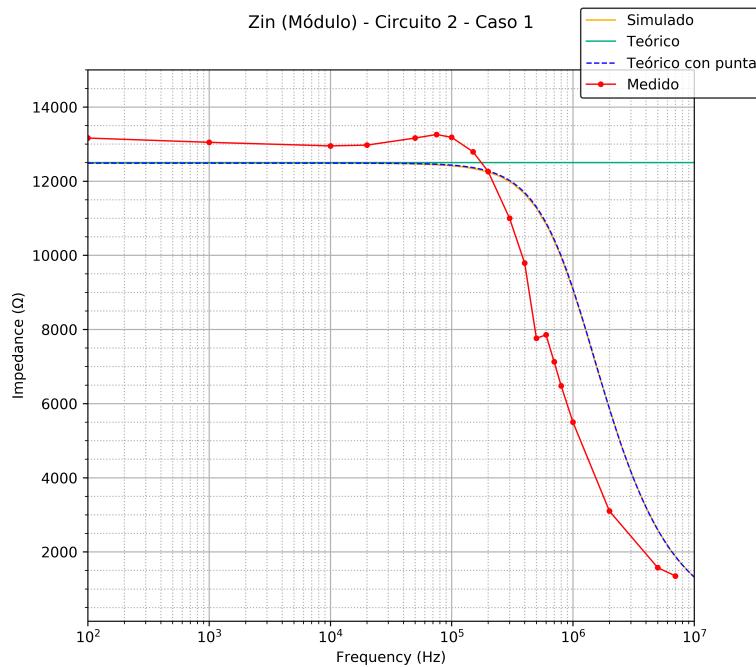


Figura 1.28: Configuración no inversora - Caso 1 - Módulo de  $Z_{in}$

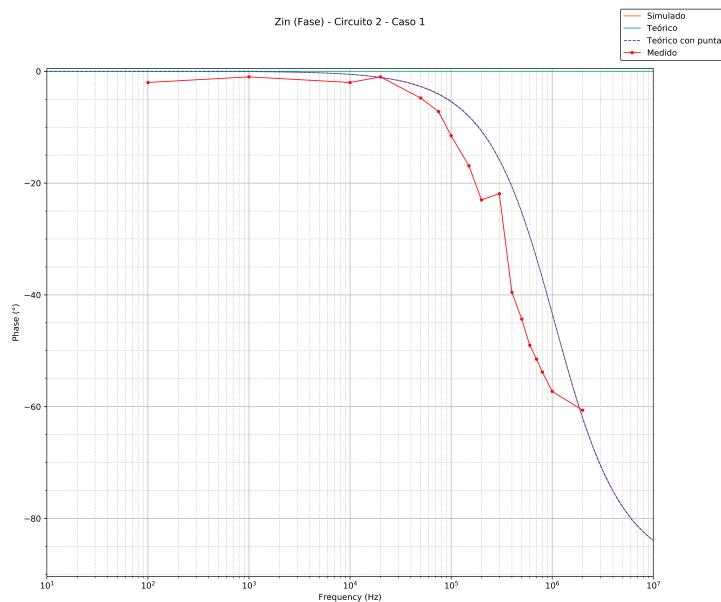


Figura 1.29: Configuración no inversora - Caso 1 - Fase de  $Z_{in}$

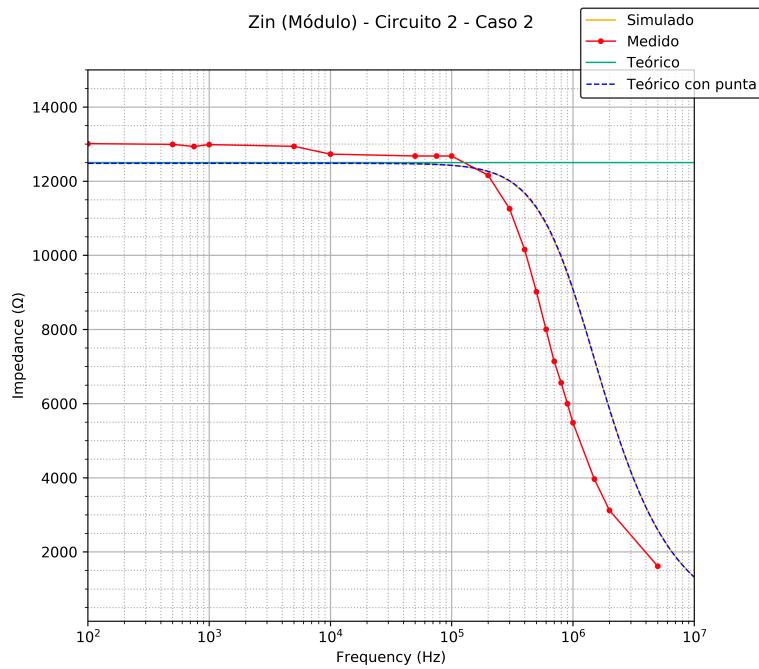


Figura 1.30: Configuración no inversora - Caso 2 - Módulo de  $Z_{in}$

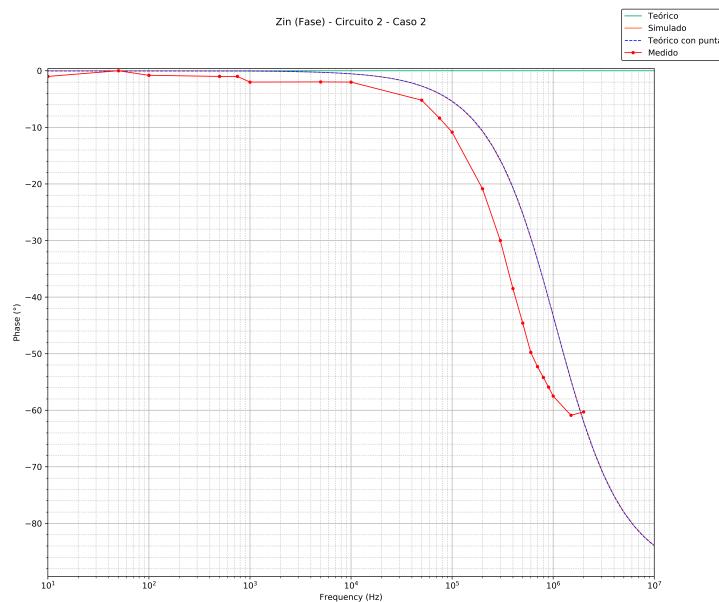


Figura 1.31: Configuración no inversora - Caso 2 - Fase de  $Z_{in}$

