

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

TEORIA DE CIRCUITOS

TRABAJO PRÁCTICO INDIVIDUAL N°2

---

## Amplificadores Operacionales - Efectos en DC y AC

---

### Comportamiento de amplificadores operacionales

*Alumno:*

Facundo Nicolas MOLINA 60.526  
Grupo 6

*Responsables de la cátedra:*

Daniel Andres JACOBY  
Carlos BELAUSTEGUI GOITIA

Presentado: 18/9/2020 [ENTREGA FUERA DE TERMINO]  
Corrección:

# Índice

<b>1. Introducción y configuraciones circuitales</b>	<b>2</b>
<b>2. Características del LM324</b>	<b>3</b>
<b>3. Respuesta en frecuencia</b>	<b>3</b>
3.1. Circuito inversor . . . . .	3
3.1.1. Análisis teórico . . . . .	3
3.1.2. Resultados . . . . .	5
3.2. Circuito No Inversor . . . . .	9
3.2.1. Análisis teórico . . . . .	9
3.2.2. Resultados . . . . .	11
<b>4. Impedancia de entrada</b>	<b>15</b>
4.1. Circuito inversor . . . . .	15
4.2. Circuito No Inversor . . . . .	17
<b>5. Tensión de entrada y salida: linealidad y limitaciones</b>	<b>19</b>
5.1. Análisis teórico . . . . .	19
5.2. Resultados: circuito inversor . . . . .	21
5.3. Resultados: circuito no inversor . . . . .	24
<b>6. Casos particulares</b>	<b>27</b>
6.1. Caso $R_3 = 0$ . . . . .	27
6.2. Caso $R_4 = 0$ en circuito inversor . . . . .	27
6.3. $V_{in}$ onda cuadrada de alta frecuencia . . . . .	27

# 1. Introducción y configuraciones circuitales

En el presente informe se realizará un análisis teórico y experimental del comportamiento y características de las configuraciones circuitales planteadas empleando un amplificador operacional del integrado LM324.

Con cada circuito, se iniciará con un estudio de distintos modelos teóricos para entender su respuesta en frecuencia y su impedancia de entrada; seguidamente se hará hincapié en las propiedades, limitaciones y efectos sobre la tensión de entrada inyectada en el operacional junto; se finalizará el informe con el estudio de la respuesta del operacional bajo determinadas condiciones.

A lo largo del trabajo, se dejará constancia de los inconvenientes y problemas que se tuvieron durante la realización de las mediciones sobre los circuitos con el fin de recibir una devolución con la corrección e incorporarlas en las próximas instancias.

En este informe se analizarán características y comportamientos de los siguientes circuitos:

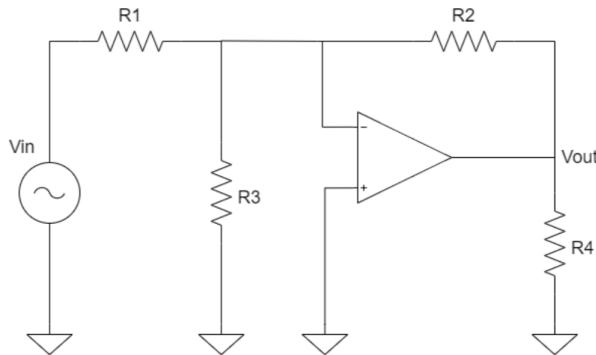


Figura 1: Circuito inversor

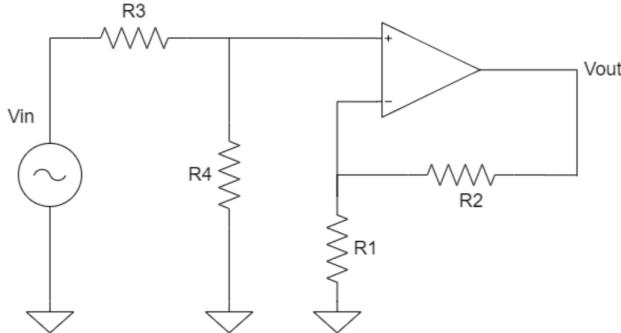


Figura 2: Circuito no inversor

Considerando los siguientes casos:

	$R_1 = R_3$	$R_2$	$R_4$
Caso 1	$2,7k\Omega$	$27k\Omega$	$10k\Omega$
Caso 2	$2,7k\Omega$	$2,7k\Omega$	$10k\Omega$
Caso 3	$27k\Omega$	$2,7k\Omega$	$100k\Omega$

## 2. Características del LM324

El integrado LM324 consiste en cuatro amplificadores operacionales independientes con fuente de alimentación única para todo el integrado (aunque también puede ser doble). Presenta una gran ganancia, amplio rango de tensión y un consumo de corriente bajo e independiente del valor de su fuente de alimentación. Resulta conveniente su implementación en interfaces transductoras, procesos de control industrial (trabaja en un gran rango de temperaturas) y circuitos con amplificadores operacionales convencionales.

Se detallan algunos parámetros importantes empleados durante el informe:

- Ganancia de tensión  $A_v$  = valor típico de 100dB. Es decir, una ganancia típica de 100k veces, o bien de  $100\frac{V}{mV}$ .
- Gain Bandwidth Product GBW: valor típico de  $12MHz$ .
- Slew rate:  $5\frac{V}{\mu s}$ .
- Oscilación de tensión de salida de  $0V$  a  $v^+ - 1,5V$ .

## 3. Respuesta en frecuencia

Se estudiará la ganancia del circuito y la diferencia de fase entre la señal de entrada y salida en respuesta a la frecuencia con los dos circuitos propuestos. Se iniciará con la construcción de los modelos teóricos para seguidamente compararlos con los datos recogidos de las mediciones y simulaciones.

Durante el análisis, es importante tener en cuenta parámetros del amplificador operacional tal como su ganancia a lazo abierto,  $A_{ol}$ , y su Producto de Ancho de Banda (Gain-bandwidth product, GBW). Éste último resulta de especial interés al momento de diseñar un circuito que contenga un *OpAmp*. El GBW del operacional es igual al producto entre la ganancia a alzo abierto y el ancho de banda del circuito, y especifica la frecuencia alrededor de la cual el operacional, sin retroalimentación, deja de amplificar la señal de entrada. Es decir, es importante elegir un amplificador operacional que trabaje de la manera deseada para el rango de frecuencias a la cual operará el circuito.

### 3.1. Circuito inversor

#### 3.1.1. Análisis teórico

Partiendo de condiciones ideales de un amplificador operacional, tales como corriente de entrada a los terminales y tensión de offset nulas, impedancia de entrada infinita e impedancia de salida igual a cero, la tensión de salida del dispositivo esta dado por el producto de la tensión de entrada diferencial y la ganancia a lazo abierto del amplificador (sin retroalimentación), donde para el circuito inversor de la Figura resulta:

$$v_{out} = A_{v_{ol}} v_d = A_{v_{ol}} (v^+ - v^-) = -A_{v_{ol}} v^- \quad (1)$$

Se plantean las siguientes ecuaciones que describen al circuito inversor de la Figura:

$$\begin{cases} I_3 = -\frac{v^-}{R_3} \\ I_1 = \frac{v_{in} - v^-}{R_1} \\ I_2 = \frac{v^- - V_{out}}{R_2} \\ I_1 = I_2 + I_3 \end{cases} \quad (2)$$

Resolviendo el sistema con la relación 1 se obtiene que:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{A_{v_{ol}} \frac{R_2}{R_1}}{A_{v_{ol}} + \frac{R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_2 R_3}{R_1 R_3}} k = \frac{R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_2 R_3}{R_1 R_3} \quad (3)$$

De modo que la función transferencia resulta:

$$H(s) = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{k}{A_{v_{ol}}}}$$

Si se considera a la ganancia de tensión como infinita, se obtiene:

$$A_{v_{ol}} \xrightarrow{\infty} \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} = G_{ideal}$$

Correspondiendo con lo estudiado en el curso para circuitos inversores.

En el caso que la ganancia de tensión del operacional sea un valor constante, se tiene:

$$A_{v_{ol}} = A_{ol} \Rightarrow H(s) = \frac{G_{ideal}}{1 + \frac{k}{A_{ol}}}$$

Considerando el modelo de compensación de polo dominante, se expresa la ganancia a lazo abierto (ganancia sin retroalimentación) como una función de primer orden dada por:

$$A_v = \frac{A_{ol}}{1 + \frac{s}{w_b}}$$

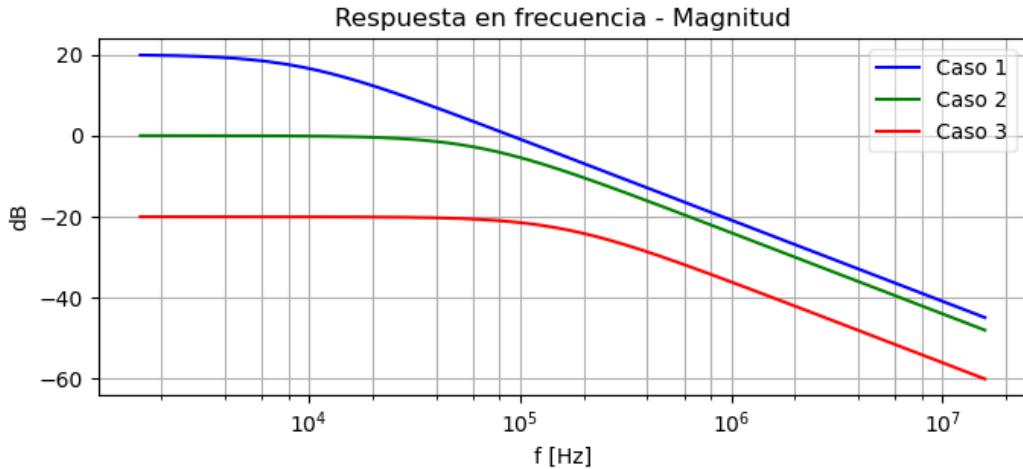
Donde  $A_{ol}$  es la ganancia a lazo abierto y  $w_b$  es el ancho de banda del operacional, ambos parámetros propios del amplificador. Reemplazando en la función de transferencia y tomando que  $\frac{k}{A_{ol}} \approx 0$  para los casos estudiados, resulta:

$$A_v = \frac{A_{ol}}{1 + \frac{s}{w_b}} \Rightarrow H(s) = \frac{G_{ideal}}{1 + \frac{k}{A_{ol}} + \frac{s}{w_{b'}}}$$

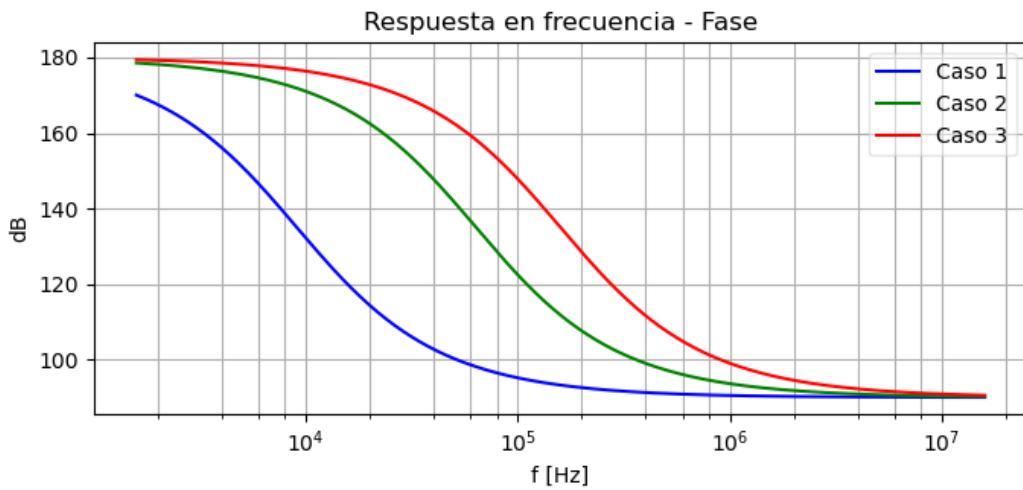
$$w_{b'} = \frac{A_{ol}w_b}{k}$$

Teniendo en cuenta que  $GBW = w_b A_{ol}$ , reemplazando los valores en las funciones descriptas se obtienen las siguientes expresiones considerando cada caso del circuito inversor:

	$A_{ol} = \infty$	$A_{ol} = 10^5$	$A_v = \frac{A_{ol}}{1 + \frac{s}{w_b}}$
Caso 1	-10	-9,998	$H(s) = \frac{-10}{17,5 \cdot 10^{-6} + 1}$
Caso 2	-1	-0,999	$H(s) = \frac{-1}{2,5 \cdot 10^{-6} + 1}$
Caso 3	-0,1	-0,099	$H(s) = \frac{-0,1}{1 \cdot 10^{-6} + 1}$



(a) Respuesta en frecuencia teórica: ganancia



(b) Respuesta en frecuencia teórica: fase

Figura 3: Circuito inversor. Respuesta en frecuencia teórica.

