

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

4 de septiembre de 2019

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 0.1, cuya configuración es inversora. Luego se analiza el circuito 0.2 de configuración no inversora.

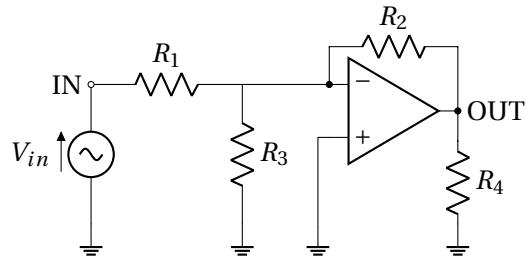


Figura 0.1: Configuración inversora

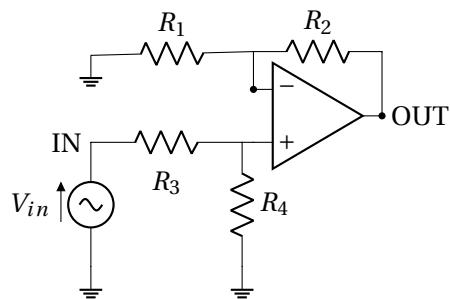


Figura 0.2: Configuración no inversora

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

Cuadro 0.1: Valores de resistencias para cada caso a analizar de los circuitos.

0.1. CONFIGURACIÓN INVERSORA

0.1.1. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL CIRCUITO

ANÁLISIS TEÓRICO

Se calcula de forma teórica la ganancia del circuito 0.1, 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:

$$\begin{cases} V_{out} = A_{vol} \cdot (V^+ - V^-) = -A_{vol} \\ V_{in} - R_1 \cdot I_1 = V^- \\ V_{out} - R_2 \cdot I_2 = V^- \end{cases} \quad (0.1)$$

Operando matemáticamente se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{R_2/R_1}{A_{vol}} + \frac{R_2/R_3}{A_{vol}}} \quad (0.2)$$

Reemplazando en la ecuación 0.2 con los valores correspondientes de resistencias para cada uno de los tres casos (indicados en la tabla 0.1) y considerando $A_{vol}(\omega)$ (con $s = j\omega$), se obtienen las siguientes expresiones:

Caso 1:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{7 \cdot 10^{12}}{2088,9 \cdot 10^3 s + 7 \cdot 10^{11}} \quad (0.3)$$

Caso 2:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{7 \cdot 10^{11}}{298,4 \cdot 10^3 s + 7 \cdot 10^{11}} \quad (0.4)$$

Caso 3:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{7 \cdot 10^{12}}{119,366 \cdot 10^5 s + 7 \cdot 10^{13}} \quad (0.5)$$

A continuación en los gráficos 0.3 y 0.4 se observa cómo varía la ganancia del circuito para los tres casos en función de la frecuencia.

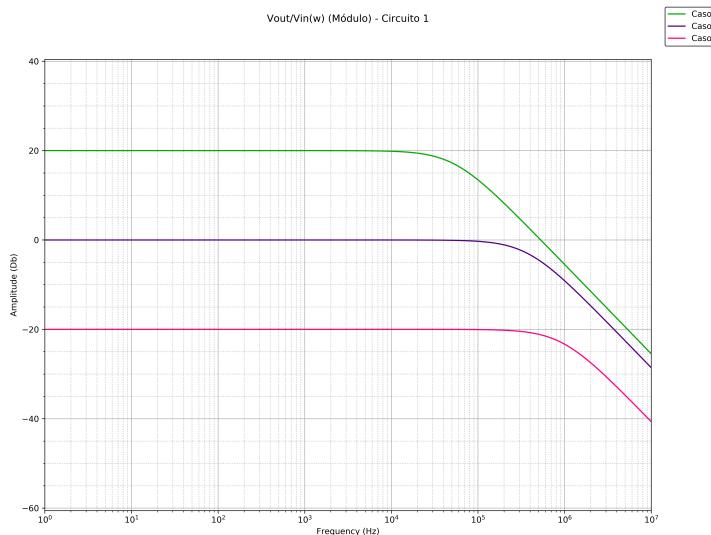


Figura 0.3: Configuración inversora - Comparación teórica del módulo de V_{out}/V_{in} para los tres casos.

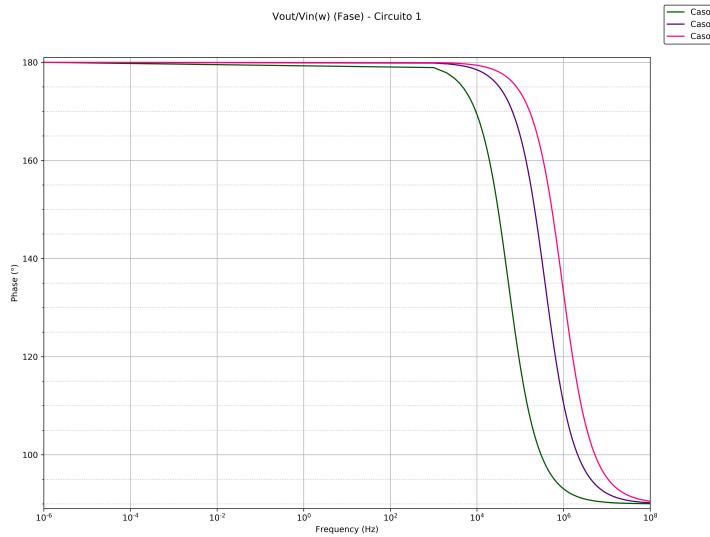


Figura 0.4: Configuración inversora - Comparación teórica de la fase de V_{out}/V_{in} para los tres casos.

El gráfico 0.3 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.

MEDICIONES Y RESULTADOS OBTENIDOS

Se simuló y se midió la ganancia para los tres casos del circuito 0.1 y a continuación se puede ver la diferencia entre sus resultados y los de las ecuaciones 0.3, 0.4 y 0.5; correspondientes a la ganancia calculada de forma teórica y considerando al amplificador operacional como ideal.