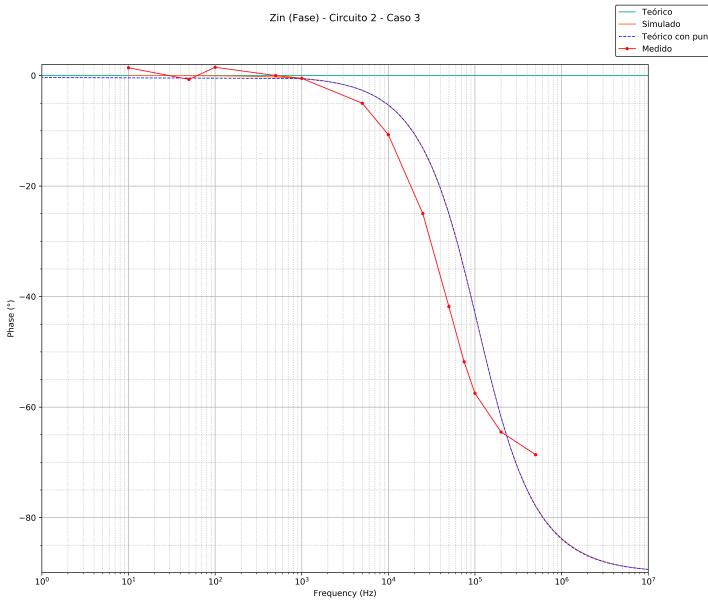


Figura 1.32: Configuración no inversora - Caso 3 - Fase de  $V_{out}/V_{in}$

### 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

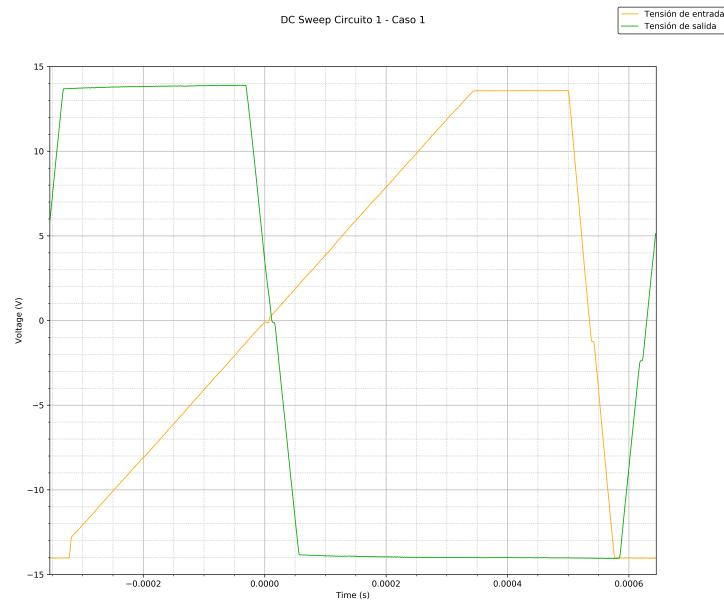


Figura 1.33: DC Sweep del circuito inversor, caso 1.

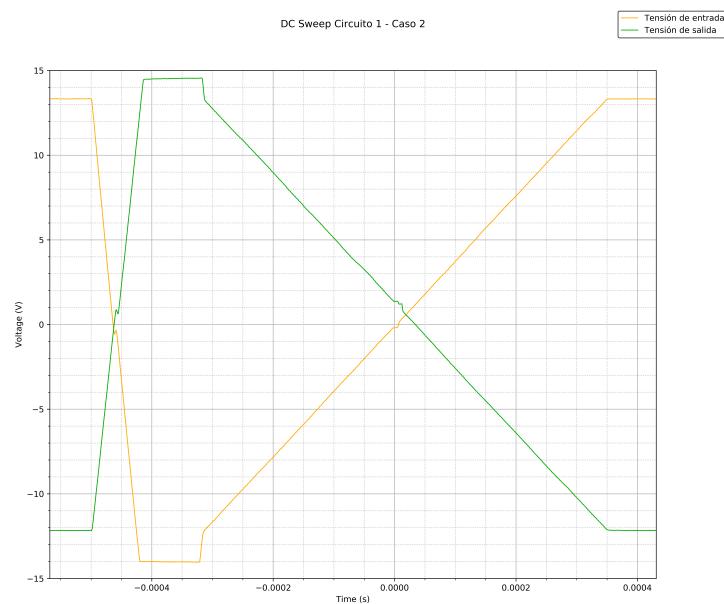


Figura 1.34: DC Sweep del circuito inversor, caso 2.

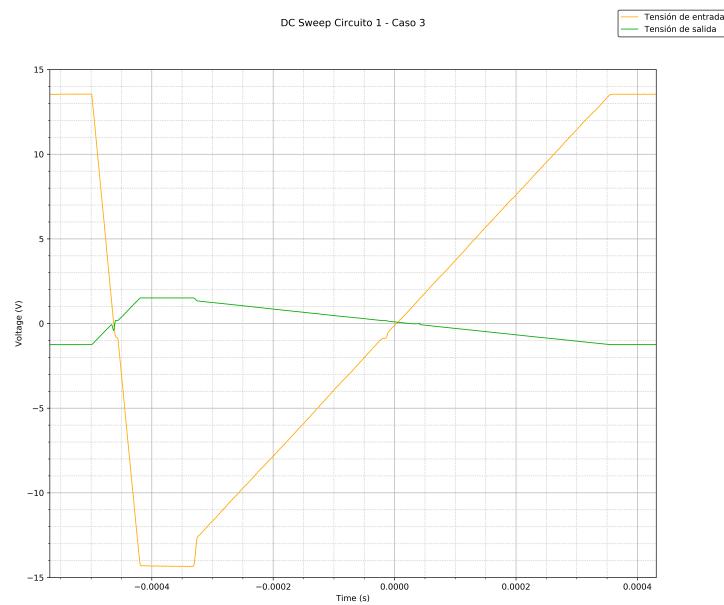


Figura 1.35: DC Sweep del circuito inversor, caso 3.

#### CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

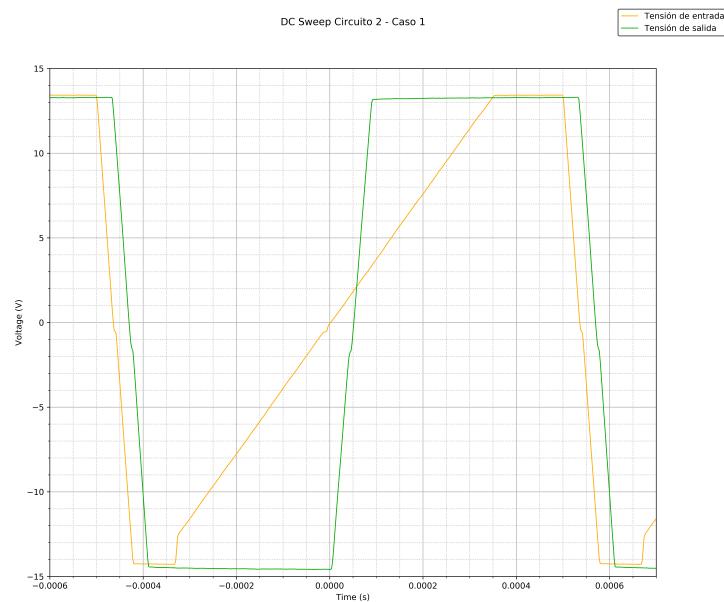


Figura 1.36: DC Sweep del circuito no inversor, caso 1.

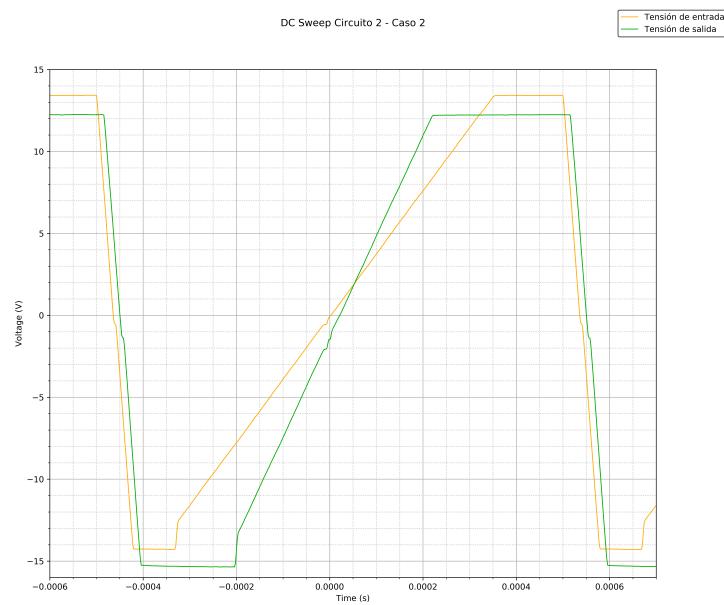


Figura 1.37: DC Sweep del circuito no inversor, caso 2.

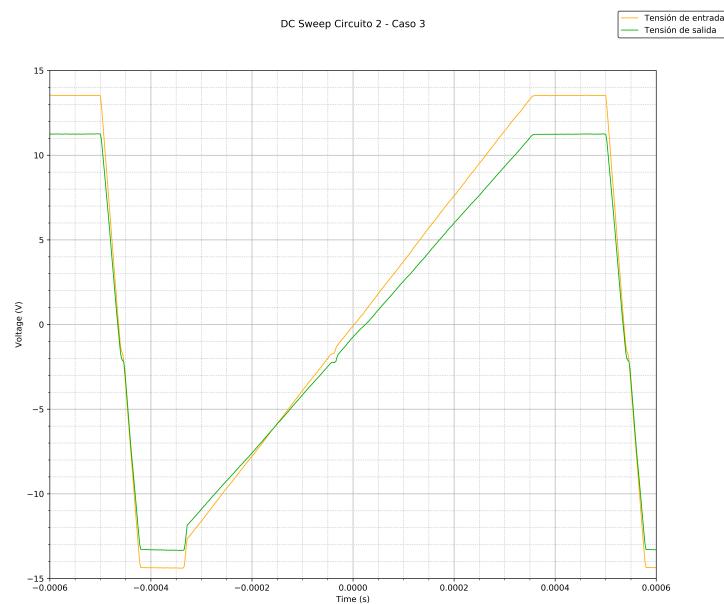


Figura 1.38: DC Sweep del circuito no inversor, caso 3.

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

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

## 1.4. FENÓMENOS QUE AFECTAN AL COMPORTAMIENTO DE LOS CIRCUITOS

EFFECTO DE SLEW RATE (SR)

DISTORSIÓN DE CRUCE POR CERO (CROSS-OVER DISTORTION)

GAIN BANDWIDTH PRODUCT (GBP)

SATURACIÓN

## 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.

INFLUENCCIA DEL SLEW RATE EN  $V_{in_{max}}$

Partiendo de:

$$\begin{cases} SR = \max\left\{\frac{dV_{out}}{dt}\right\} \\ V_{in}(\omega, t) = V_{in_{max}} \cdot \sin(\omega t) \\ V_{out}(\omega, t) = G(\omega) \cdot V_{in_{max}} \cdot \sin(\omega t) \end{cases} \quad (1.20)$$

Siendo  $SR$  el slew rate,  $V_{in}$  y  $V_{out}$  las señales de entrada y de salida respectivamente y  $G(\omega)$  la ganancia del circuito.

Dado que

$$\frac{dV_{out}}{dt} = G(\omega) \cdot V_{in_{max}} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \quad (1.21)$$

Maximizando la ecuación 1.21 se obtiene que:

$$SR = \max\left\{\frac{dV_{out}}{dt}\right\} = G(\omega) \cdot V_{in_{max}} \quad (1.22)$$

Despejando de la ecuación 1.22:

$$V_{in_{max}} = \frac{SR}{G(\omega)} \quad (1.23)$$

INFLUENCCIA DE LA SATURACIÓN EN  $V_{in_{max}}$

Circuito 1 Vo/Vi CASO 1

$$-\frac{7000000000000,0}{2088908,62808113s + 700131250000,0} \quad (1.24)$$

Circuito 1 Vo/Vi CASO 2

$$-\frac{700000000000,0}{298415,518297304s + 700018750000,0} \quad (1.25)$$

Circuito 1 Vo/Vi CASO3

$$-\frac{700000000000,0}{11936620,7318921s + 7000075000000,0} \quad (1.26)$$

CIRCUITO 1 ZIN caso1

$$\frac{437,676093502712s + 280027500,0}{0,0159154943091895s + 112001,0} \quad (1.27)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(3,64730077918927 \cdot 10^{20}s + 2,3335625 \cdot 10^{26})}{4376760935,02712s^2 + 1,60996599321165 \cdot 10^{16}s + 9,33575022916667 \cdot 10^{22}} \quad (1.28)$$