En la figura 35 se graficaron conjuntamente los tres casos de la configuración inversora considerando el modelo de polo dominante. Se puede visualizar que a muy bajas frecuencias las ganancias se corresponden con los casos mas ideales ( $A_{v_{ol}}$  infinito o constante), aproximando la ganancia a la relación entre  $R_1$  y  $R_2$ . Se observa, además, que la diferencia de fase entre la señal de entrada y la de salida a bajas frecuencias es de alrededor de  $180^\circ$ , lo cual es correcto considerando que el circuito actúa como inversor. Asimismo, se puede observar que el Caso 3 presenta la frecuencia de corte mas elevada.

### 3.1.2. Resultados

Se realizaron los circuitos utilizando el *Digilent Electronics Explorer*, mediante el cual se tomaron mediciones de la tensión de entrada, de salida y la fase entre ambas en el rango de frecuencias consideradas de interés en cada caso, de modo de obtener un gráfico de su ganancia y cambio de fase en respuesta a la frecuencia. Para la medición de los mismos, en cada caso se intentó prever los efectos del Slew Rate empleando una tensión de entrada que no se vea afectada por el mismo. Por otro lado, se simularon los circuitos en LTSpice.

Para el armado del circuito, se utilizó un operacional de los cuatro presentes en el integrado, conectando en el resto sus entradas no inversoras a GND y las entradas inversoras con su respectiva salida. Se intentó evitar el uso de cables entre los componentes para minimizar al máximo las pérdidas. Se presenta una foto de la configuración inversora utilizada para las mediciones de la ganancia y diferencia de fase en respuesta a la frecuencia.

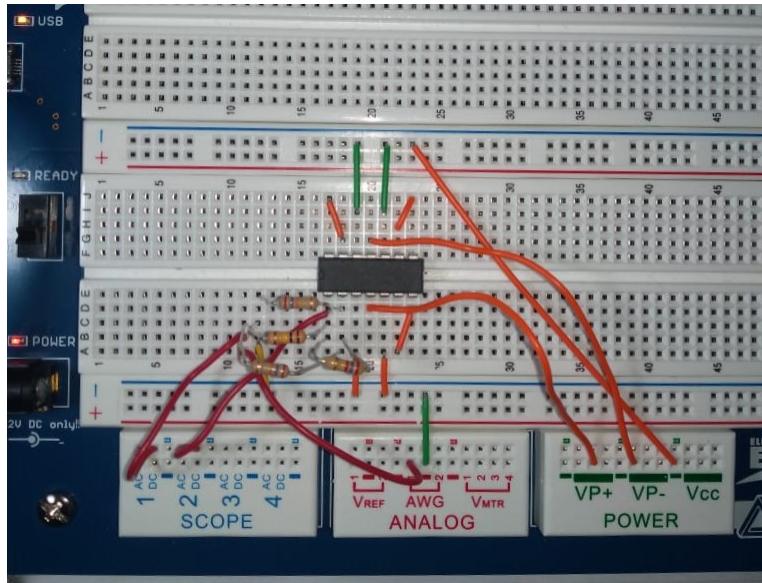


Figura 4: Circuito inversor Caso 3 en el Digilent Electronics Explorer

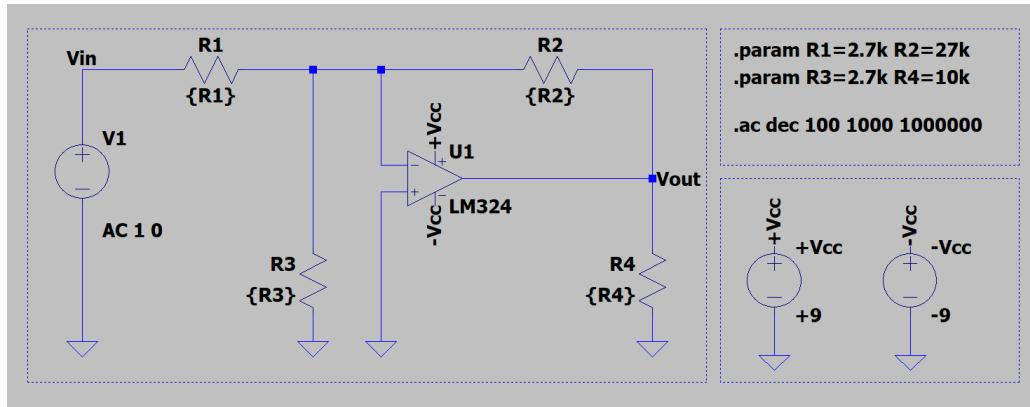


Figura 5: Esquema circuital inversor Caso 1 en LTSpice

Se superpusieron los resultados con la función transferencia teórica, obteniendo los siguientes resultados:

