

Trabajo Práctico Número 2

Amplificadores Operacionales - Efectos en DC y AC

Sección individual - Grupo 5

AUTOR:

Franco SCAPOLLA (58465)

PROFESORES:

Daniel JACOBY

Carlos BELAUSTEGUI GOITIA

CIUDAD AUTÓNOMA DE BUENOS AIRES
Septiembre 2020

Contenido

| | |
|---|-----------|
| 1. Introducción | 3 |
| 2. Análisis en frecuencia | 4 |
| 2.1. Circuito Inversor | 4 |
| 2.2. Circuito No Inversor | 10 |
| 2.3. Algunas consideraciones adicionales | 14 |
| 3. Estudio de la Impedancia de entrada | 15 |
| 3.1. Circuito Inversor | 15 |
| 3.2. Circuito No Inversor | 18 |
| 4. Efectos no lineales | 20 |
| 4.1. Slew Rate | 21 |
| 4.2. GBP y efectos de la frecuencia sobre A_{vol} | 23 |
| 4.3. Saturación | 23 |
| 4.4. Consideraciones de uso | 27 |
| 5. Conclusión | 28 |

1. Introducción

En el presente trabajo se realiza un análisis práctico y teórico de algunos circuitos con amplificadores operacionales. En particular, se analizan las configuraciones inversor y no inversor, cuyos circuitos pueden verse en las figuras 1.1 y 1.2, respectivamente. Para el armado físico del circuito se hará uso del Electronics Explorer, de Digilent. En total se estudiarán seis variaciones de esos dos circuitos (tres de cada uno); cada una de estas variaciones se puede consultar en la figura 1.3; como indica esta misma figura, se utilizará el operacional LM324. Es otro de los objetivos del trabajo estudiar las limitaciones y aplicaciones de este operacional.

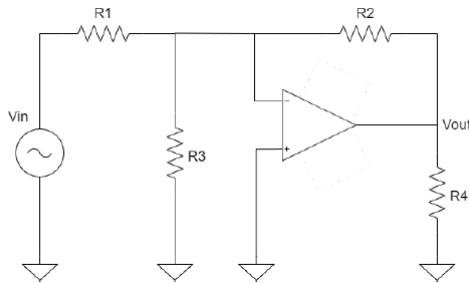


FIGURA 1.1: Circuito Inversor

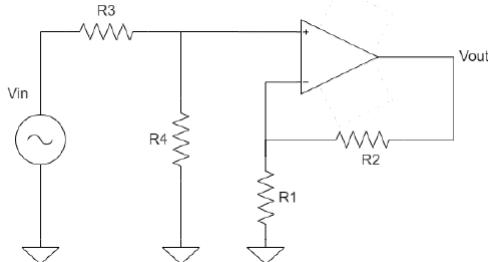


FIGURA 1.2: Circuito No Inversor

| | $R_1 = R_3$ | R_2 | R_4 | Opamp |
|--------|---------------------|---------------------|---------------------|-------|
| Caso 1 | $2.7\text{k}\Omega$ | $27\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | LM324 |
| Caso 2 | $2.7\text{k}\Omega$ | $2.7\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | LM324 |
| Caso 3 | $27\text{k}\Omega$ | $2.7\text{k}\Omega$ | $100\text{k}\Omega$ | LM324 |

FIGURA 1.3: Casos a analizar

Para las mediciones se hizo uso de un amplificador LM324 de Texas Instruments. A partir de la hoja de datos se obtienen los siguientes valores de interés:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_0 = 100000 \\ SR = 0,5 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \\ GBP = 1\text{MHz} \\ f_p = 10\text{Hz} \end{array} \right. \quad (1.1)$$

Donde A_0 es la ganancia a lazo abierto de corriente continua, SR es el slew rate del amplificador, f_p es la frecuencia del polo dominante y $GBP = A_0 w_p$ es el gain bandwith product.

2. Análisis en frecuencia

En esta primera sección se estudia cómo varía la función transferencia de los circuitos inversor y no inversor presentados en la introducción al considerar tres casos distintos: uno con A_{vol} infinito; otro con A_{vol} finito pero independiente de la frecuencia; otro con A_{vol} finito e introduciendo un polo dominante, de donde A_{vol} pasa a depender de la frecuencia. En todos los casos se considera que la impedancia de entrada al operacional es infinita, y que su impedancia de salida es cero.