inverter: Zin caso2=

$$\frac{79,5774715459477s + 280005000,0}{0,0159154943091895s + 112001,0} \quad (1.29)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(6,63145596216231 \cdot 10^{19}s + 2,333375 \cdot 10^{26})}{795774715,459477s^2 + 1,60695933802868 \cdot 10^{16}s + 9,33575004166667 \cdot 10^{22}} \quad (1.30)$$

inverter: Zin caso3=

$$\frac{437,676093502712s + 2800027500,0}{0,0159154943091895s + 112001,0} \quad (1.31)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(3,64730077918927 \cdot 10^{20}s + 2,33335625 \cdot 10^{27})}{4376760935,02712s^2 + 4,12996599321165 \cdot 10^{16}s + 9,35675022916667 \cdot 10^{22}} \quad (1.32)$$

circ2 caso1 vovi:

$$\frac{2200000000,0}{437,676093502712s + 250027500,0} \quad (1.33)$$

circ2 caso2 vovi:

$$\frac{400000000,0}{79,5774715459477s + 250005000,0} \quad (1.34)$$

circ2 caso3 vovi:

$$\frac{2200000000,0}{437,676093502712s + 2500027500,0} \quad (1.35)$$

CIRCUITO 2 ZIN caso1

$$Zin = R3 + R4 = 12,5kohm \quad (1.36)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(1,34287121997052 \cdot 10^{38}s - 8,4366609366572 \cdot 10^{43})}{1,61144546396462 \cdot 10^{27}s^2 + 9,74400011449559 \cdot 10^{33}s - 6,75776541020242 \cdot 10^{39}} \quad (1.37)$$

NONinverter: Zin caso2=

$$12,5kohm \quad (1.38)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(3,35718845716807 \cdot 10^{36}s - 2,10935402480826 \cdot 10^{43})}{4,02862614860169 \cdot 10^{25}s^2 + 1,57883363155109 \cdot 10^{31}s - 1,68959257386991 \cdot 10^{39}} \quad (1.39)$$

NONinverter: Zin caso3=

$$125kohm \quad (1.40)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(1,34287632288 \cdot 10^{39}s - 8,43749203068526 \cdot 10^{46})}{1,611451587456 \cdot 10^{28}s^2 - 1,00162173591756 \cdot 10^{36}s - 6,83436854484906 \cdot 10^{41}} \quad (1.41)$$

zin circuito1 caso1 teorica:

$$\frac{1,30885711543124 \cdot 10^{16}s - 3,6842622243421 \cdot 10^{27}}{2748284324476,07s - 7,73606889861856 \cdot 10^{23}} \quad (1.42)$$

zin circuito1 caso2 teorico:

$$\frac{2500,0(1202441,0s - 5,38729407038047 \cdot 10^{15})}{802241,0s - 3,59439807358207 \cdot 10^{15}} \quad (1.43)$$

zin circ1 caso2 teo BIEN:

$$\frac{1,868890907484 \cdot 10^{15} s - 5,26102936560593 \cdot 10^{25}}{498752424613,223 s - 1,404061747493 \cdot 10^{22}} \quad (1.44)$$

zin circ1 caso3 teo:

$$\frac{7,49205761516139 \cdot 10^{17} s - 2,10926458373408 \cdot 10^{28}}{27480414888480,5 s - 7,73677133618684 \cdot 10^{23}} \quad (1.45)$$

zin circ2 caso1 teo:

$$\frac{1,61144546396462 \cdot 10^{20} s - 1,01239931239886 \cdot 10^{26}}{1,28915648576337 \cdot 10^{16} s - 8,09919449911891 \cdot 10^{21}} \quad (1.46)$$

zin circ2 caso2 teo:

$$\frac{4,02862614860169 \cdot 10^{18} s - 2,53122482976991 \cdot 10^{25}}{322290120536142,0 s - 2,02497986381413 \cdot 10^{21}} \quad (1.47)$$

zin circ2 caso3 teo:

$$\frac{1,611451587456 \cdot 10^{21} s - 1,01249904368223 \cdot 10^{29}}{1,28916241588535 \cdot 10^{16} s - 8,09999234945065 \cdot 10^{23}} \quad (1.48)$$

## 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.

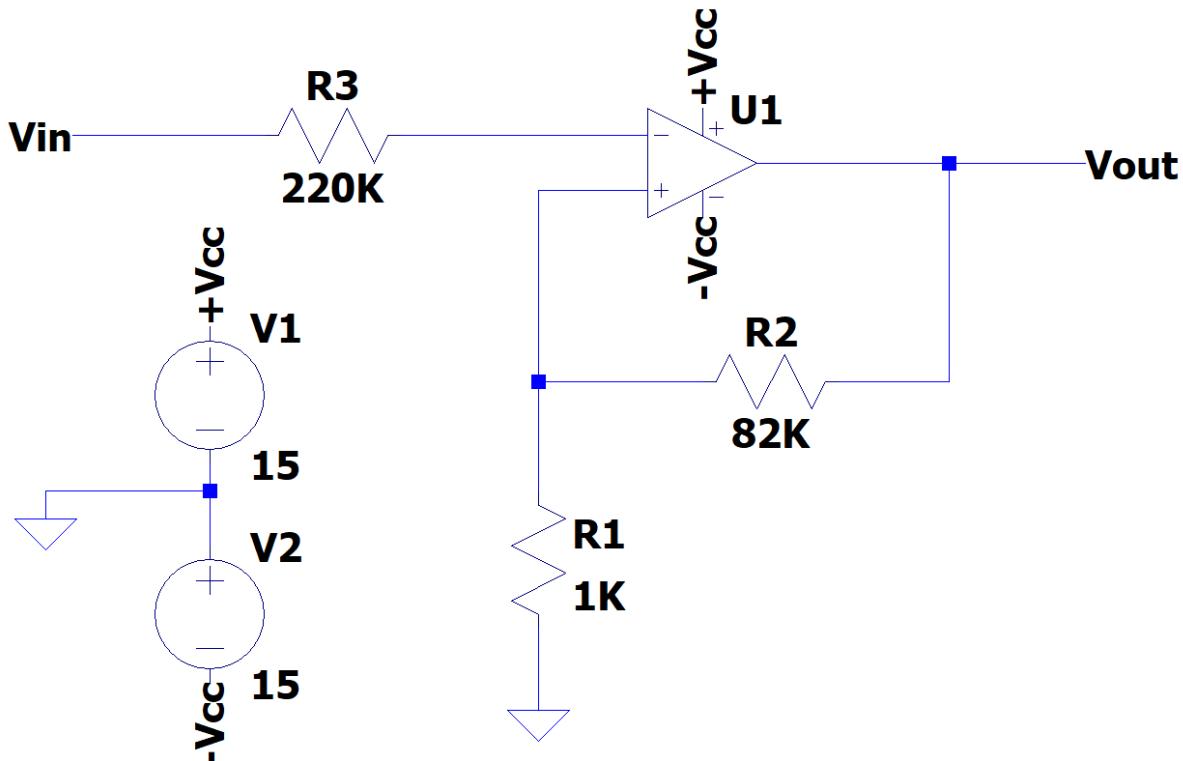


Figura 2.1: Circuito a analizar.