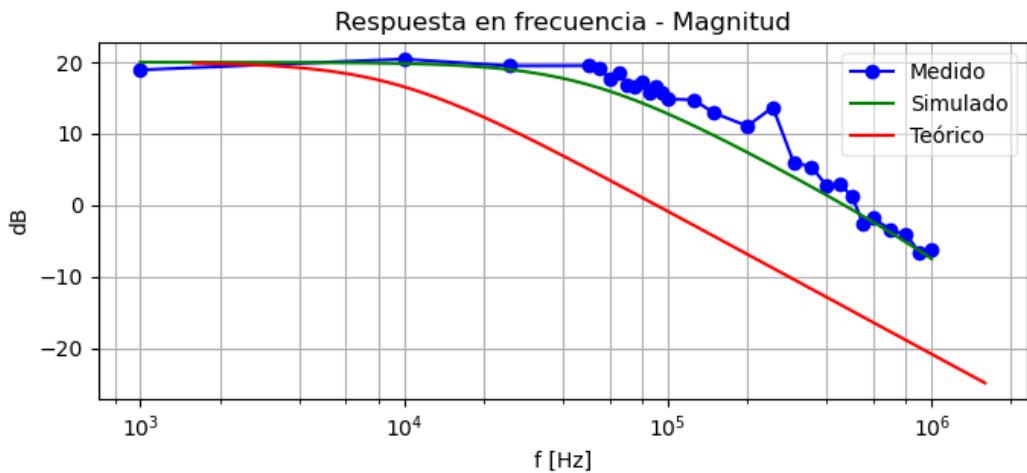


Figura 6: Inversor Caso 1. Respuesta en frecuencia teórica: ganancia

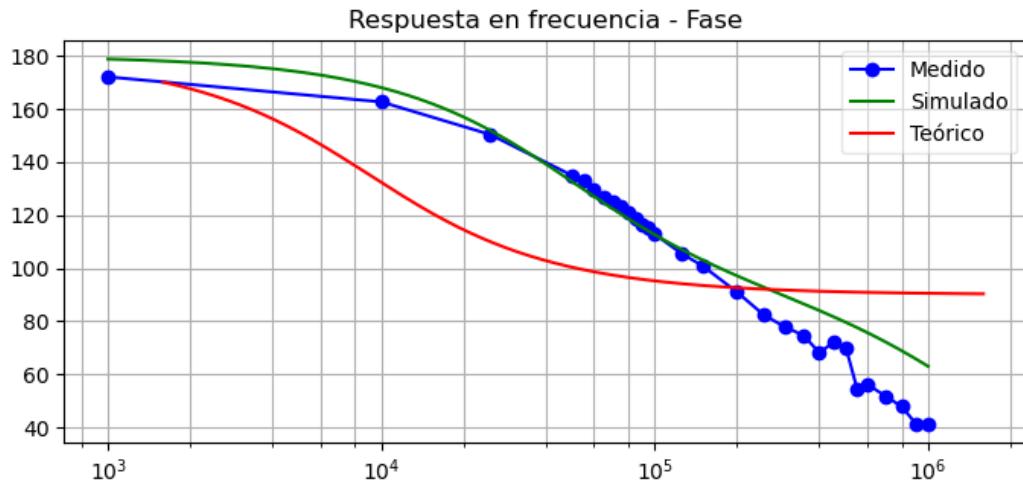


Figura 7: Inversor Caso 1. Respuesta en frecuencia teórica: fase

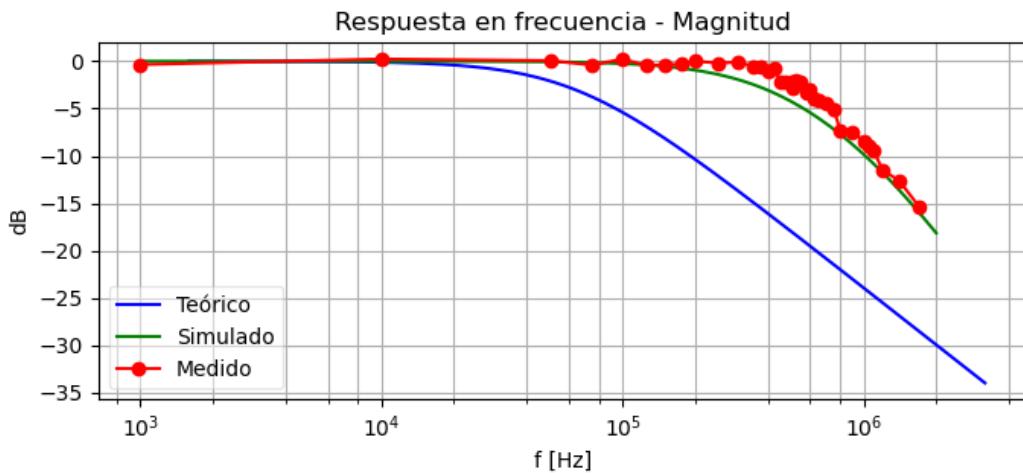


Figura 8: Inversor Caso 2. Respuesta en frecuencia teórica: ganancia

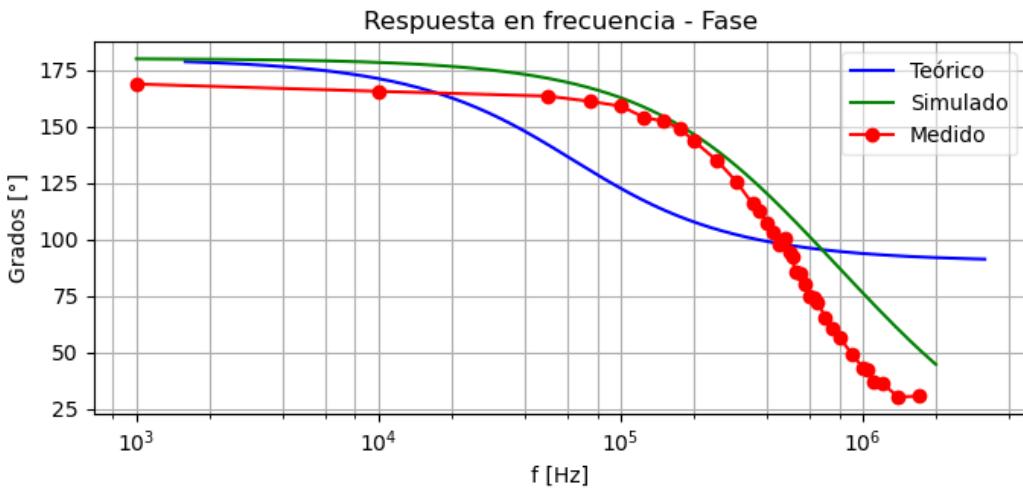


Figura 9: Inversor Caso 2. Respuesta en frecuencia teórica: fase

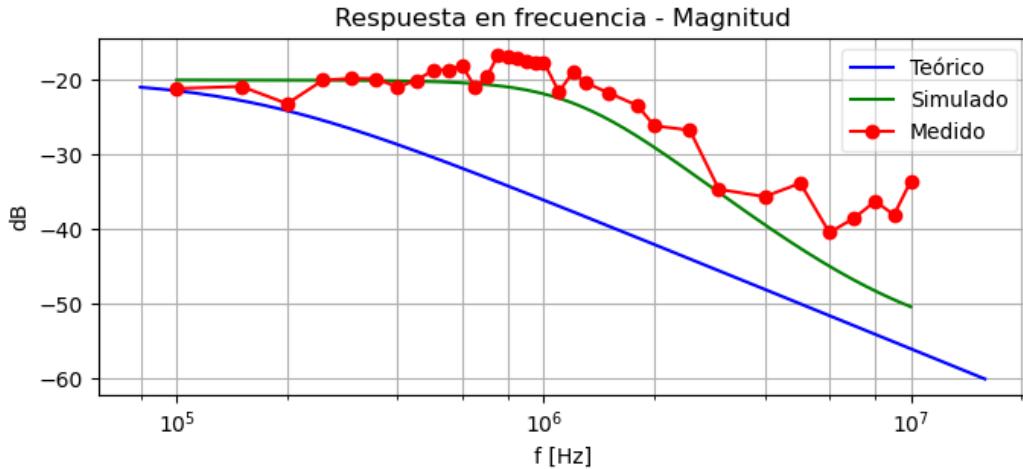


Figura 10: Inversor Caso 3. Respuesta en frecuencia teórica: ganancia

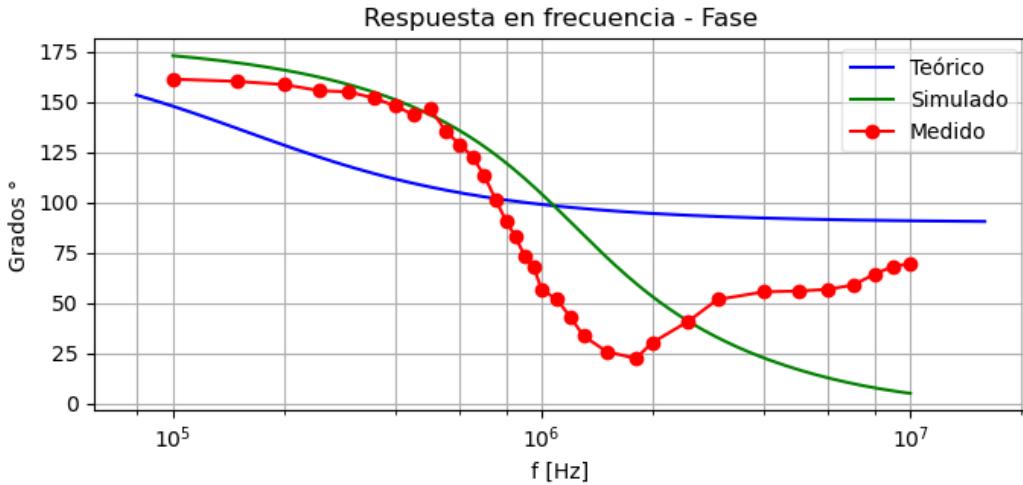


Figura 11: Inversor Caso 3. Respuesta en frecuencia teórica: fase

Aunque en distintos grados, se verifican diferencias y algunas coincidencias entre los casos teóricos, simulados y medidos. En general, se observa que las tres curvas coinciden a bajas frecuencias a un valor de la ganancia cercano al ideal y una diferencia de fase de  $180^\circ$ , verificando en ambos casos lo esperado por la teoría. Focalizando en los gráficos de ganancia, se observa una similitud entre el caso medido y el simulado, con los datos relevados directamente sobre el circuito acompañando bastante bien la curva simulada en el primer y segundo caso.

En el tercer caso, en tanto, empieza a divergir a partir de una frecuencia del orden de los  $10^6\text{Hz}$ . Esto se puede deber a que para tomar las mediciones y evitar las limitaciones de SR vistas mas adelante, la señal de excitación fue de muy baja amplitud, dificultando las mediciones a frecuencias elevadas y haciendo susceptible de tomar una medición con ruido. Se decidió medir hasta una frecuencia de  $10^7\text{Hz}$  para obtener un gráfico que se extienda una década por encima de la frecuencia de corte. Sin embargo, entendiendo las dificultades en la medición hubiera sido mejor limitar el rango de frecuencias para la medición.

Los gráficos de diferencia de fase muestran una desviación de los datos simulados y medidos respecto al modelo teórico de polo dominante, ya que continúan por debajo de los  $90^\circ$ . Esto último permite entender al circuito con el amplificador operacional como un filtro de segundo orden y no de primer orden como se había planteado en el modelo. Se verifica en el primer gráfico de la ganancia, por ejemplo, que la misma es atenuada en unos  $-40\text{dB}$  en el rango de frecuencias de  $10^4\text{Hz}$  y  $10^5\text{Hz}$ , es decir, una década.

En el tercer caso, las diferencias entre la fase teórica, medida y simulada muestra las mayores diferencias. Pri-

meramente los datos medidos arrojan un cambio mucho mas veloz en la diferencia de fase, pero a medida que aumenta la frecuencia los datos medidos se acercan al caso teórico. No es esperable éste comportamiento y es por ello que se tomaron las mediciones hasta tres veces intentando variar la disposición de los elementos en el circuito o los parámetros de la señal de entrada. Hay que tener en cuenta que debido a algunas características del circuito la señal de salida puede verse afectada y no mostrar la amplificación esperada. Se verán algunas limitaciones mas adelante.

Concluyendo, considerando las mediciones del tercer caso como poco representativas por encima de los  $10^6 \text{ Hz}$  debido a que pudieron a frecuencias por encima haberse visto afectadas por distintos efectos del operacional o el circuito, se observa una similitud entre los casos medidos y simulados, que muestran el comportamiento del circuito como un filtro pasa bajo de segundo orden.

### 3.2. Circuito No Inversor

#### 3.2.1. Análisis teórico

Empleando las consideraciones vistas arriba y la relación 1, se plantean las siguientes ecuaciones para el circuito no inversor de la Figura.:

Planteando un divisor resistivo para obtener la tensión en la entrada inversora del *OpAmp*:

$$v^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{out}$$

Y visualizando las siguientes relaciones:

$$\begin{cases} v_{in} - R_3 I_3 = v^+ \\ I_1 = I_2 \\ I_3 = I_4 = \frac{v^+}{R_4} \end{cases} \quad (4)$$

Reemplazando se llega a que la entrada no inversora del *OpAmp* equivale a:

$$v^+ = \frac{V_{in}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}$$

Reemplazando en la relación vista para la tensión de salida con las de entrada, se llega a la siguiente expresión:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{v_{ol}}(R_1 + R_2)R_4}{(R_3 + R_4)(R_1 + R_2 + R_1 A_{v_{ol}})}$$

Asumiendo un modelo completamente ideal, para el cual la ganancia de tensión es infinita, se obtiene la ganancia del circuito equivale a lo siguiente:

$$A_{v_{ol}} \xrightarrow{\infty} G_{ideal} = \frac{R_1 R_4 + R_2 R_4}{R_1 (R_3 + R_4)}$$

Considerando la ganancia de tensión como un valor constante, característico del amplificador:

$$A_{v_{ol}} = A_{ol} \Rightarrow \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{ol}(R_1 + R_2)R_4}{(R_3 + R_4)(R_1 + R_2 + R_1 A_{ol})}$$

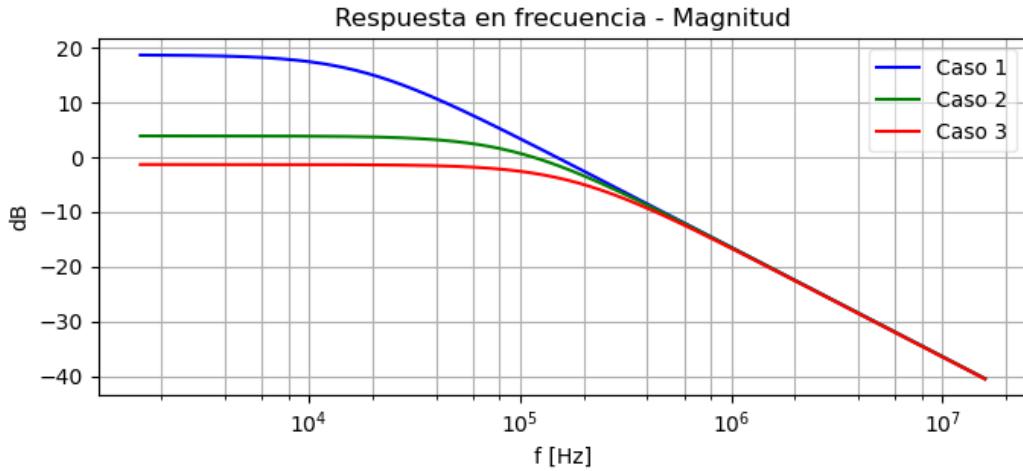
Con el modelo de polo dominante, obtenemos que la función transferencia resulta:

$$A_v = \frac{A_{ol}}{1 + \frac{s}{w_b}} \Rightarrow H(s) = \frac{A_{ol} \frac{(R_1 + R_2)R_4}{q_2}}{\frac{s}{w_{b'}} + 1}$$

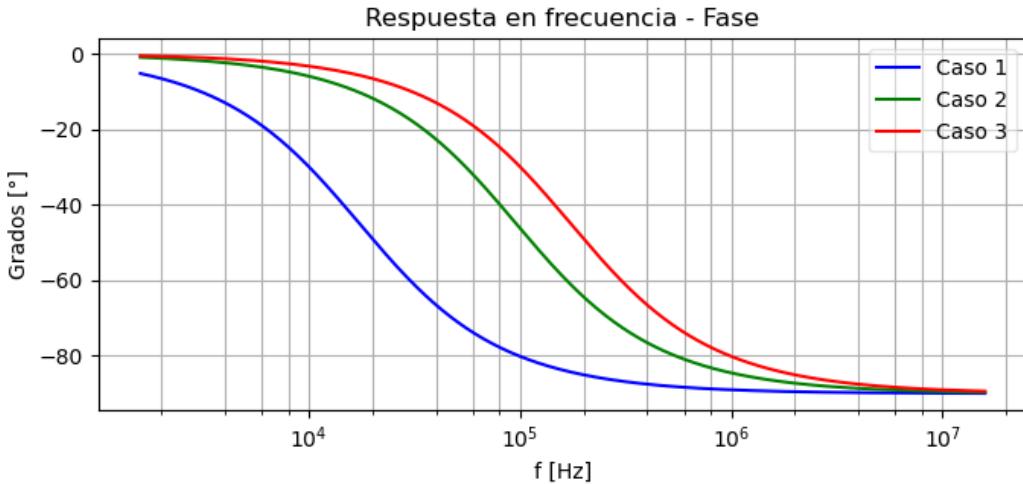
$$\begin{cases} q_1 = (R_3 + R_4)(R_1 + R_2) \\ q_2 = (R_3 + R_4)(R_1 + R_2) + (R_1 + R_3)R_1 A_{ol} \\ w_b' = \frac{w_b q_2}{q_1} \end{cases} \quad (5)$$

Reemplazando los valores de los componentes especificados en la Tabla, se obtienen los siguientes valores de la ganancia y función transferencia para cada caso:

	$A_{ol} = \infty$	$A_{ol} = 10^5$	$A_v = \frac{A_{ol}}{1 + \frac{s}{w_b}}$
Caso 1	8,6614	8,6604	$H(s) = \frac{8,66}{9,16 \cdot 10^{-6} + 1}$
Caso 2	1,5748	1,5747	$H(s) = \frac{1,57}{1,66 \cdot 10^{-6} + 1}$
Caso 3	0,8661	0,8661	$H(s) = \frac{0,86}{0,916 \cdot 10^{-6} + 1}$



(a) Respuesta en frecuencia teórica: ganancia



(b) Respuesta en frecuencia teórica: fase

Figura 12: Circuito No inversor. Respuesta en frecuencia teórica.

En la Figura 12 se visualizan las gráficas de las funciones transferencias correspondientes a los tres casos del circuito No inversor. Nuevamente, se observa que a bajas frecuencias las ganancias se corresponden con las más ideales. Resulta interesante la expresión de la ganancia para esta configuración no inversora, debido a que se observa la participación de todos los resistores presentes en el circuito. También en esta configuración se observa que el Caso 1 es el de mayor ganancia y el Caso 3 el de menor.

A medida que se incrementan las frecuencias, se ve el efecto del polo de primer orden incluido en el modelo, siendo especialmente notorio en el gráfico de la fase donde se llega a una diferencia de hasta  $90^\circ$  con la señal de entrada. Se observa que a altas frecuencias la ganancia en todos los casos es prácticamente la misma.

### 3.2.2. Resultados

A continuación se presentan los resultados obtenidos mediante mediciones y simulación, contrastados con la función transferencia teórica. Para la medici

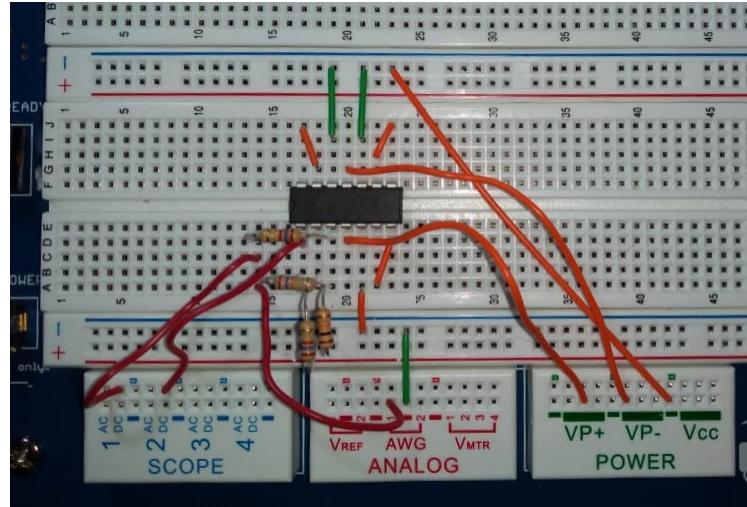


Figura 13: Circuito No inversor utilizado para las mediciones. Caso 1.