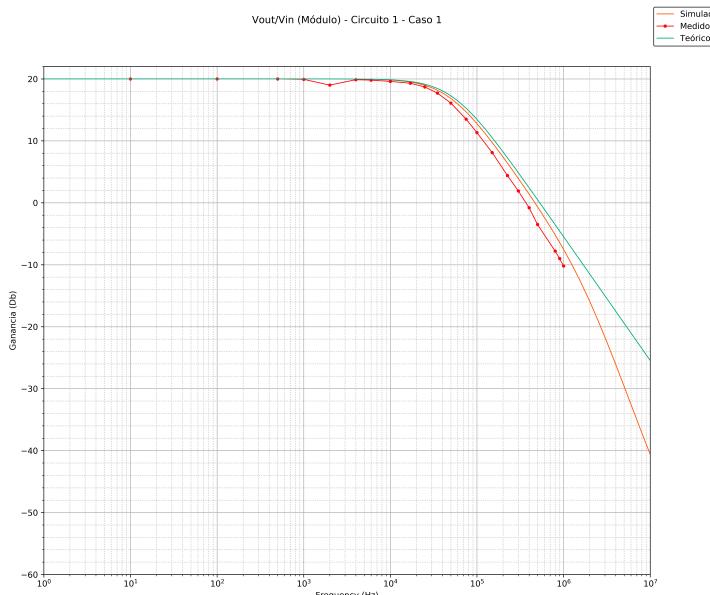


Figura 0.5: Configuración inversora - Caso 1 - Módulo de V_{out}/V_{in}

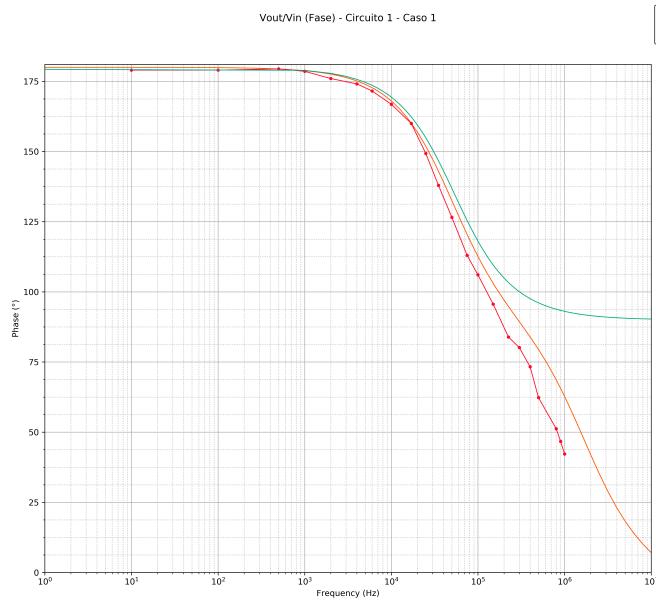


Figura 0.6: Configuración inversora - Caso 1 - Fase de V_{out}/V_{in}

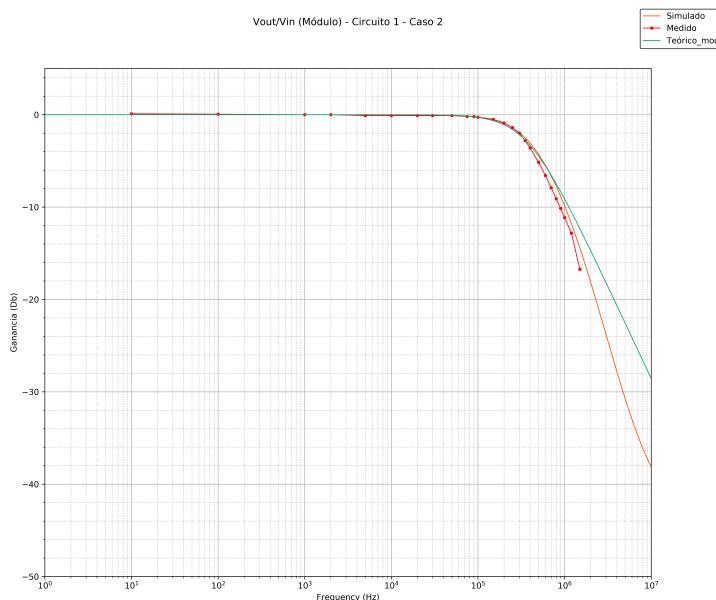


Figura 0.7: Configuración inversora - Caso 2 - Módulo de V_{out}/V_{in}

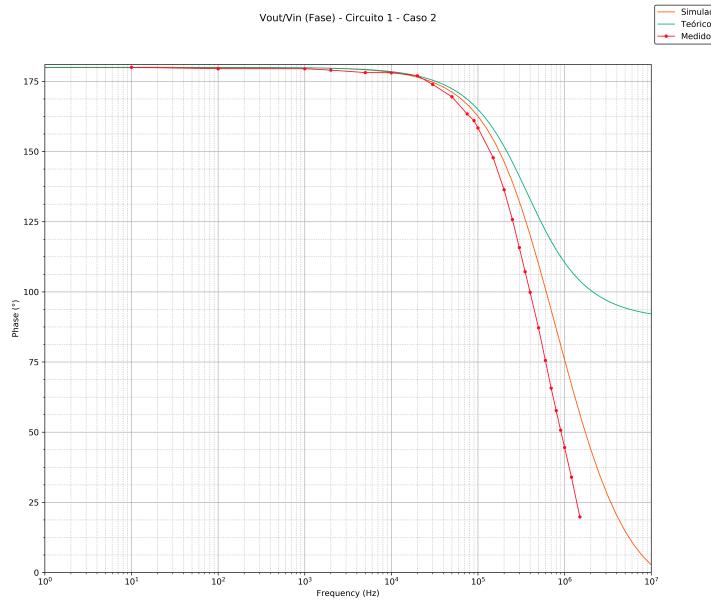


Figura 0.8: Configuración inversora - Caso 2 - Fase de V_{out}/V_{in}

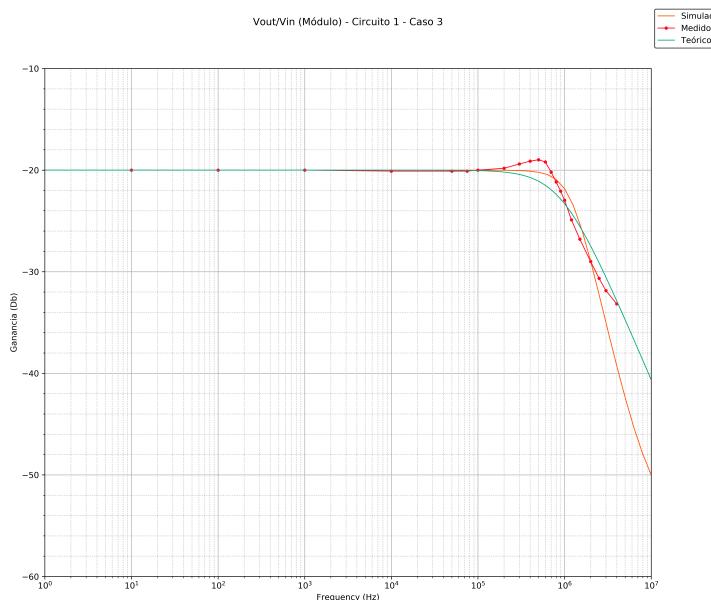


Figura 0.9: Configuración inversora - Caso 3 - Módulo de V_{out}/V_{in}

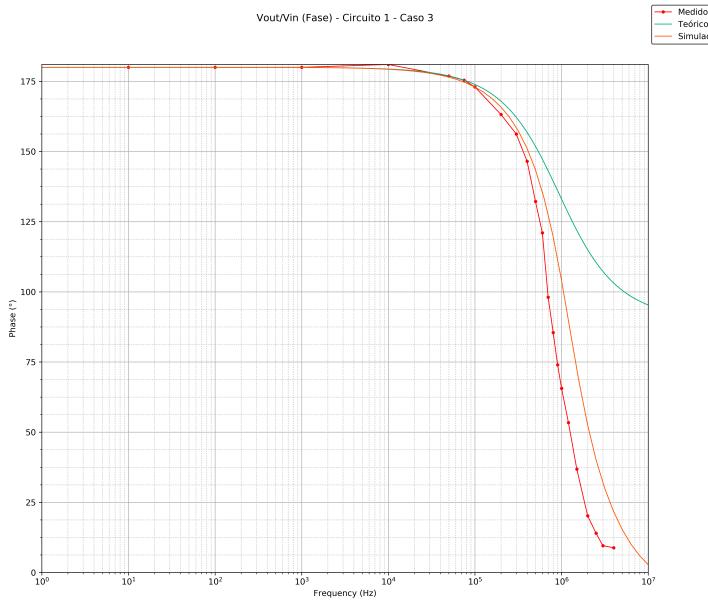


Figura 0.10: Configuración inversora - Fase de V_{out}/V_{in}

0.1.2. IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL CIRCUITO

ANÁLISIS TEÓRICO

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 0.1 y operando matemáticamente se obtiene la siguiente expresión:

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:

MEDICIONES Y RESULTADOS OBTENIDOS

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.