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  $220K\Omega$ , 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:

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

#### 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:

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

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>1</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)	$A_0$	$r_{in_{opamp}}$ ( $K\Omega$ )	$r_{out_{opamp}}$ ( $\Omega$ )	$C_{in_{opamp}}$ ( $pF$ )
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.

<sup>1</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>

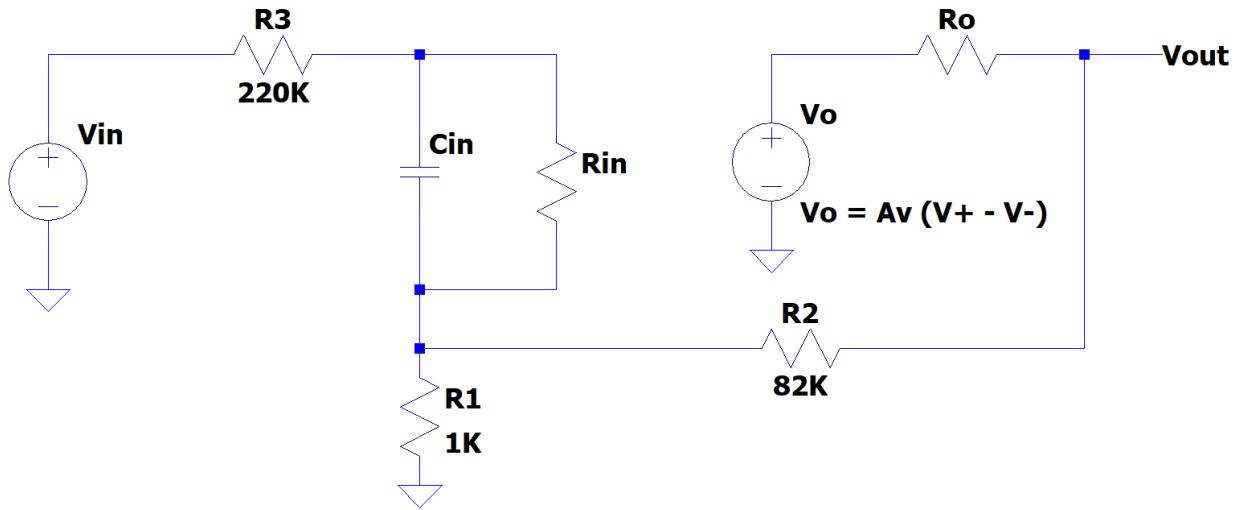


Figura 2.2: Circuito a analizar.

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

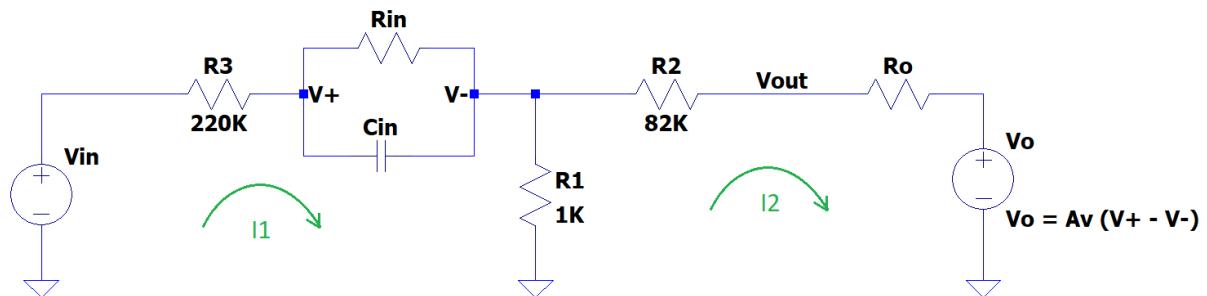


Figura 2.3: Circuito a analizar.

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

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

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

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

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

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

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

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)

#### NE5534 Transfer function

### 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:

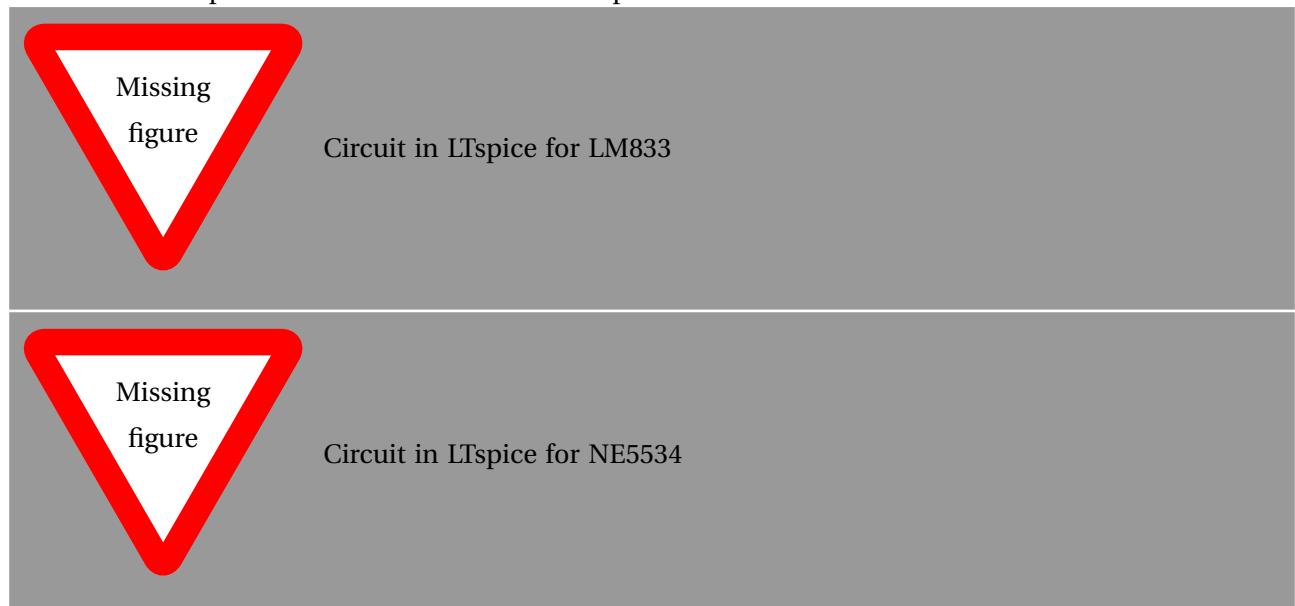
$$\frac{v_{out}^{NE5534}}{v_{in}} = \quad (2.16)$$

$$Z_{in}^{NE5534} = \quad (2.17)$$

#### LM833 Input impedance    NE5534 Input impedance

## 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:



## 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  $220K\Omega$  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):