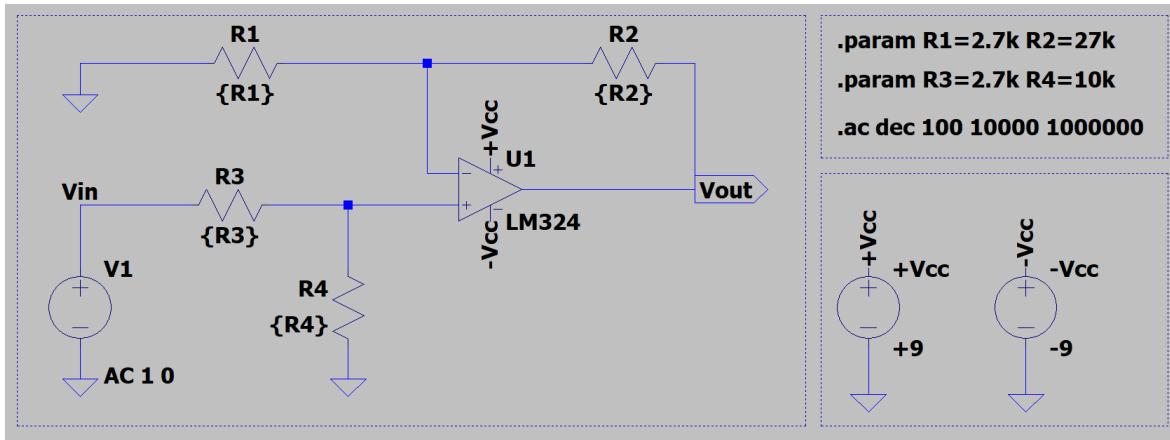


Figura 14: Esquema circuital no inversor Caso 1 en LTSpice.

Se superpusieron los resultados con la función transferencia teórica, obteniendo los siguientes resultados:

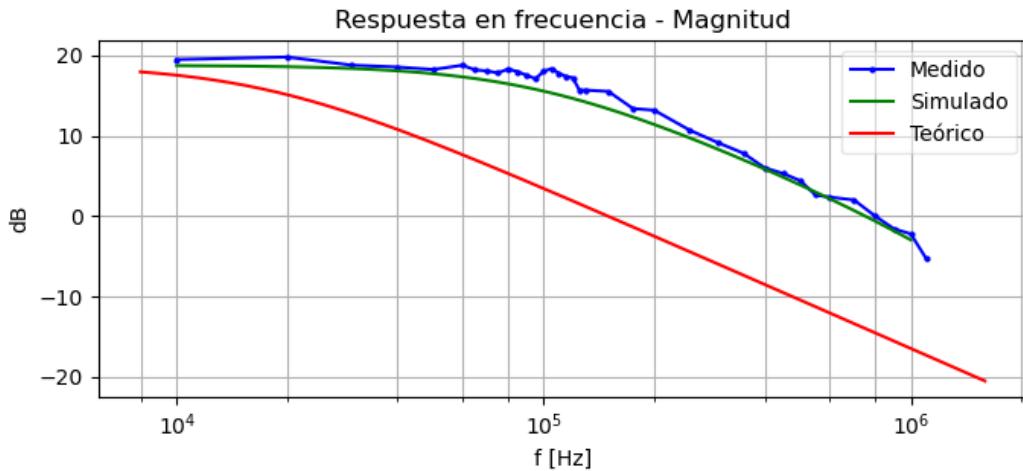


Figura 15: No inversor caso 1. Respuesta en frecuencia teórica: ganancia

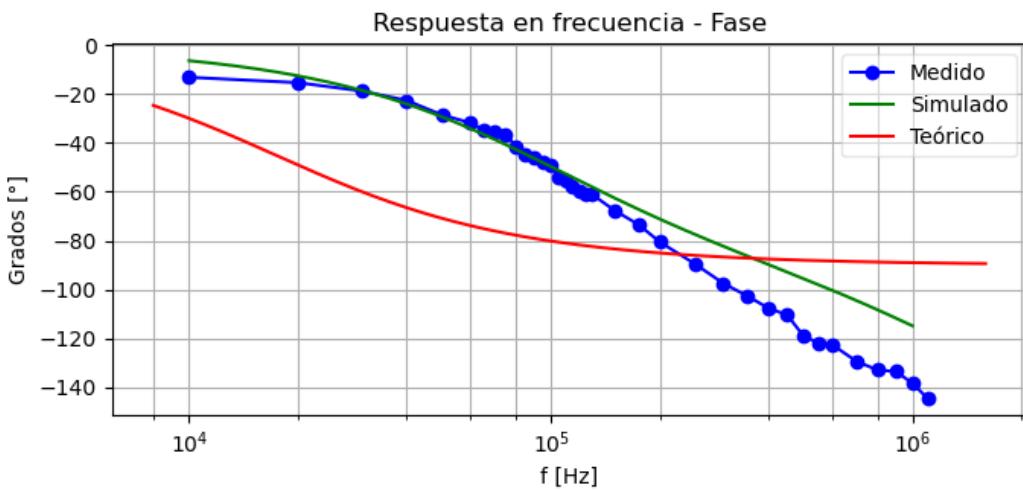


Figura 16: No inversor caso 1. Respuesta en frecuencia teórica: fase

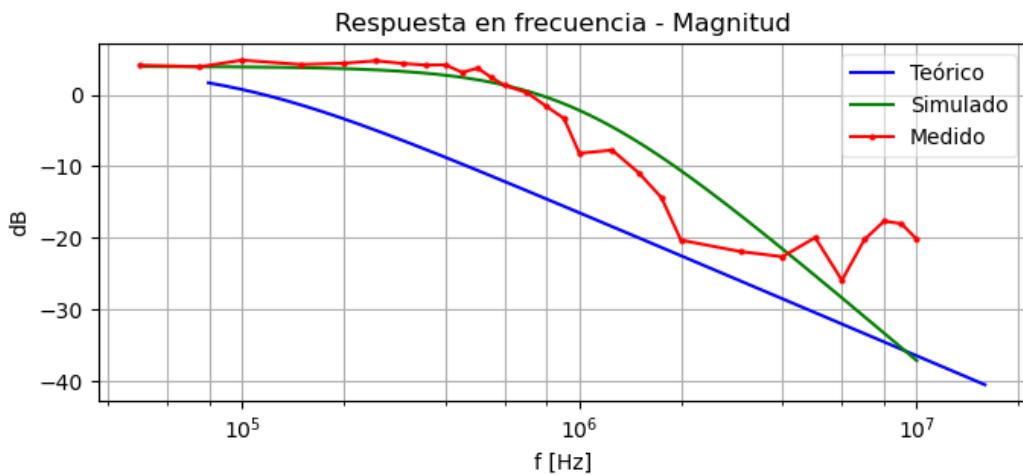


Figura 17: No inversor caso 2. Respuesta en frecuencia teórica: ganancia

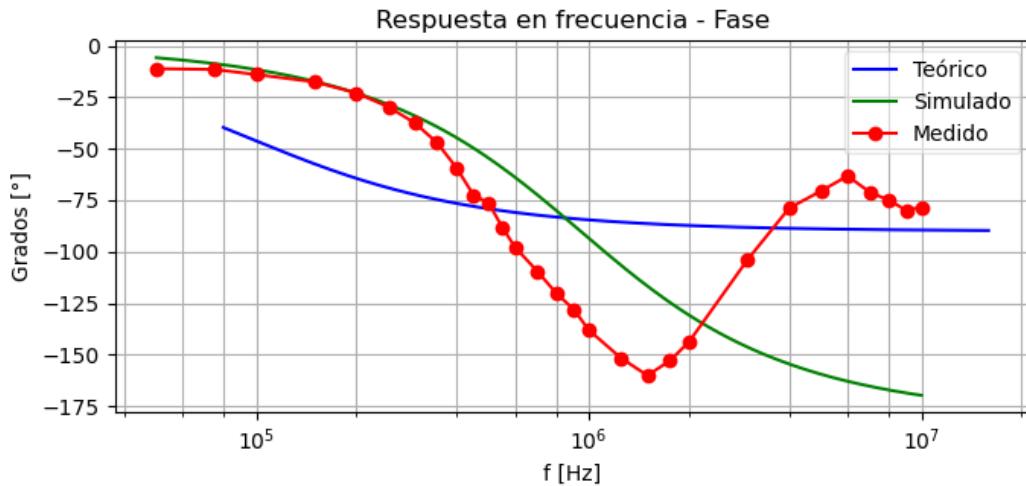


Figura 18: No inversor caso 2. Respuesta en frecuencia teórica: fase

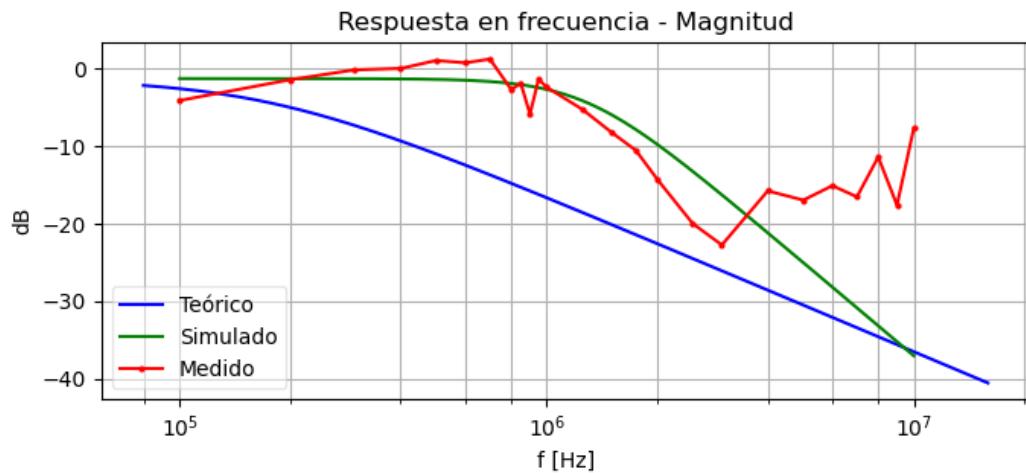


Figura 19: No inversor caso 3. Respuesta en frecuencia teórica: ganancia

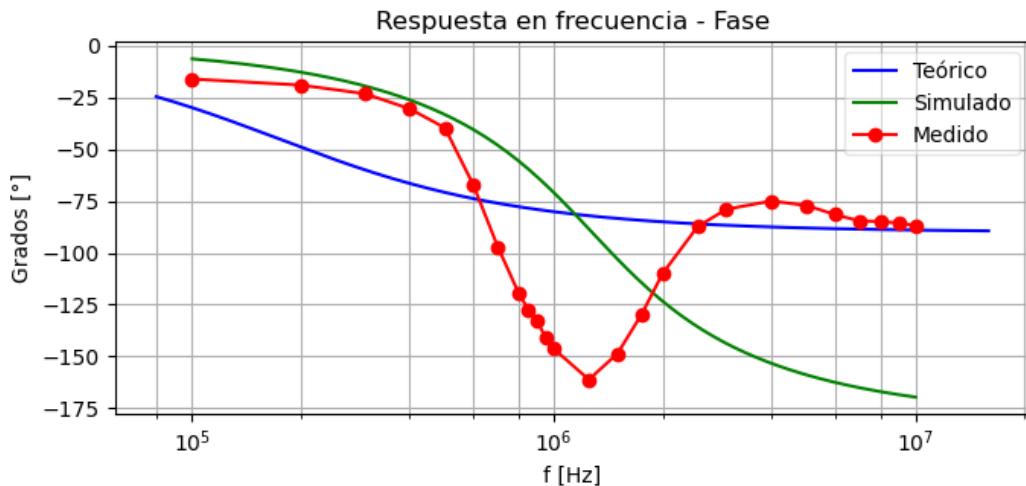


Figura 20: No inversor caso 3. Respuesta en frecuencia teórica: fase

Aunque a bajas frecuencias tienden a mostrar valores similares a los de las ganancias ideales, en los tres casos se observan discrepancias entre los valores del modelo teórico, simulado y de las mediciones. Por los datos relevados de la simulación, se visualiza que el amplificador muestra una respuesta correspondiente a un filtro pasa bajo de segundo orden. Sin embargo, los datos medidos no acompañan ese comportamiento. De hecho, único caso en el que los resultados entre los valores simulados y medidos se asemejan es en el primer caso, en el cual la gráfica permite observar incluso una atenuación menor de la ganancia con la frecuencia respecto a lo predicho por la función transferencia.