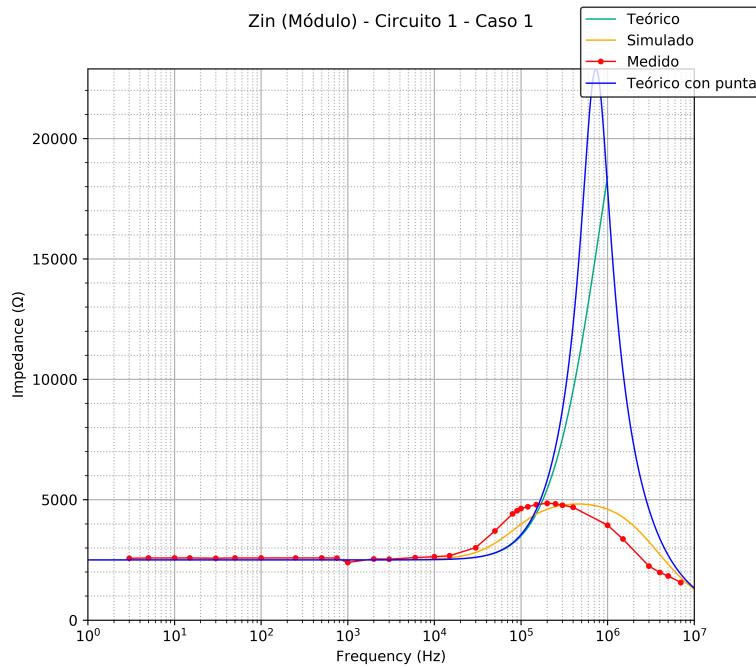


Figura 0.11: Configuración inversora - Caso 1 - Módulo de Z_{in}

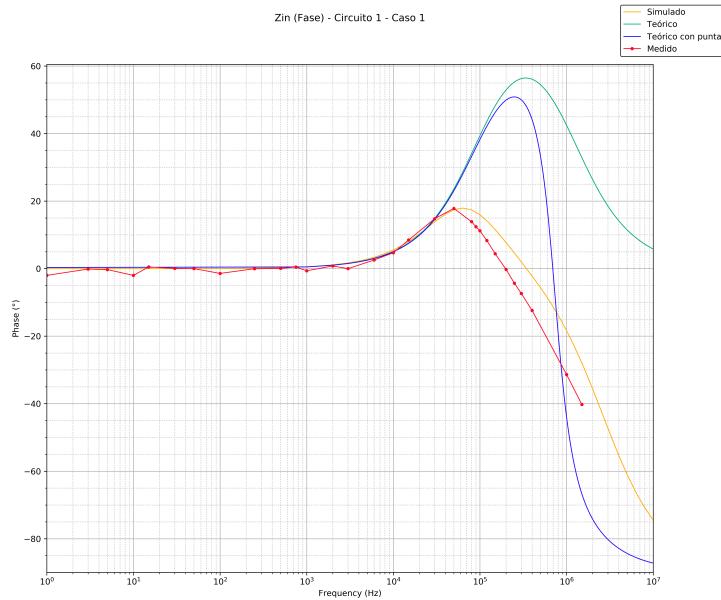


Figura 0.12: Configuración inversora - Caso 1 - Fase de Z_{in}

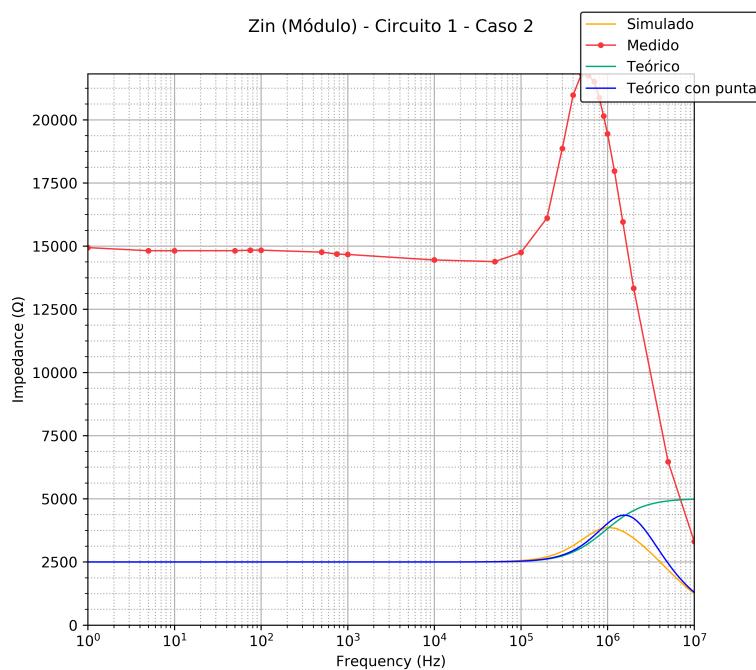


Figura 0.13: Configuración inversora - Caso 2 - Módulo de Z_{in}

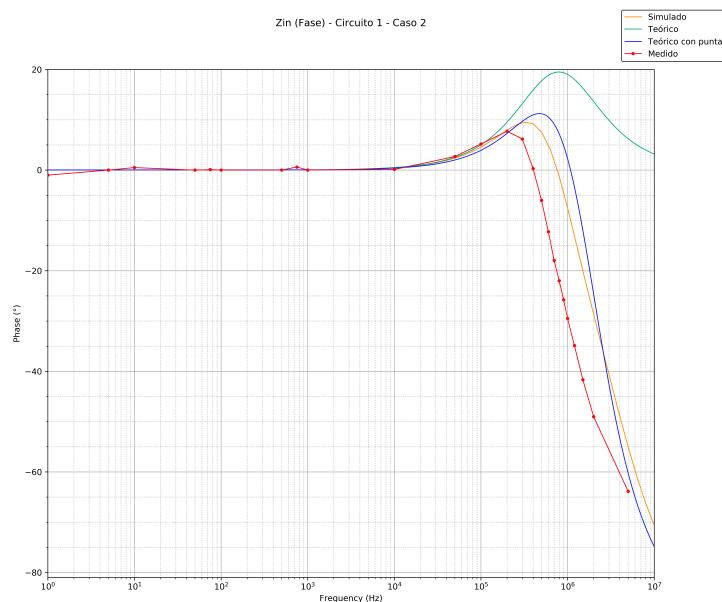


Figura 0.14: Configuración inversora - Caso 2 - Fase de Z_{in}

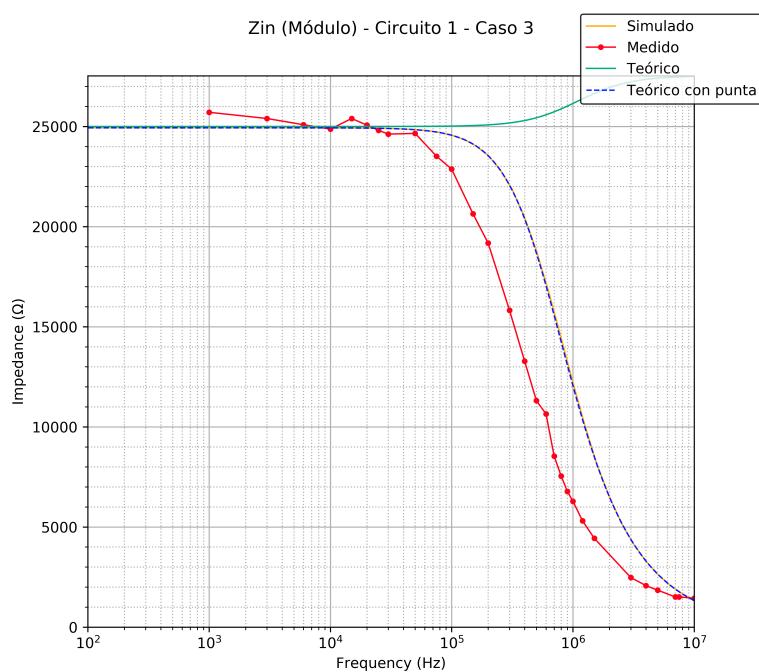


Figura 0.15: Configuración inversora - Caso 3 - Módulo de Z_{in}

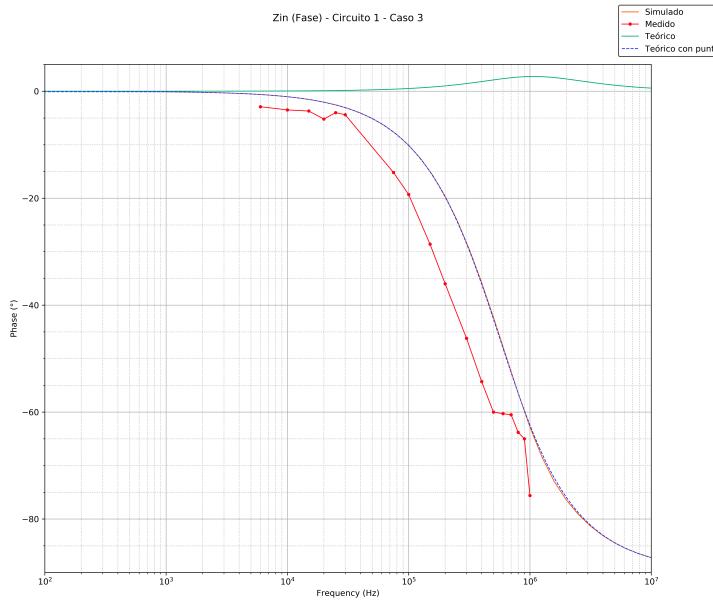


Figura 0.16: Configuración inversora - Caso 3 - Fase de Z_{in}

0.1.3. 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.

0.1.4. PRESENCIA DE LA RESISTENCIA R_4