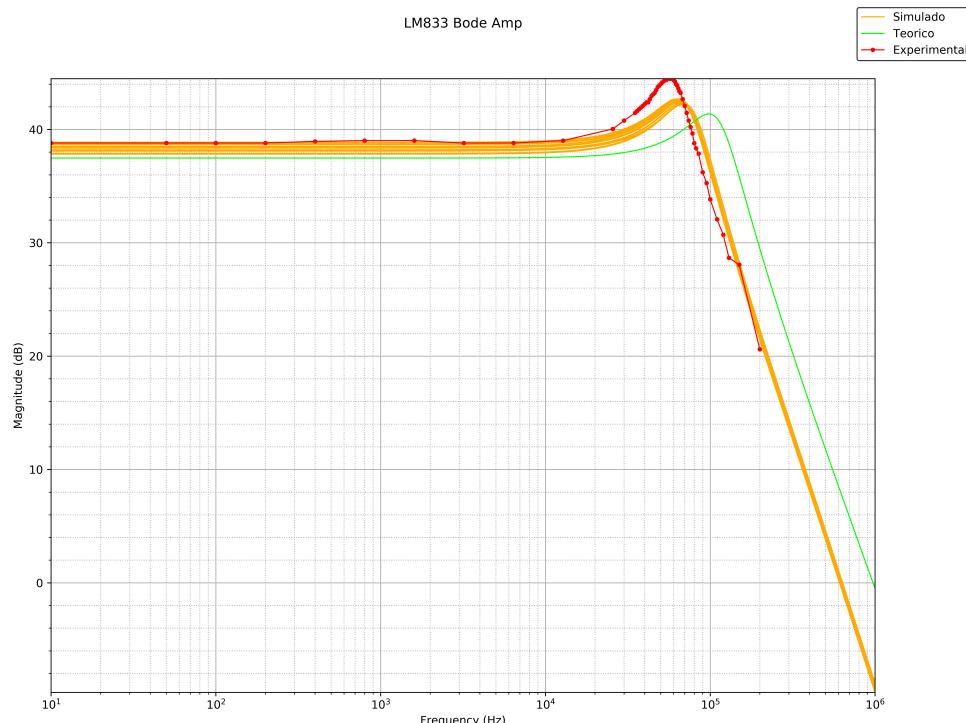


Figura 2.4: Bode de amplitud para operacional LM833.

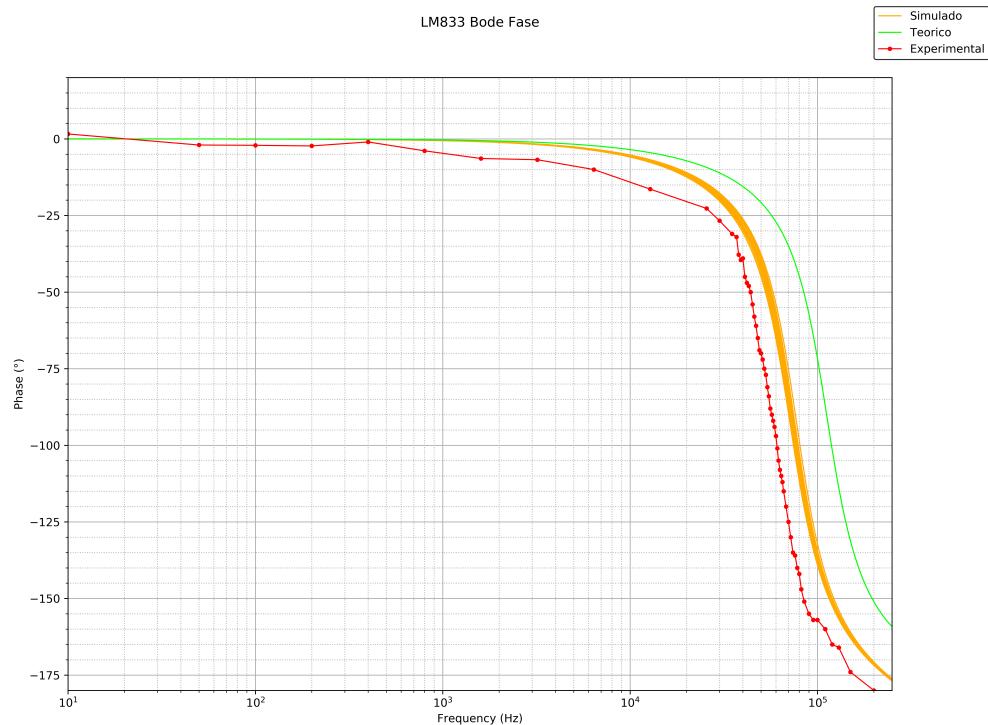


Figura 2.5: Bode de fase para operacional LM833.