En los casos 2 y 3, si bien hasta altas frecuencias no presentan grandes diferencias, a medida que se acerca a frecuencias del orden de los  $10^7\text{Hz}$  los datos medidos arrojan inconsistencias, ya que muestra un incremento notable en la ganancia. De la misma forma que se describió en los resultados del circuito inversor, esto se puede deber a que para frecuencias por encima de los  $10^6\text{Hz}$  las señales de salida están muy atenuadas (hay que considerar que son los dos casos de menor ganancia) y se introduce mucho ruido en la medición.

Tomando en cuenta las características del circuito y del operacional (vistas en próximas secciones), para realizar las mediciones se estimuló el circuito con señales senoidales de baja amplitud (entre 150 y 300  $V_{pp}$ , dependiendo del circuito). Esto, contando con la pobre ganancia en los casos 2 y 3, pudo haber afectado las mediciones a altas frecuencias, llegando a las incongruencias con los valores esperados por los demás modelos. Primeramente, ante la falta de coherencia de los valores registrados, se realizaron algunas mediciones hasta tres veces intentando cambiar la disposición circuital o algunos parámetros, pero en ningún caso se logró conseguir valores más cercanos a los esperados. Se concluye para futuras mediciones limitar el rango de frecuencias utilizadas para la medición cuando se empleen circuitos de baja ganancia.

Donde se encuentran mayores disimilitudes son en los gráficos de la diferencia de fase. No obstante, aprovechando que el gráfico del primer caso muestra los valores más limpios de los tres, se puede observar con claridad que el amplificador operacional actúa como un filtro pasa altos de segundo orden dado que la diferencia de fase sigue por debajo de los  $90^\circ$ . En cuanto a los demás casos, se observa ese comportamiento hasta los  $10^6\text{Hz}$ ; para frecuencias más altas, se visualizan comportamientos que se apartan de lo esperado.

## 4. Impedancia de entrada

### 4.1. Circuito inversor

Partiendo del hecho que la impedancia de entrada puede expresarse como el cociente entre la tensión sobre la fuente de entrada y la corriente que circula a través suyo, y teniendo en cuenta las relaciones para el circuito inversor, se plantea que:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_1}$$

$$v_{out} = -A_{v_{ol}} v^-$$

Observando las corrientes sobre la Figura 21, se tiene que:

$$I_1 R_1 = V_{in} + \frac{V_{out}}{A_{v_{ol}}} = V_{in} + \frac{V_{in} H(s)}{A_{v_{ol}}}$$

Volviendo a la primera relación y simplificando, se obtiene lo siguiente:

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{V_{in}}{I_1} = \frac{R_1}{1 + \frac{H(s)}{A_{v_{ol}}}} \\ Z_{in}(s) &= \frac{R_1 A_{ol} + R_1 k + \frac{R_1 A_{ol} s}{w_{b'}}}{s(\frac{1}{w_{b'}} + \frac{G_{id}}{w_b}) + G_{id} + \frac{k}{A_{ol}} + 1} \end{aligned} \quad (6)$$

En el caso que  $A_{v_{ol}} \rightarrow \infty$

Para medir la impedancia de entrada, en cada caso se agregó una resistencia similar al valor nominal de  $R_1$  en serie, midiendo la tensión entre sus bornes y obteniendo la corriente que circula a través de ella. Para la simulación, se utilizaron los mismos circuitos que se mencionaron anteriormente.

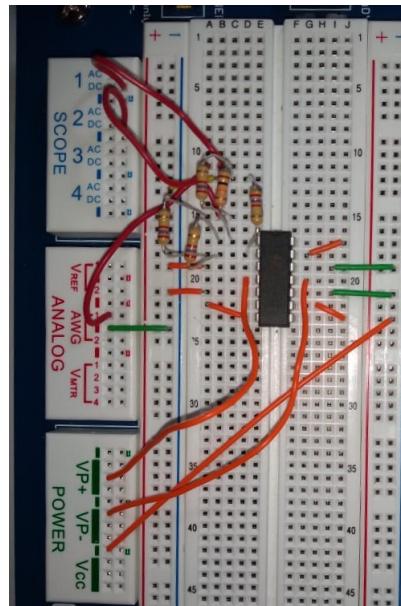


Figura 21: Circuito inversor Caso 2 en el Digilent Electronics Explorer. Medición impedancia de entrada.

Graficando la expresión teórica ideal para la impedancia de entrada junto a los datos obtenidos de la simulación y de las mediciones, se obtuvieron los siguientes resultados:

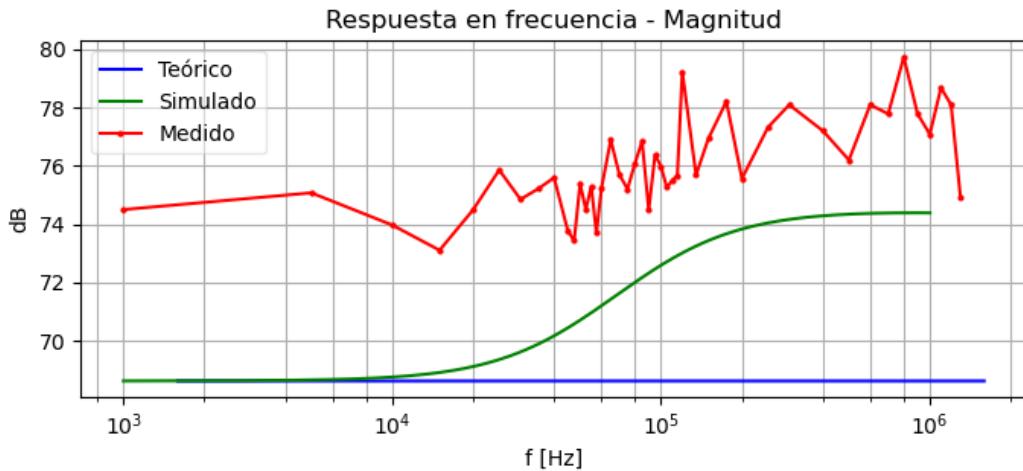


Figura 22: Inversor caso 1. Módulo de impedancia de entrada [dB]

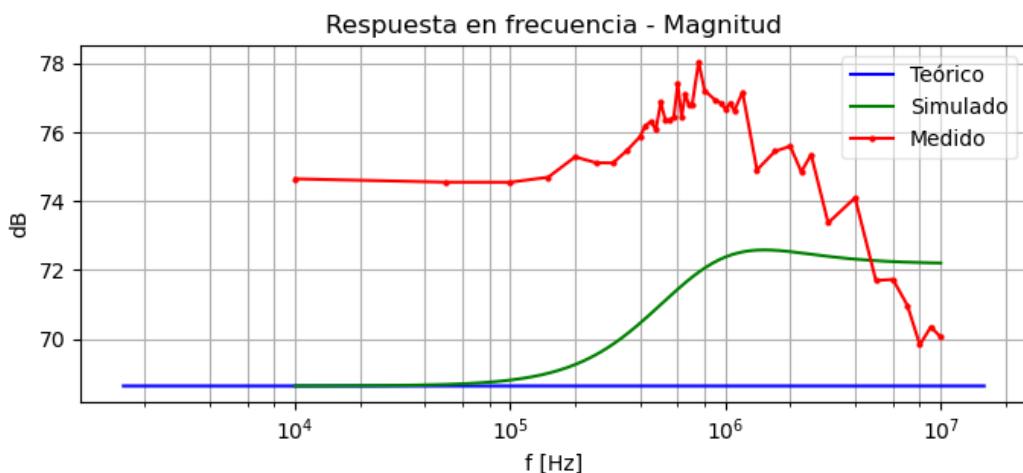


Figura 23: Inversor caso 2. Módulo de impedancia de entrada [dB]

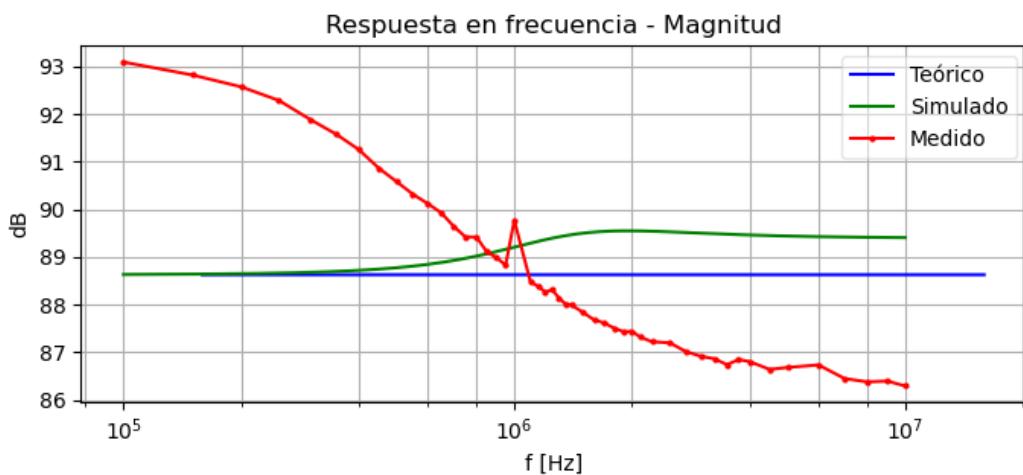


Figura 24: Inversor caso 3. Módulo de impedancia de entrada [dB]

En los tres casos se visualizan diferencias en el módulo de la impedancia de entrada. En los tres casos a bajas frecuencias la impedancia de entrada medida es bastante mayor que la teórica o la simulada. A bajas frecuencias los datos de la simulación coinciden con la expresión teórica ideal, tal como se esperaría y viene sucediendo en el análisis del circuito hasta ahora. En los casos 1 y 2 los datos medidos tienen un comportamiento similar a la simulación, a excepción del caso 3 en la que los datos medidos decaen constantemente con la frecuencia.

#### 4.2. Circuito No Inversor

Se parte de la relación entre tensión sobre la fuente de entrada y la corriente que circula por ella.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_3}$$

Considerando la relación de corrientes y resolviendo, se obtiene que:

$$v^+ = V_{in} - I_3 R_3$$

$$V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$$

$$V_{out} = H(s) V_{in}$$

$$Z_{in}(s) = \frac{-R_3 \left( \frac{s}{w_b q_2} + 1 \right) A_{ol}}{A_{ol} \frac{(R_1 + R_2) R_4}{q_2} \left( \frac{s}{w_b} + 1 \right) - A_{ol} \left( \frac{s}{w_b q_2} + 1 \right)}$$

En el caso que  $A_{v_{ol}} \xrightarrow{\infty} Z_{in} = R_3 + R_4$

Se ocupará el modelo ideal para estudiar los resultados.

Se midió de la misma forma antes descripta: una resistencia en serie con  $R_3$  de magnitud similar a la impedancia de entrada ideal, obteniendo así la corriente y caída de tensión sobre esa resistencia y, con ello, el cálculo de la impedancia de entrada. Se superpuso el modelo teórico ideal con los datos de la simulación y los medidos, obteniendo los siguientes gráficos.