0.1.5. AUSENCIA DE LA RESISTENCIA R_3

0.1.6. FENÓMENOS QUE AFECTAN AL COMPORTAMIENTO DEL CIRCUITO

EFFECTO DE SLEW RATE (SR)

DISTORSIÓN DE CRUCE POR CERO (CROSS-OVER DISTORTION)

GAIN BANDWIDTH PRODUCT (GBP)

0.1.7. CONDICIONES DE COMPORTAMIENTO LINEAL DEL CIRCUITO

0.2. CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

0.2.1. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL CIRCUITO

ANÁLISIS TEÓRICO

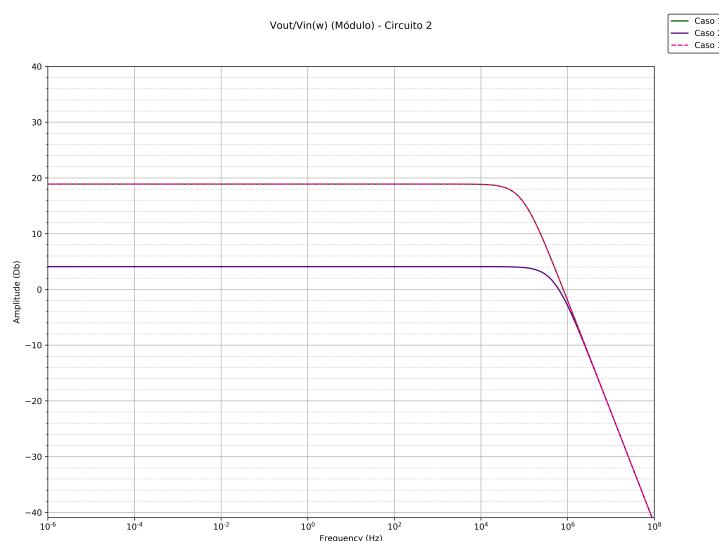


Figura 0.17: Configuración no inversora - Comparación teórica del módulo de V_{out}/V_{in} de los tres casos.

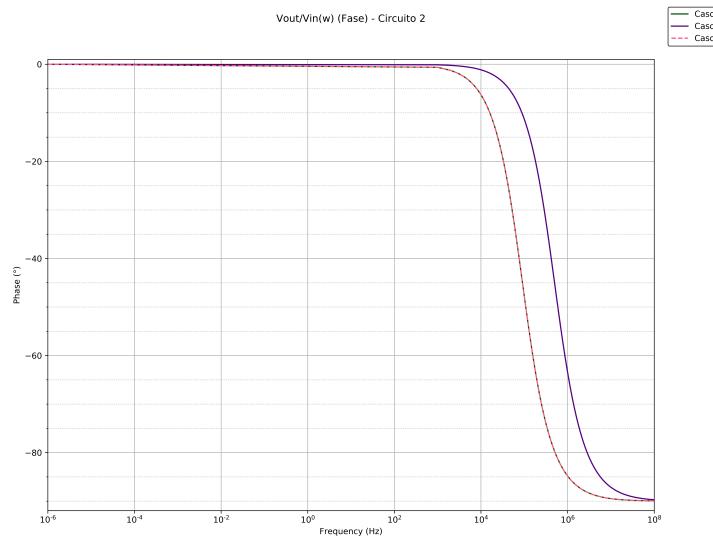


Figura 0.18: Configuración no inversora - Comparación teórica de la fase de V_{out}/V_{in} de los tres casos.