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

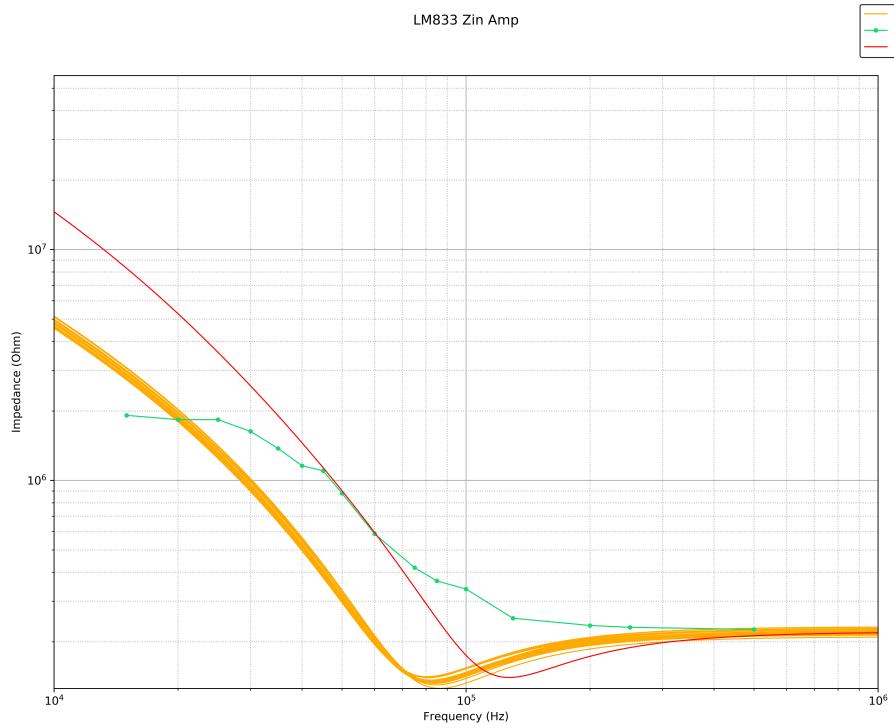


Figura 2.6: Amplitud de  $Z_{in}$  para operacional LM833.

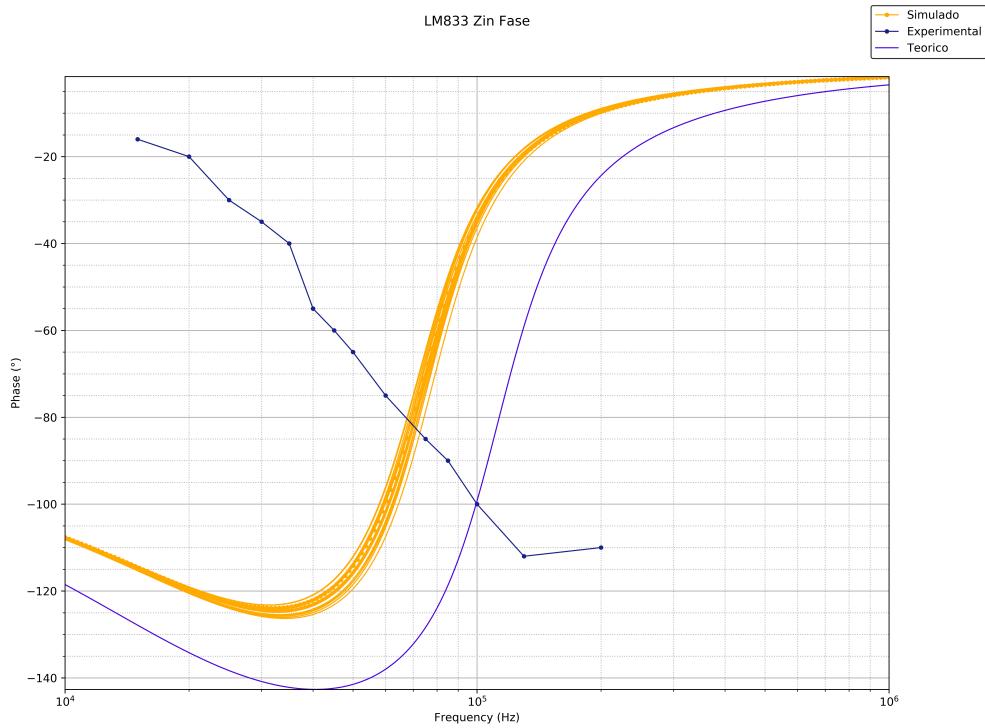


Figura 2.7: Fase de  $Z_{in}$  para operacional LM833.

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 ruidosas 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):

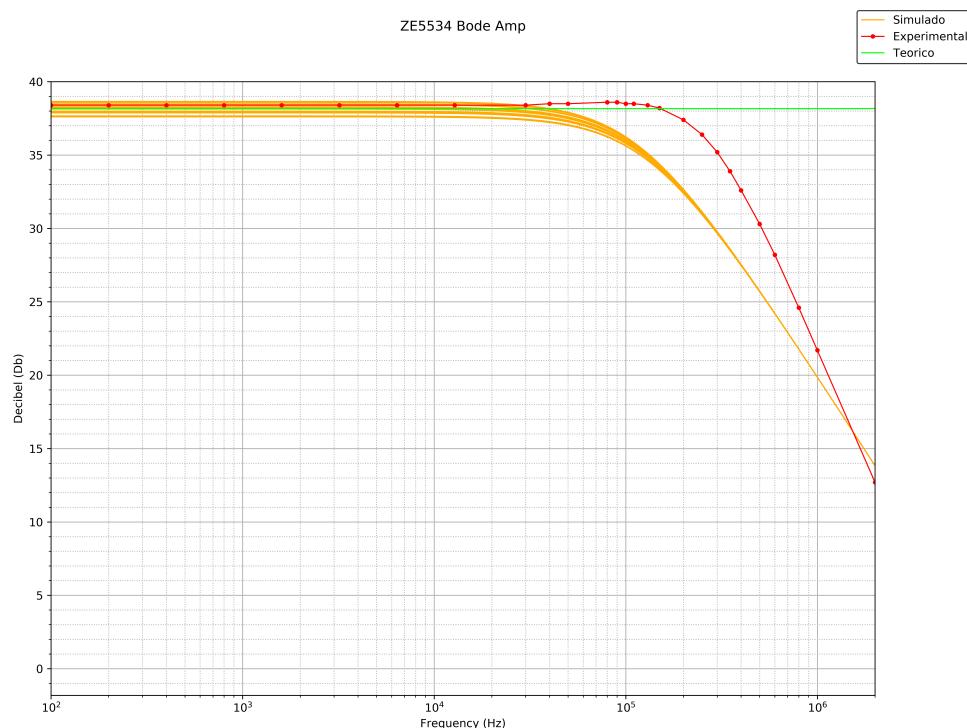


Figura 2.8: Bode de amplitud para operacional NE5534.