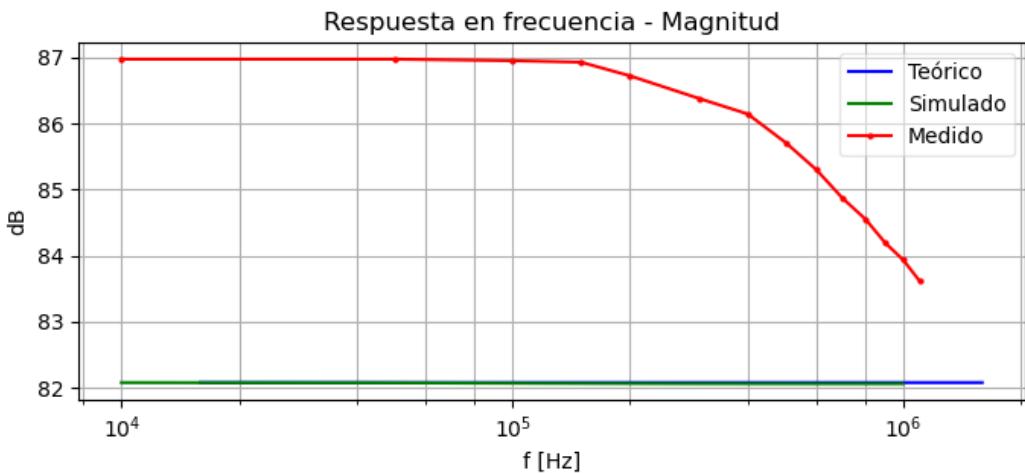


Figura 25: No inversor caso 1. Módulo de impedancia de entrada [dB]

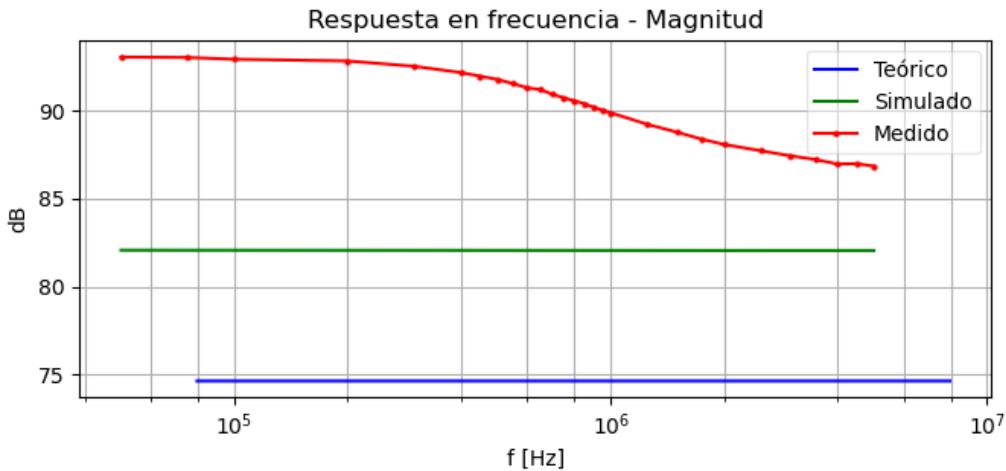


Figura 26: No inversor caso 2. Módulo de impedancia de entrada [dB]

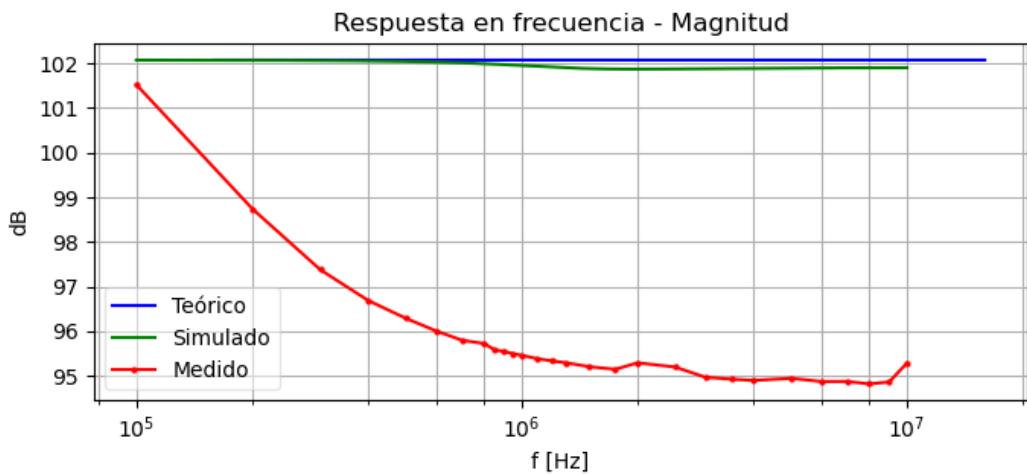


Figura 27: No inversor caso 3. Módulo de impedancia de entrada [dB]

Nuevamente, la magnitud de la impedancia de entrada medida es mayor a la simulada o a la teórica. En los datos de la simulación, se observa que la impedancia de entrada permanecería casi constante en respuesta a la frecuencia; sin embargo, en los datos medidos se observa una caída de la magnitud para frecuencias mas altas.

## 5. Tensión de entrada y salida: linealidad y limitaciones

### 5.1. Análisis teórico

Si se pensara en un modelo completamente ideal, se esperaría que el *Op Amp* amplifique por el valor de la ganancia todas las señales que se apliquen entre sus entradas. Sin embargo, en la realidad se verifican limitaciones a su ganancia, dependiendo tanto de límites ya fijados para la tensión aplicada como de otros fenómenos en función de la frecuencia de la señal.

Uno de los primeros fenómenos observados es que la linealidad planteada por la relación:

$$v_{out} = A_v v_d = A_{vol}(v^+ - v^-) = -A_{vol}v^-$$

no se cumple para todos los valores de tensión de entrada, sino que a partir de un valor la tensión de salida dejará de amplificar linealmente y se llegará a la **saturación**: a pesar de aumentar la magnitud de la señal de entrada, ésta no continúa amplificándose por encima de ese valor de saturación. Esto se debe a que las fuentes de alimentación fijan valores límites de amplificación de la señal de entrada.

Dado que la tensión de salida de un circuito equivale al producto entre la ganancia y la tensión de entrada. Modelizando la tensión mediante la ganancia ideal del operacional y reemplazando con una  $V_{cc} = 9v$ , se obtiene la siguiente expresión:

$$V_{in_{max}} = \frac{V_{cc}}{G_{ideal}} = \frac{9v}{G_{ideal}}$$

Si se considera el modelo de primer orden estudiado, la ganancia está dada por el módulo de la función transfunción, de la cual resulta que:

$$V_{in_{max}} = \frac{9v}{|H(s)|}$$

De modo que para cada circuito se tienen las siguientes expresiones:

**Inversor:**

$$V_{in_{max}} = \frac{V_{cc}R_1}{R_2} \sqrt{\left(\frac{2\pi}{w_b}\right)^2 f^2 + \left(1 + \frac{k}{A_{ol}}\right)^2 k} = \frac{R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_2 R_3}{R_1 R_3} \quad (7)$$

**No inversor:**

$$V_{in_{max}} = \frac{V_{cc}}{A_{ol}(R_1 + R_2)R_4} \sqrt{\left(\frac{2\pi q_1}{w_b}\right)^2 f^2 + q_2^2} \quad (8)$$

$$\begin{cases} q_1 = (R_3 + R_4)(R_1 + R_2) \\ q_2 = (R_3 + R_4) + (R_2 + R_1 + R_1 A_{ol}) \end{cases} \quad (9)$$

Sin embargo, se debe tener en cuenta que en la realidad la saturación no equivale al valor de la tensión de la fuente de alimentación, siendo menor en módulo. El valor de la tensión de saturación está detallado por la "Oscilación de tensión de salida", rango de valores de entrada en modo común en el cual el amplificador opera linealmente. En la hoja de datos del integrado se explica que dicho rango corresponde a una tensión de 0 a  $v^+ - 1.5$  V. Es decir, se espera que la saturación se produzca aproximadamente a los 7,5V.

La causa de la limitación en la señal de entrada y salida, dada para un valor menor que la tensión de alimentación, se encuentra en la estructura interna del amplificador operacional. Los transistores que constituyen el amplificador no son elementos lineales, entrando en saturación y en corte en determinadas instancias. Esto limita la amplificación de la señal de entrada.

Otro efecto que limita la tensión de salida y atenta contra su linealidad es el efecto de **Slew Rate**. Se lo define como la máxima tasa de cambio en la tensión de salida con el cambio de en la tensión de entrada. El *slew rate* se da cuando la derivada de la señal de salida supera el valor característico del amplificado. En el caso del LM324, es *slew rate* es de alrededor  $5 \frac{V}{\mu s}$ .

El efecto de slew rate encuentra su raíz en la presencia del capacitor de compensación (también llamados capacitor de Miller) en la estructura interna del *Op Amp* el cual limita la velocidad a la que se propaga la señal. El capacitor de compensación es utilizado para corregir algunas características de la respuesta en frecuencia del operacional. Se visualiza en ésto la complejidad que implica el diseño del integrado.

El *slew rate* se define matemáticamente como:

$$SR \geq \max \left| \frac{dv_{out}}{dt} \right|$$

Considerando una tensión de entrada senoidal de amplitud  $V_p$  y dado que la magnitud de la tensión de salida equivale al producto entre la ganancia y la tensión de entrada, se opera del siguiente modo:

$$v_{in}(t) = V_p \sin(2\pi ft)$$

$$v_{out} = |H(f)| v_{in}(t) \Rightarrow v_{out} = |H(f)| V_p \sin(2\pi ft)$$

Considerando la derivada de la señal de entrada y reemplazandola en la definición de SR:

$$\frac{dv_{in}}{dt} = V_p \cdot \cos(2\pi ft) \cdot 2\pi f$$

$$SR \geq \max \left| \frac{dv_{out}}{dt} \right| = |H(f)| V_p \cdot 2\pi f$$

Finalmente, para evitar el efecto del *slew rate* el valor de la amplitud de la señal de entrada debe responder a la siguiente inecuación:

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

Reemplazando por las ganancias de los circuitos, se obtiene el valor de la amplitud de la señal de entrada:

**Inversor:**

$$V_{in_{max}} < \frac{SR \cdot R_1}{2\pi f \cdot R_2} \sqrt{\left(\frac{2\pi}{w_{b'}}\right)^2 f^2 + \left(1 + \frac{k}{A_{ol}}\right)} \quad (10)$$

**No inversor:**

$$V_{in_{max}} < \frac{SR}{2\pi f \cdot A_{ol} (R_1 + R_2) R_4} \sqrt{\left(\frac{2\pi q_1}{w_b}\right)^2 f^2 + q_2^2} \quad (11)$$

Una última limitación visualizada durante las mediciones es la llamada **distorsión de cruce por cero**. Este efecto se visualiza en la señal de salida como una pequeña meseta de tensión cero, en la transición entre señales positivas y negativas. Justamente, este efecto se produce en algunos amplificadores operacionales por el retardo de transición que tienen sus transistores internos al comutar de saturación a corte. Según se investigó, una forma de resolver esta pequeña distorsión es suministrando una pequeña tensión de *offset* de continua.

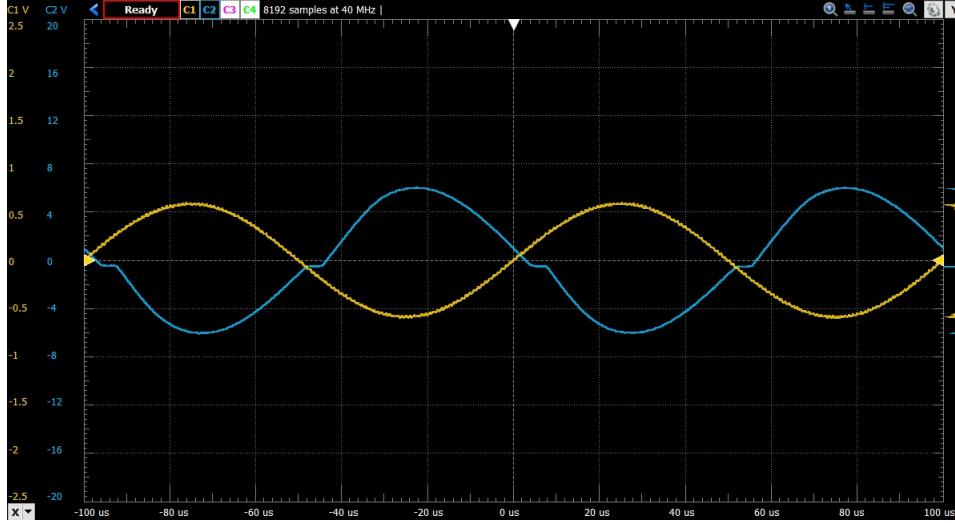
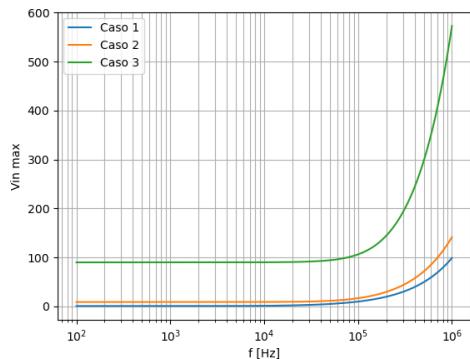


Figura 28: Distorsión de cruce por cero. Circuito inversor caso 1 con  $V_{in}$  senoidal a  $10k\text{Hz}$  y  $1,2V_{pp}$

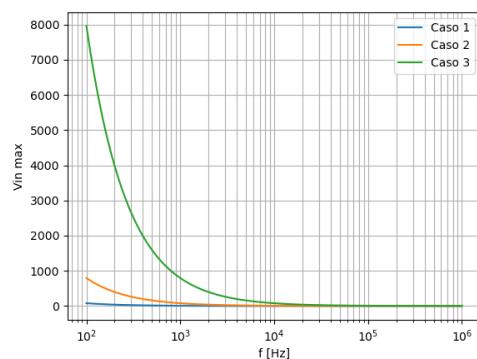
Seguidamente, se mostrarán ejemplos de éstas limitaciones al realizar mediciones sobre los circuitos estudiados.