MEDICIONES Y RESULTADOS OBTENIDOS

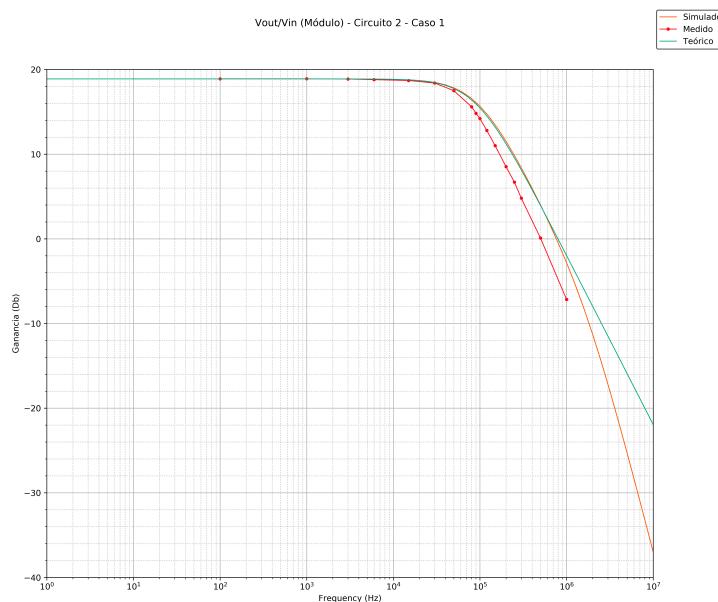


Figura 0.19: Configuración no inversora - Caso 1 - Módulo de V_{out}/V_{in}

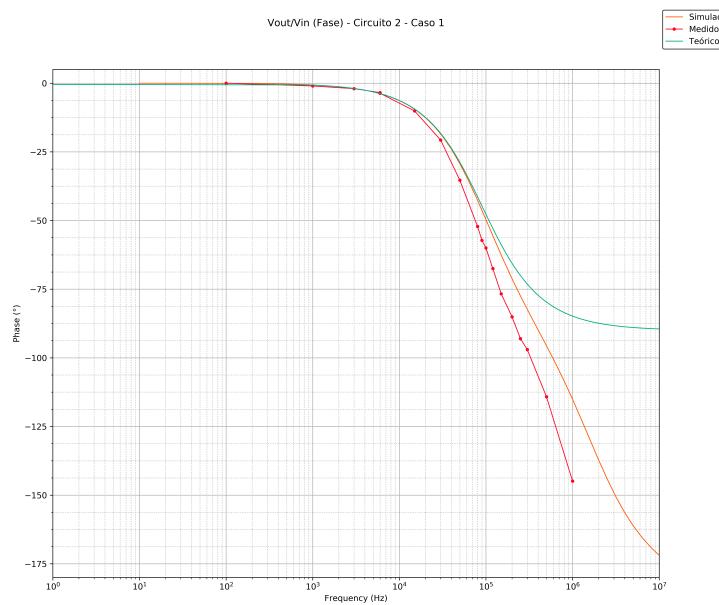


Figura 0.20: Configuración no inversora - Caso 1 - Fase de V_{out}/V_{in}

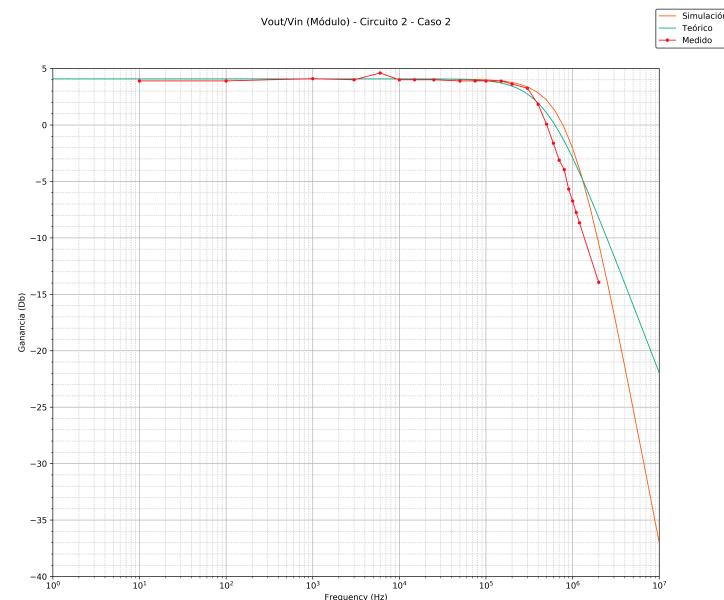


Figura 0.21: Configuración no inversora - Caso 2 - Módulo de V_{out}/V_{in}

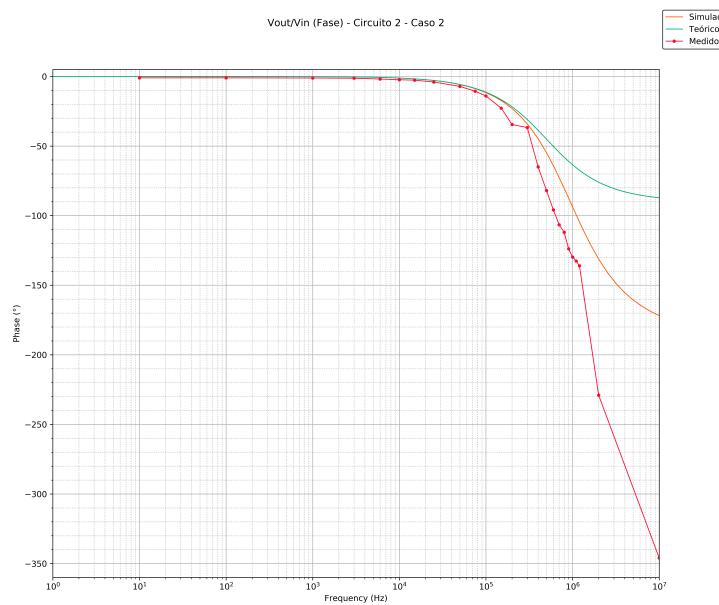


Figura 0.22: Configuración no inversora - Caso 2 - Fase de V_{out}/V_{in}

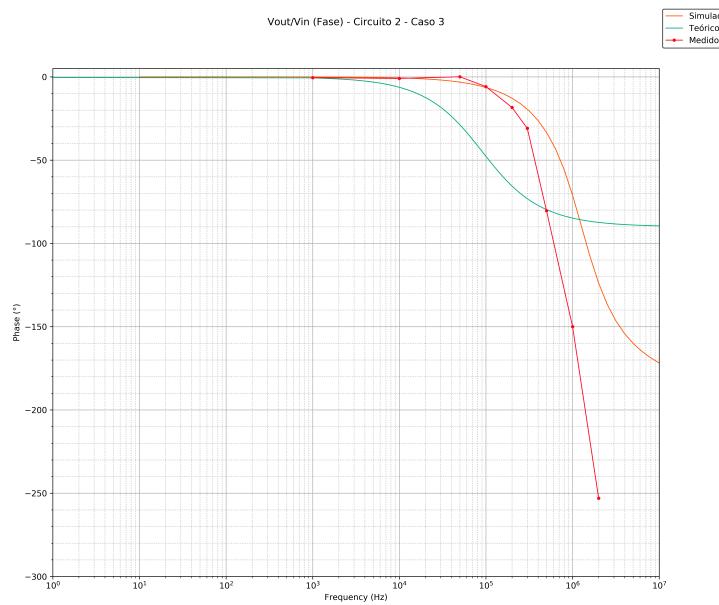


Figura 0.23: Configuración no inversora - Caso 3 - Fase de V_{out}/V_{in}

0.2.2. IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL CIRCUITO

ANÁLISIS TEÓRICO

MEDICIONES Y RESULTADOS OBTENIDOS

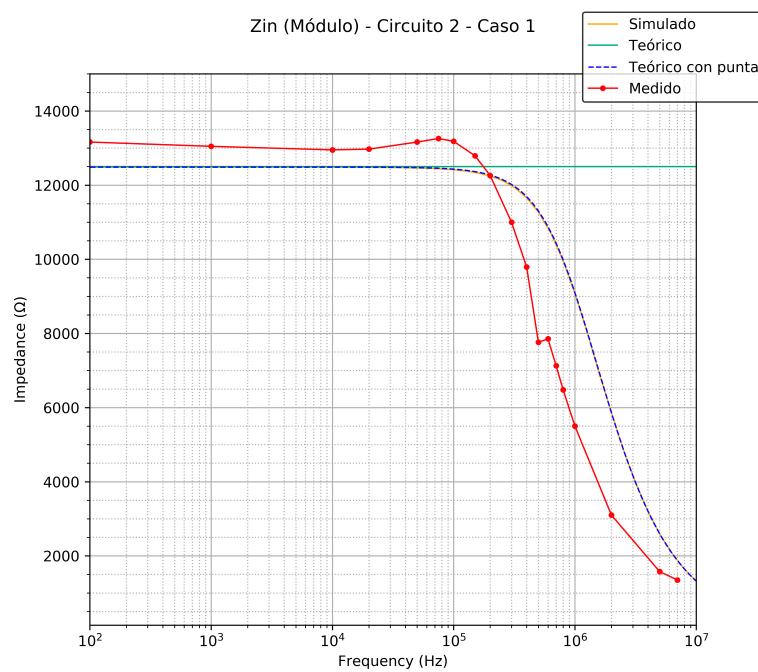


Figura 0.24: Configuración no inversora - Caso 1 - Módulo de Z_{in}

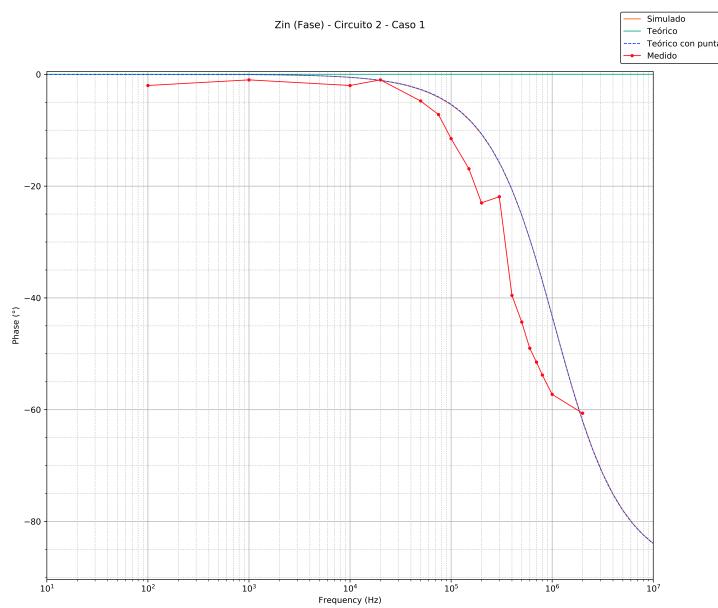


Figura 0.25: Configuración no inversora - Caso 1 - Fase de Z_{in}