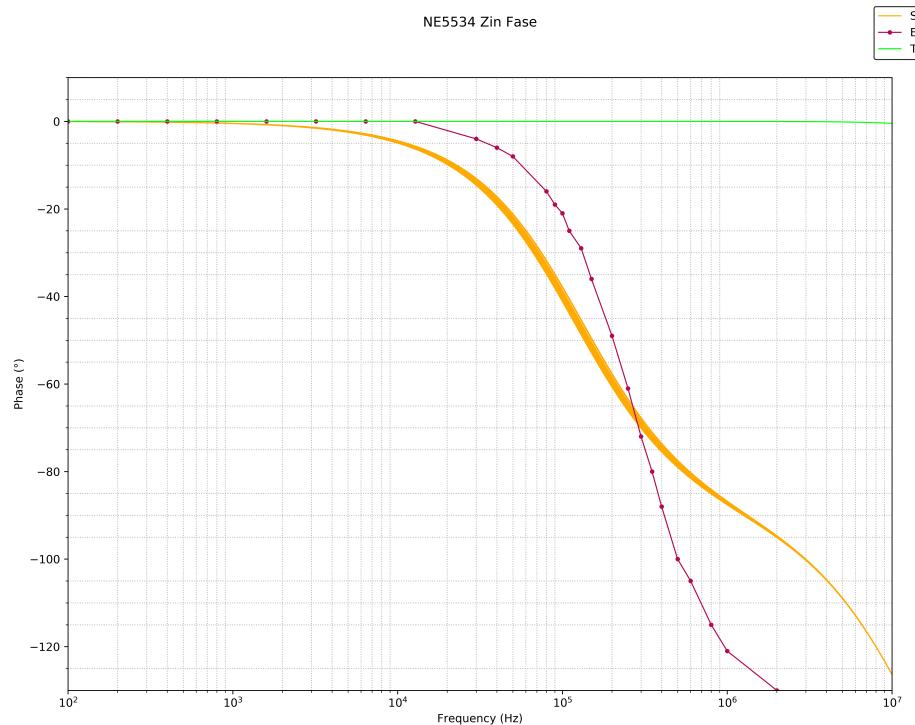


Figura 2.9: Bode de fase para operacional NE5534.

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 sobrepico 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  $180^\circ$ .

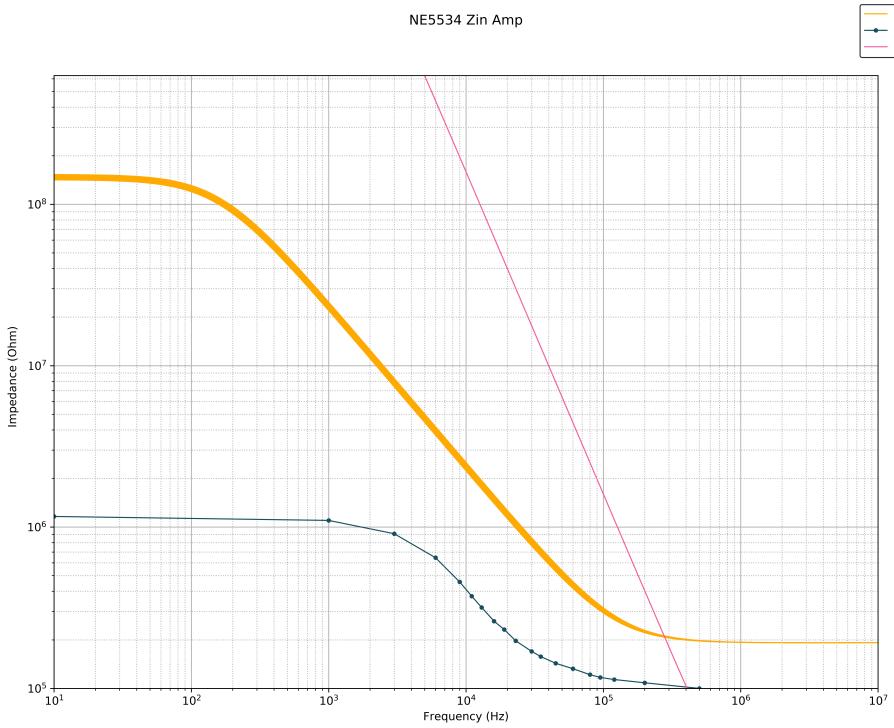


Figura 2.10: Amplitud de  $Z_{in}$  para operacional NE5534.

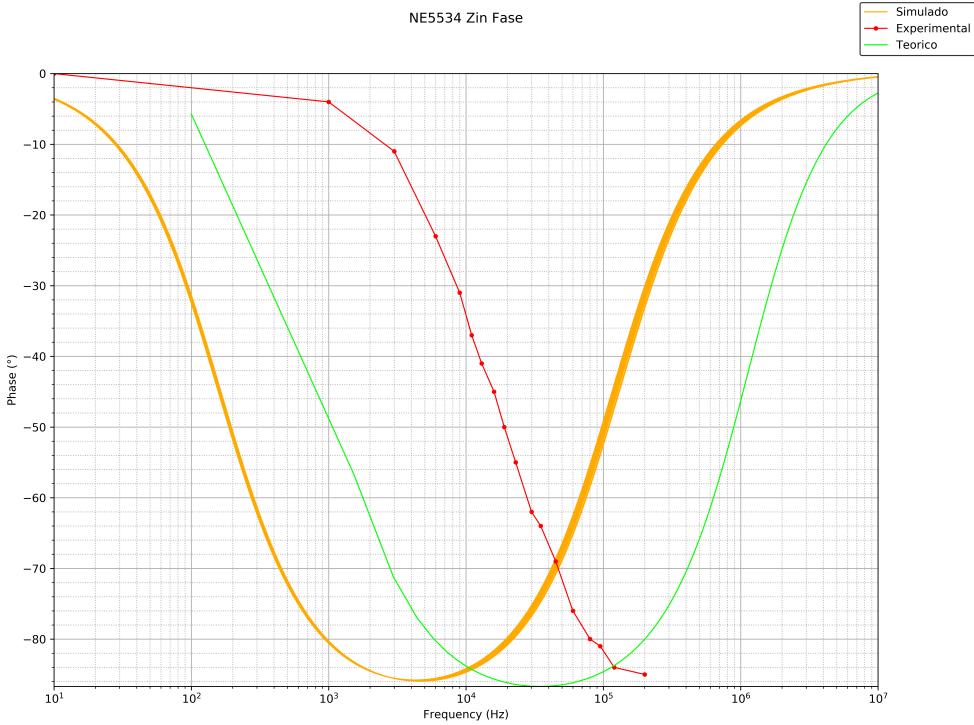


Figura 2.11: Fase de  $Z_{in}$  para operacional NE5534.

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. INTRODUCCIÓN

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

### 4. EJERCICIO 4

### 5. EJERCICIO 5