## 5.2. Resultados: circuito inversor

Para cada uno de los casos del circuito inversor, se reemplazaron los valores en las funciones 7 y 10 superponiéndolos, respectivamente. Se detallan los gráficos a continuación:



(a) Tensión de entrada limitada por efecto de saturación



(b) Tensión de entrada limitada por efecto de Slew Rate

Figura 29: Circuito inversor. Limitaciones a la tensión de entrada

Se puede observar que el efecto de saturación es importante a bajas frecuencias, mientras que a frecuencias altas prima la limitación a la tensión de entrada fijada por el Slew Rate.

Considerando ambos efectos, se tiene la siguiente gráfica que muestra que a altas frecuencias tensión de entrada debe ser menor a fin de mantener la linealidad con la tensión de salida. Esta disminución en la tensión de entrada a frecuencias elevadas, sumado al hecho que a frecuencias altas la ganancia es muy baja, añaden dificultad y ruido a las mediciones.

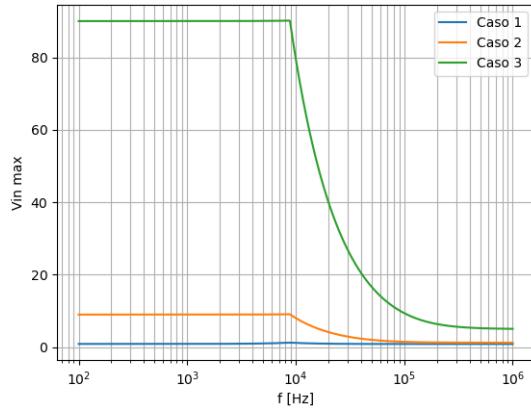


Figura 30: Limitaciones a la tensión de entrada por saturación y slew rate

Para medir la saturación de la tensión de salida, se midió sobre el circuito y mediante simulación la tensión de salida en un rango de valores desde  $-V_{cc}$  y  $+V_{cc}$ . Para realizar la medición, se utilizó una señal de entrada senoidal de  $1kHz$  de modo de evitar los efectos antes descriptos, variando su amplitud en el rango de tensiones mencionado y relevando los datos.

Se graficaron los resultados superpuestos con los valores teóricos de la tensión de salida, los cuales, según la teoría, son igual al los valores mínimos en valor absoluto entre la tensión  $V_{cc} = 9V$  y el producto  $G_{ideal} \cdot V_{in}$ . Los resultados fueron los siguientes:

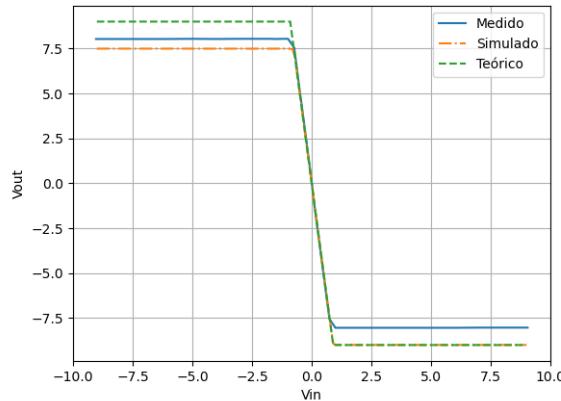


Figura 31: DC Sweep: circuito inversor caso 1

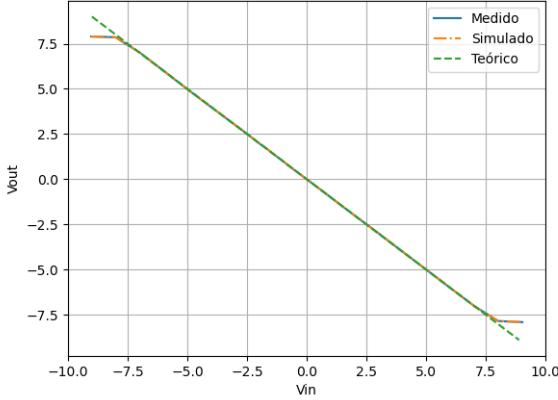


Figura 32: DC Sweep: circuito inversor caso 2

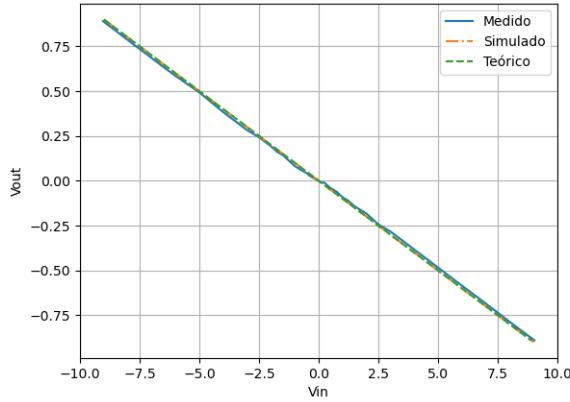


Figura 33: DC Sweep: circuito inversor caso 3

Se observan grandes coincidencias entre los valores medidos, simulados y teóricos. Se verifica la inversión esperada en la tensión de salida. En el caso 1 y 2, además, se observa la tensión de saturación, la cual se da aproximadamente a los  $7,5V$ , valor presentado anteriormente. Se observa que el caso 1, el de mayor ganancia en módulo, la saturación se produce en valores muy bajos de tensión de entrada, limitando la linealidad entre la señal de entrada y la de salida a un rango muy acotado de tensiones. Con circuitos que tengan una ganancia menor, el rango donde se presenta la linealidad entre los circuitos es mayor, tal como se observa en el caso 3 para el cual la relación entre las señales es lineal en todo el rango de trabajo.

Para observar el efecto de **Slew Rate** se empleó el caso 1 estimulando el circuito con una señal senoidal de  $2V_{pp}$  a una frecuencia de  $500kHz$ , observando la siguiente señal en el osciloscopio.

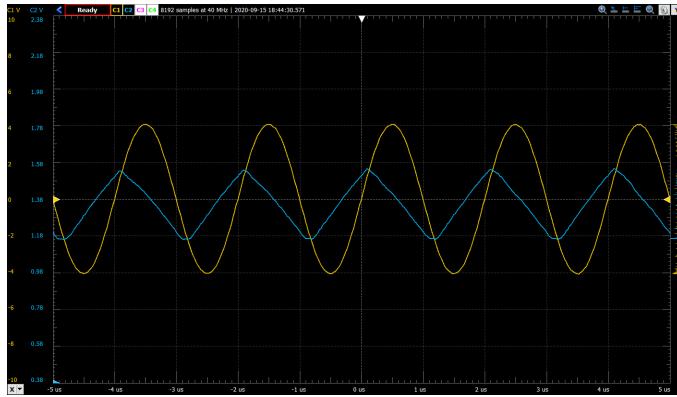


Figura 34: Slew rate: señal de entrada a  $500\text{kHz}$  y  $2V_{pp}$ . Caso 1.

Se puede observar que la señal de salida se aproxima a una triangular, no acompañando a la señal de entrada. Para aproximar el Slew Rate que se observa se utilizó el cursor del osciloscopio estimando los valores de la pendiente, de modo que el SR observado resulta:

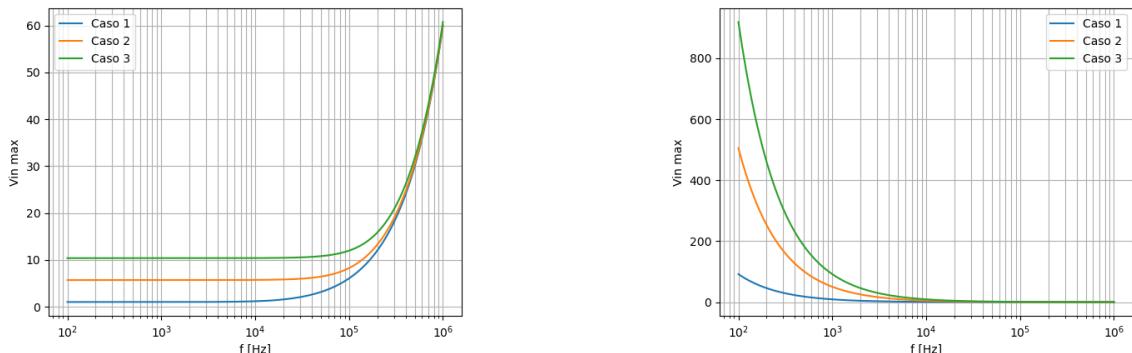
$$\frac{\Delta X}{\Delta Y} \simeq \frac{0,114V}{0,875} \simeq 0,13 \frac{V}{\mu s}$$

Este valor de SR es bastante menor al que presenta la hoja de datos. Un SR con este valor indica que la tasa de cambio por unidad de tiempo es bastante pobre, indicando que el amplificador no es muy sensible a los cambios. Sin embargo, en las mediciones con el No Inversor se obtuvieron otros valores, por lo que podría deberse a una cuestión de medición; para futuras instancias se podría considerar medir el efecto de SR con una amplitud mayor y a una mayor frecuencia, aunque eso también implica mayor dificultad y error al ubicar los cursores sobre la imagen.

### 5.3. Resultados: circuito no inversor

Procediendo de la misma forma que en el circuito inversor, se reemplazaron los valores en las funciones 8 y 11, superponiendo los casos en las respectivas gráficos.

Se obtienen las mismas conclusiones que para el circuito inversor; esto es, a altas frecuencias la principal limitación se da por slew rate mientras que a bajas frecuencias se debe prestar atención a la saturación de la señal de salida.



(a) Tensión de entrada limitada por efecto de saturación

(b) Tensión de entrada limitada por efecto de Slew Rate

Figura 35: Circuito no inversor. Limitaciones a la tensión de entrada

Considerando ambos efectos, se puede obtener una aproximación teórica:

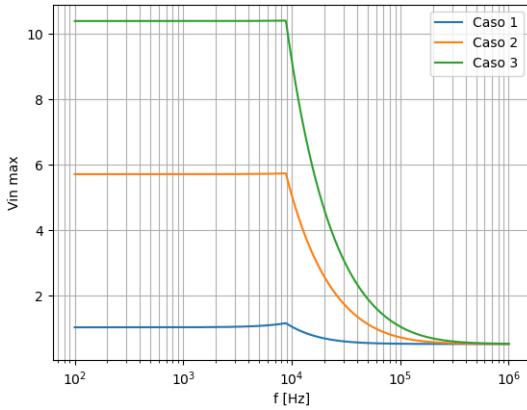


Figura 36: Limitaciones a la tensión de entrada por saturación y slew rate

Se siguió el mismo procedimiento descripto para el circuito inversor, utilizando el circuito empleado para medir la respuesta en frecuencia de la ganancia y la diferencia de fase. Superponiendo los datos medidos con los simulados y lo previsto por la teoría, se obtuvieron los siguientes gráficos:

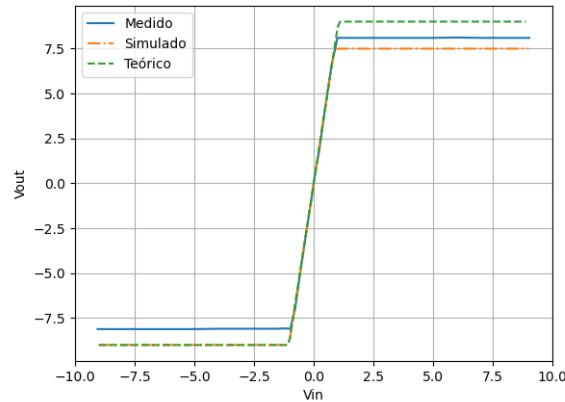


Figura 37: DC Sweep: circuito no inversor caso 1

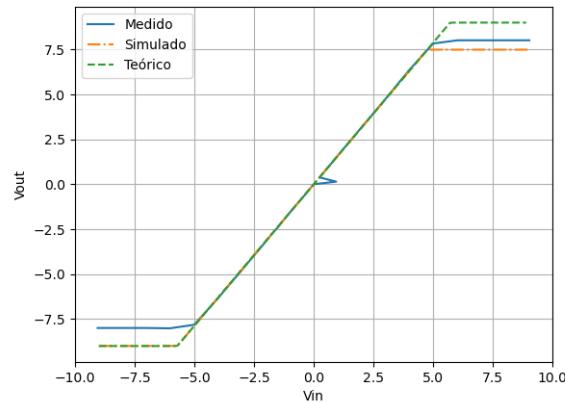


Figura 38: DC Sweep: circuito no inversor caso 2

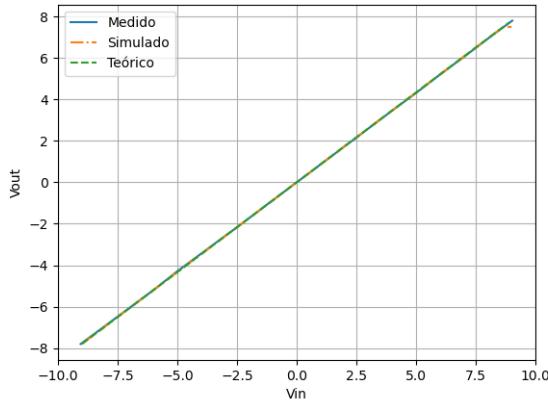


Figura 39: DC Sweep: circuito no inversor caso 3

En los gráficos se verifica el comportamiento previsto por la teoría, aproximándose bastante bien con los datos simulados y medidos en la región del comportamiento lineal. Asimismo, se comprueba en la región lineal la ganancia en cada caso así como el carácter no inversor del circuito. Se observan las demás características descriptas anteriormente, tal como el valor de saturación, el cual resulta menor en módulo que  $V_{cc}$ , así como el rango de tensiones de entrada para el cual se mantiene la linealidad, el cual aumenta hacia el tercer caso. Es decir, un circuito de menor ganancia presenta un mayor rango de linealidad para la tensión de salida.