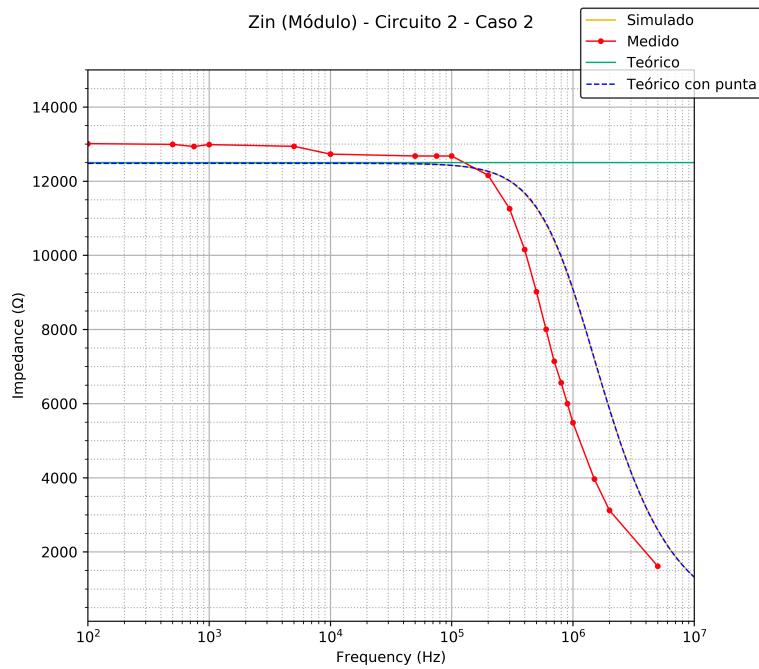


Figura 0.26: Configuración no inversora - Caso 2 - Módulo de Z_{in}

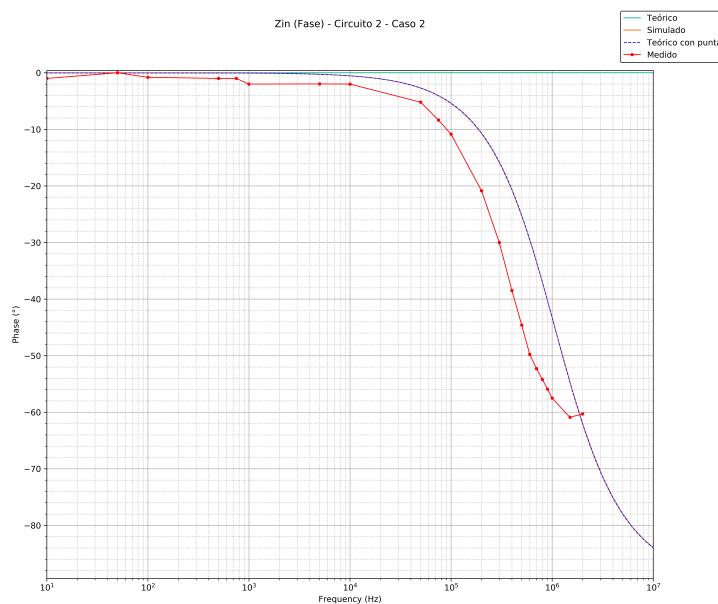


Figura 0.27: Configuración no inversora - Caso 2 - Fase de Z_{in}

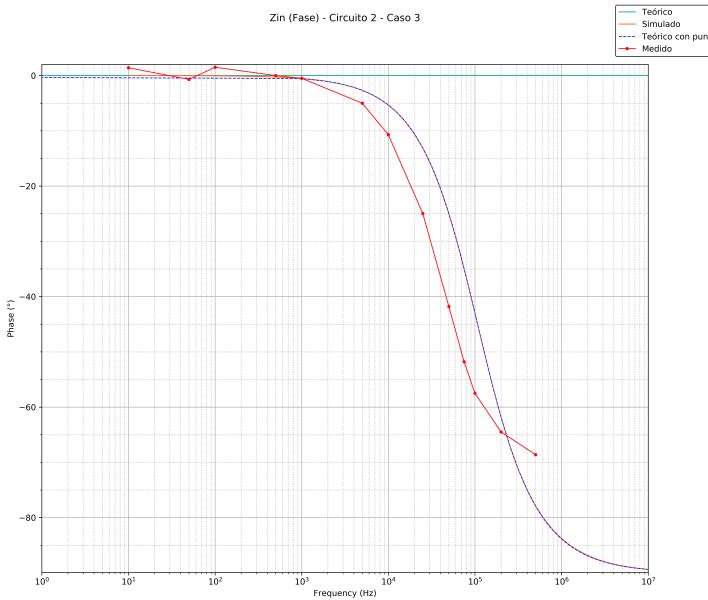


Figura 0.28: Configuración no inversora - Caso 3 - Fase de V_{out}/V_{in}

Circuito 1 Vo/Vi CASO 1

$$-\frac{7000000000000,0}{2088908,62808113s + 700131250000,0} \quad (0.6)$$

Circuito 1 Vo/Vi CASO 2

$$-\frac{7000000000000,0}{298415,518297304s + 700018750000,0} \quad (0.7)$$

Circuito 1 Vo/Vi CASO3

$$-\frac{7000000000000,0}{11936620,7318921s + 70000750000000,0} \quad (0.8)$$

CIRCUITO 1 ZIN caso1

$$\frac{437,676093502712s + 280027500,0}{0,0159154943091895s + 112001,0} \quad (0.9)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(3,64730077918927 \cdot 10^{20}s + 2,3335625 \cdot 10^{26})}{4376760935,02712s^2 + 1,60996599321165 \cdot 10^{16}s + 9,33575022916667 \cdot 10^{22}} \quad (0.10)$$

inverter: Zin caso2=

$$\frac{79,5774715459477s + 280005000,0}{0,0159154943091895s + 112001,0} \quad (0.11)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(6,63145596216231 \cdot 10^{19}s + 2,333375 \cdot 10^{26})}{795774715,459477s^2 + 1,60695933802868 \cdot 10^{16}s + 9,33575004166667 \cdot 10^{22}} \quad (0.12)$$

inverter: Zin caso3=

$$\frac{437,676093502712s + 2800027500,0}{0,0159154943091895s + 112001,0} \quad (0.13)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(3,64730077918927 \cdot 10^{20}s + 2,33335625 \cdot 10^{27})}{4376760935,02712s^2 + 4,12996599321165 \cdot 10^{16}s + 9,35675022916667 \cdot 10^{22}} \quad (0.14)$$

circ2 caso1 vovi:

$$\frac{2200000000,0}{437,676093502712s + 250027500,0} \quad (0.15)$$

circ2 caso2 vovi:

$$\frac{400000000,0}{79,5774715459477s + 250005000,0} \quad (0.16)$$

circ2 caso3 vovi:

$$\frac{2200000000,0}{437,676093502712s + 2500027500,0} \quad (0.17)$$

CIRCUITO 2 ZIN caso1

$$Zin = R3 + R4 = 12,5kohm \quad (0.18)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(1,34287121997052 \cdot 10^{38}s - 8,4366609366572 \cdot 10^{43})}{1,61144546396462 \cdot 10^{27}s^2 + 9,74400011449559 \cdot 10^{33}s - 6,75776541020242 \cdot 10^{39}} \quad (0.19)$$

NONinverter: Zin caso2=

$$12,5kohm \quad (0.20)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(3,35718845716807 \cdot 10^{36}s - 2,10935402480826 \cdot 10^{43})}{4,02862614860169 \cdot 10^{25}s^2 + 1,57883363155109 \cdot 10^{31}s - 1,68959257386991 \cdot 10^{39}} \quad (0.21)$$

NONinverter: Zin caso3=

$$125kohm \quad (0.22)$$

CON PUNTA:

$$\frac{1,0(1,34287632288 \cdot 10^{39}s - 8,43749203068526 \cdot 10^{46})}{1,611451587456 \cdot 10^{28}s^2 - 1,00162173591756 \cdot 10^{36}s - 6,83436854484906 \cdot 10^{41}} \quad (0.23)$$

zin circuito1 caso1 teorica:

$$\frac{1,30885711543124 \cdot 10^{16}s - 3,6842622243421 \cdot 10^{27}}{2748284324476,07s - 7,73606889861856 \cdot 10^{23}} \quad (0.24)$$

zin circuito1 caso2 teorico:

$$\frac{2500,0(1202441,0s - 5,38729407038047 \cdot 10^{15})}{802241,0s - 3,59439807358207 \cdot 10^{15}} \quad (0.25)$$

zin circ1 caso2 teo BIEN:

$$\frac{1,868890907484 \cdot 10^{15}s - 5,26102936560593 \cdot 10^{25}}{498752424613,223s - 1,404061747493 \cdot 10^{22}} \quad (0.26)$$

zin circ1 caso3 teo:

$$\frac{7,49205761516139 \cdot 10^{17}s - 2,10926458373408 \cdot 10^{28}}{27480414888480,5s - 7,73677133618684 \cdot 10^{23}} \quad (0.27)$$

zin circ2 caso1 teo:

$$\frac{1,61144546396462 \cdot 10^{20}s - 1,01239931239886 \cdot 10^{26}}{1,28915648576337 \cdot 10^{16}s - 8,09919449911891 \cdot 10^{21}} \quad (0.28)$$

zin circ2 caso2 teo:

$$\frac{4,02862614860169 \cdot 10^{18}s - 2,53122482976991 \cdot 10^{25}}{322290120536142,0s - 2,02497986381413 \cdot 10^{21}} \quad (0.29)$$

zin circ2 caso3 teo:

$$\frac{1,611451587456 \cdot 10^{21}s - 1,01249904368223 \cdot 10^{29}}{1,28916241588535 \cdot 10^{16}s - 8,09999234945065 \cdot 10^{23}} \quad (0.30)$$

EJERCICIO 2

0.3. 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 0.29

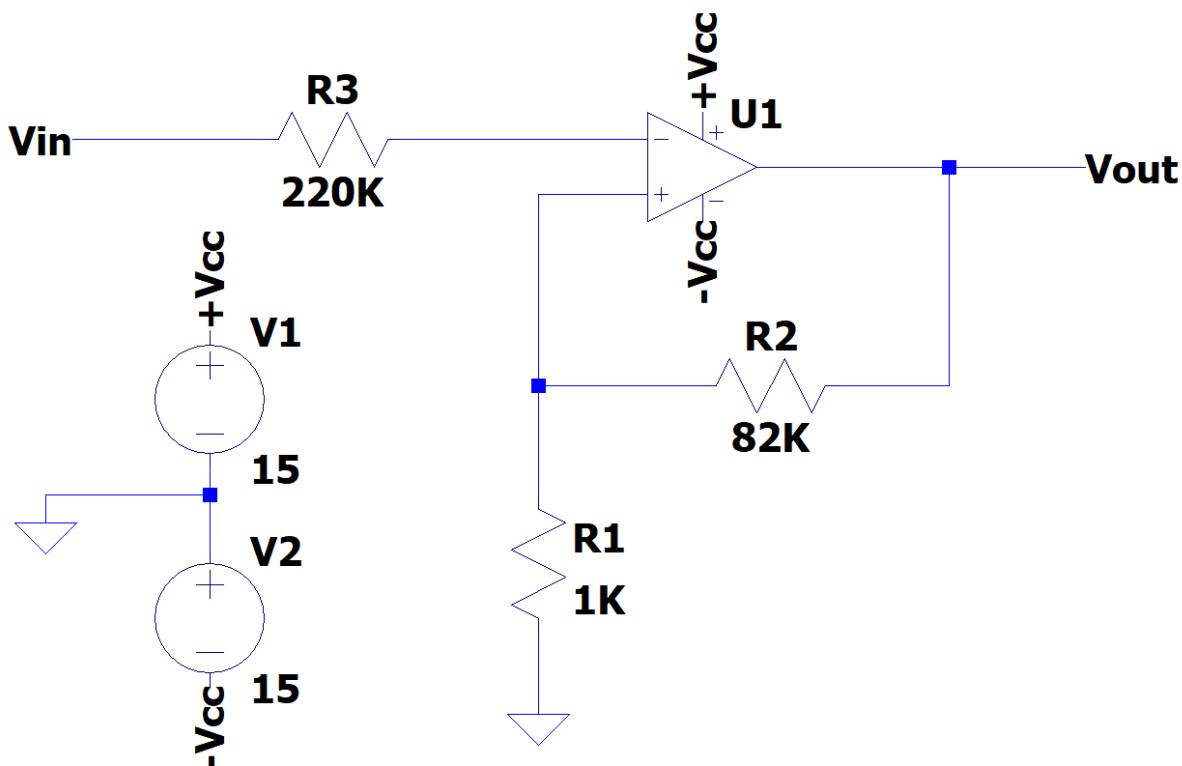


Figura 0.29: Circuito a analizar.