En cuanto al efecto de **Slew Rate**, se siguió lo detallado arriba, con distintas configuraciones según cada caso. Se utilizó una señal senoidal de entrada de  $2V_{pp}$  a una frecuencia de  $500kHz$ . Se utilizó el cursor para aproximar el SR, obteniendo distintos valores.

Se observan a continuación efectos del slew rate en los distintos casos del circuito no inversor.

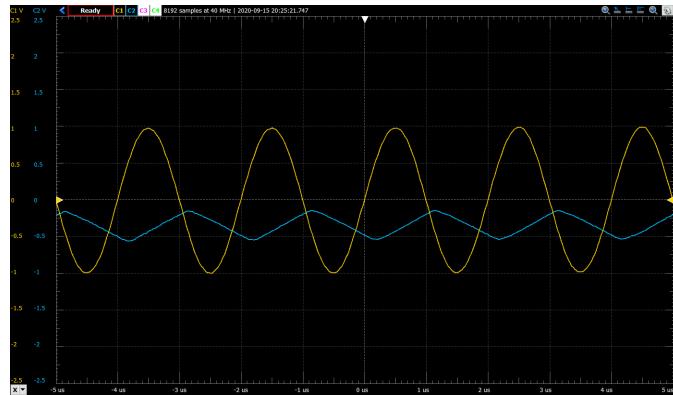


Figura 40: Slew rate: señal de entrada a  $500kHz$  y  $2V_{pp}$ . Caso 1.

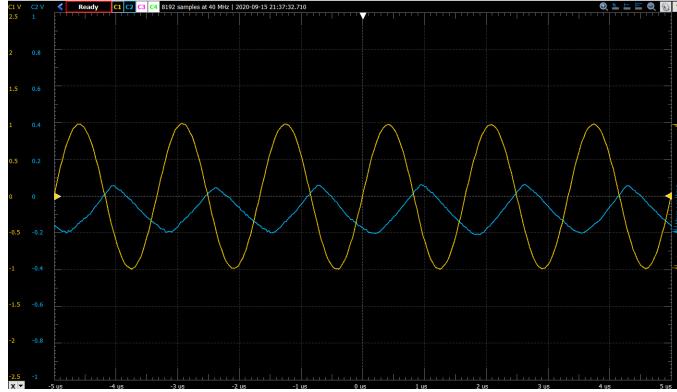


Figura 41: Slew rate: señal de entrada a  $500kHz$  y  $2V_{pp}$ . Caso 2.

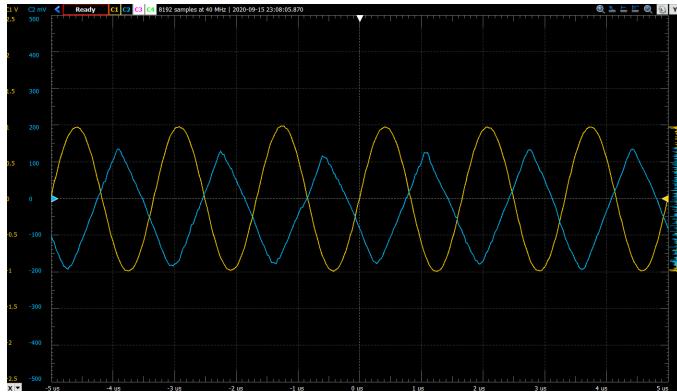


Figura 42: Slew rate: señal de entrada a  $500kHz$  y  $2V_{pp}$ . Caso 3.

## 6. Casos particulares

### 6.1. Caso $R_3 = 0$

En el caso del **circuito inversor**, de tomar  $R_3$  un valor igual a cero, la entrada no inversora quedaría directamente conectada a GND, al igual que la entrada no inversora, de modo que se esperaría que la tensión en la entrada sea nula y por consiguiente no haya tensión a la salida. No obstante, en un *Op Amp* real sí se mide una pequeña tensión a la salida a pesar de que la tensión de entrada sea cero. Esto último se debe a la presencia de la tensión de offset a la entrada, la cual encuentra su causa en la estructura interna del integrado. Por otro lado, siguiendo exclusivamente la expresión de la ganancia teórica, al ser  $R_3 = 0$  se esperaría que la ganancia disminuya.

En cuanto al **circuito no inversor**, la eliminación de  $R_3$  produciría un aumento en la ganancia, al tener la expresión de la ganancia un denominador menor. Asimismo, la expresión de la impedancia de entrada dependería únicamente de la resistencia  $R_4$  a la entrada.

### 6.2. Caso $R_4 = 0$ en circuito inversor

La resistencia  $R_4$  no está presente en las expresiones de la ganancia o la impedancia de entrada, por lo que no se esperarían cambios en sus valores. No se logró identificar su acción sobre algún otro efecto o parámetro del circuito.

### 6.3. $V_{in}$ onda cuadrada de alta frecuencia

Se propuso pensar en la conveniencia de utilizar un amplificador operacional del LM324 en un circuito con una señal de excitación cuadrada de  $1V_{pp}$  con frecuencia entre los  $0,3MHz$  y  $2MHz$ , con *duty* variante entre 20 % y 80 %.

Teniendo en cuenta el análisis y las consideraciones hechas a lo largo de este informe, la señal de salida del circuito se vería muy afectada por los distintos fenómenos del operacional y por sus propias limitaciones. Por un lado, teniendo en cuenta que la GBW del operacional a lazo abierto es de  $1MHz$ , a frecuencias tan altas como  $2MHz$  se esperaría que la ganancia sea muy pequeña, por lo que la señal de salida se vería atenuada. Por otra parte, el slew rate afectaría la señal de salida considerando que se estaría trabajando con frecuencias altas y una tensión pico a pico también alta, teniendo en cuenta lo visto anteriormente.

Para visualizar los efectos, se empleó el caso 1 del circuito no inversor inyectando una señales cuadradas de  $1V_{pp}$  con un duty de 50% a distintas frecuencias.

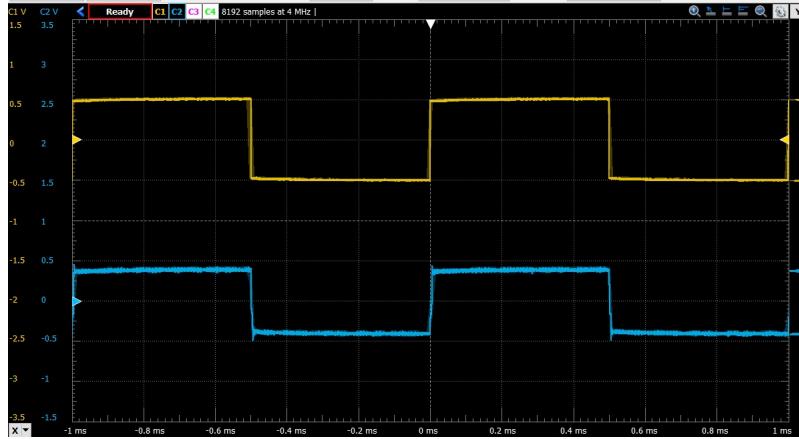


Figura 43: Circuito no inversor caso 1. Señal cuadrada de  $1V_{pp}$  a  $1kHz$ .

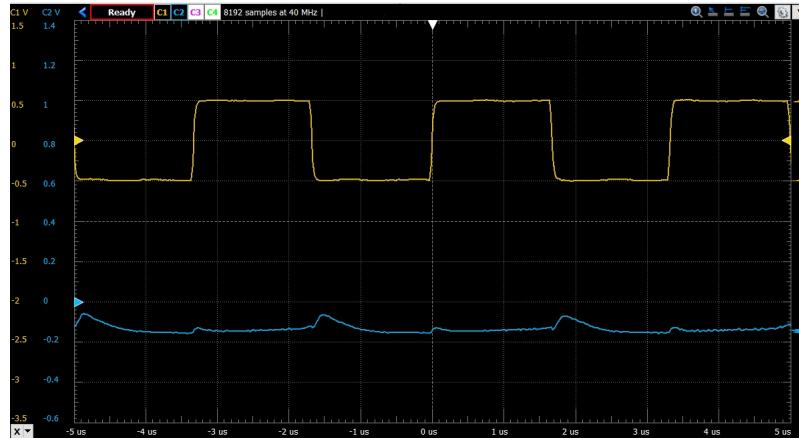


Figura 44: Circuito no inversor caso 1. Señal cuadrada de  $1V_{pp}$  a  $300kHz$ .

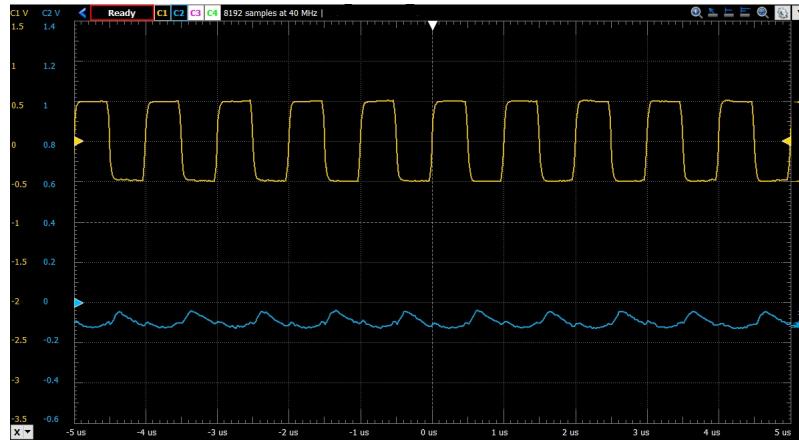


Figura 45: Circuito no inversor caso 1. Señal cuadrada de  $1V_{pp}$  a  $1MHz$ .

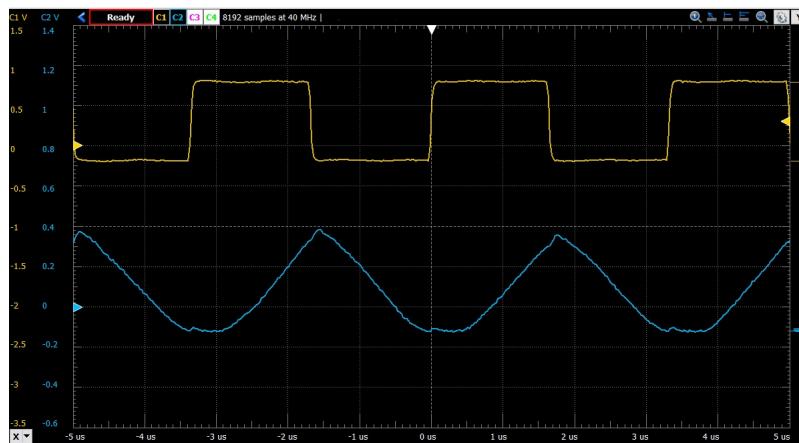


Figura 46: Circuito no inversor caso 1. Señal cuadrada de  $1V_{pp}$  a  $1MHz$  y  $0,3V$  de offset.

En la Figura 43 se observa que a una frecuencia de  $1kHz$  la señal de salida no sufre prácticamente ninguna distorsión. A frecuencias mas altas, en cambio, la señal de salida resulta sumamente afectada por las limitaciones del operacional. Ejemplos de ello son las Figuras 44 y 45, a frecuencias de  $300kHz$  y  $1MHz$  respectivamente. No obstante, de inyectar la misma señal a  $1MHz$  con un offset de  $0,3V$  la señal de salida muestra una amplificación mucho mayor.