0.3.1. 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:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{82K\Omega}{1K\Omega} = 83 \Rightarrow 38,38dB \quad (0.31)$$

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

0.3.2. 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 ¹, y

¹Datasheet 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>

se presentan en el cuadro 0.3.2.

Modelo de operacional	f_0 (Hz)	A_0	$Z_{in_{opamp}}$ ($K\Omega$)	$Z_{out_{opamp}}$ (Ω)
LM833	$16 \cdot 10^3$	1000	175	37
NE5534	100	$10 \cdot 10^5$	100	0,3

Cuadro 0.2: Parámetros para cálculo de circuito no ideal.

Se modelizará al operacional mediante el circuito 0.30

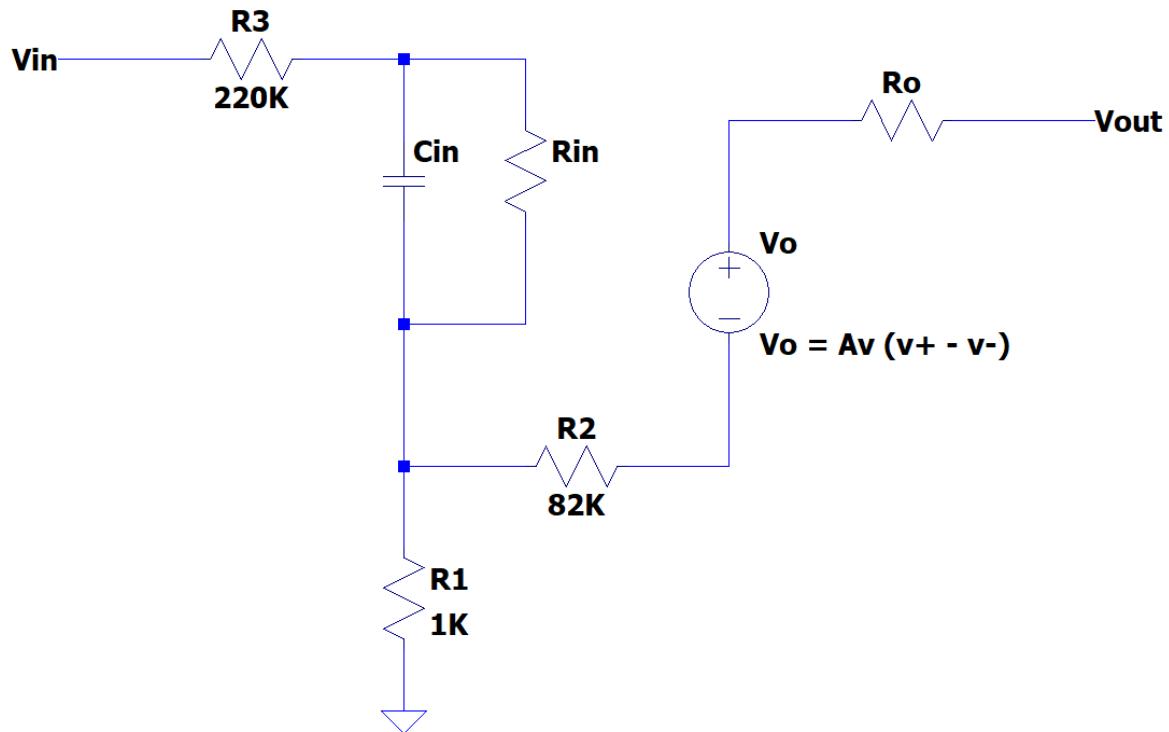


Figura 0.30: Circuito a analizar.

Se entiende al circuito como dos mallas cuyas ecuaciones son las descriptas en 0.38, que se extraen del circuito 0.31

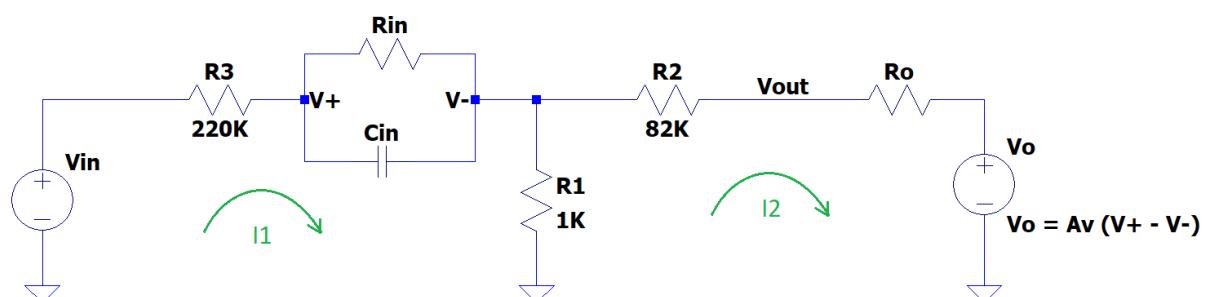


Figura 0.31: Circuito a analizar.

$$v_{in} - i_1 \cdot R_3 - i_1 \cdot Z_{in} - (i_1 - i_2) \cdot R_1 = 0 \quad (0.32)$$

$$- (i_2 - i_1) \cdot R_1 - i_2 \cdot R_2 - I_2 \cdot R_0 - v_o = 0 \quad (0.33)$$

$$v_o = (v^+ - v^-) \cdot A_v \quad (0.34)$$

$$v^+ = v_{in} - i_1 \cdot R_3 \quad (0.35)$$

$$v^- = v_{in} - i_1 \cdot R_3 - i_1 \cdot Z_{in} \quad (0.36)$$

$$Z_{in} = \frac{R_{in}}{R_{in} \cdot C_{in} \cdot s + 1} \quad (0.37)$$

$$A_v = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (0.38)$$

Resolviendo para i_2 se obtiene que:

$$i_2 = v_{in} \cdot \frac{R_1 - A_v \cdot Z_{in}}{R_1 \cdot (A_v \cdot Z_{in} - R_1) + (R_3 + Z_{in} + R_1) \cdot (R_1 + R_2 + R_o)} \quad (0.39)$$

Y luego se expresan v_{out} e i_1 en función de i_2 , a fin de evitar largas expresiones, como:

$$i_1 = \frac{v_{in} + i_2 \cdot R_1}{R_3 + Z_{in} + R_1} \quad (0.40)$$

$$v_{out} = v_{in} \cdot \frac{R_1}{R_3 + Z_{in} + R_1} + i_2 \cdot \frac{R_1^2}{R_3 + Z_{in} + R_1} + i_2 \cdot R_1 - i_2 \cdot R_2 \quad (0.41)$$

1. EJERCICIO 3

1.1. INTRUDUCCIÓN

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

EJERCICIO 4

EJERCICIO 5

EJERCICIO 6