Es interesante discutir un poco más la idea detrás de la introducción de un polo de compensación. Los circuitos estudiados en este trabajo deben su funcionamiento al fenómeno de realimentación negativa. Debido a efectos de capacidades parásitas propias del amplificador, para frecuencias suficientemente altas el comportamiento en frecuencia será similar al de un pasa-bajos, i.e. aparecerán polos que no sólo atenuaran la señal de salida, sino que introducirán un defasaje en la misma. Si el defasaje es de 120° , la porción muestreada de la señal de salida usada en la realimentación estará invertida, de donde al comparar con la señal de entrada (ya sea corrientes en el inversor o tensión en el no inversor) esta fracción muestreada se sumará a la entrada, transformando la realimentación en positiva. Esto ocasionará que el circuito comience a oscilar y perderá estabilidad. Al introducir un polo a una frecuencia mucho menor a los polos de alta frecuencia del amplificador, éste polo introducido domina a los otros en el sentido de que el efecto pasa-bajos de este primer polo es tal que para las frecuencias a las que aparecen los efectos de los otros polos la señal de salida ya se encuentra atenuada de donde los efectos de dichos polos dejan de influir en la estabilidad.

2.1. Circuito Inversor

Se estudia el caso de A_{vol} finito pero independiente de la frecuencia. Se tiene que

$$V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-) = -A_{vol}V^- \quad (2.1)$$

y

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = \frac{V_{in} - V^-}{R_1} \\ I_2 = \frac{V_{out} - V^-}{R_2} \\ I_3 = I_1 + I_2 \\ I_3 = \frac{V^-}{R_3} \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Donde I_i representa la corriente que circula a través de la resistencia R_i .

Se debe dejar expresado V_{out} y V_{in} en función de la misma corriente I_i o bien de V^- . Desarrollando, se tiene que en función de I_2 queda

$$\left\{ \begin{array}{l} V^- = \frac{-R_2 I_2}{(1+A_{vol})} \\ I_3 = \frac{-R_2 I_2}{R_3(1+A_{vol})} \\ I_1 = -I_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_3(1+A_{vol})} \right) \\ V_{out} = I_2 \frac{R_2 A_{vol}}{(1+A_{vol})} \\ V_{in} = -I_2 \left(\frac{R_1 R_2}{R_3(1+A_{vol})} + R_1 + \frac{R_2}{(1+A_{vol})} \right) \end{array} \right. \quad (2.3)$$

Luego, se puede calcular la transferencia y se encuentra que:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = H(s) = \frac{-R_2 R_3 A_{vol}}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 (1 + A_{vol})} \quad (2.4)$$

Si ahora se supone $A_{vol} \rightarrow \infty$, tenemos que la transferencia del circuito es:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R_2}{R_1} \quad (2.5)$$

Finalmente, si se toma $A_{vol}(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{w_p}}$ con w_p el polo dominante y A_0 la ganancia en continua, se encuentra que

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R_2 R_3 A_0}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_1 R_3 A_0} \frac{1}{1 + \frac{s}{w_p \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 + A_0 R_1 R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}}} \quad (2.6)$$

Siguiendo los tres casos de 1.3, se procedió a calcular la transferencia con A_{vol} infinito y A_{vol} finito, tomando de la hoja de datos $A_{vol} = 100000$. Los resultados se presentan a continuación:

| | $H(s)$ (A_{vol} infinito) | $H(s)$ (A_{vol} finito) |
|--------|------------------------------|----------------------------|
| Caso 1 | -10 | -9,9979 |
| Caso 2 | -1 | -0,9999 |
| Caso 3 | -0,1 | -0,0999 |

TABLA 2.1: Ganancias para el Inversor en cada caso (Ganancia en veces)

Como era de esperarse, los resultados obtenidos en cada caso con ambas consideraciones son prácticamente idénticos. Esto se debe principalmente al elevado valor de A_{vol} . Este resultado permite ver cómo trabajar con la suposición $A_{vol} = \infty$, lo cual facilita mucho los cálculos de las transferencias, es una aproximación, en un principio, válida. No obstante, como se verá a continuación, la introducción del polo dominante ocasiona que esta aproximación no sea válida en todo el rango de frecuencias. La naturaleza negativa de las transferencias se debe a que el circuito es un inversor, de donde la salida no sólo es amplificada, sino que también es invertida. Se observa además, que en el caso 1, la salida se ve amplificada frente a la entrada, en el 2 la salida no se ve afectada en amplitud, y en caso 3 se ve atenuada respecto de la entrada. Podemos concluir entonces, que en el caso 1 el circuito está amplificando, en el 2 está actuando como buffer o seguidor de tensión, y en el tres está atenuando.

Si ahora se reemplazan los valores de los tres casos en la ecuación 2.6, se obtienen las siguientes tres transferencias.

Para el caso 1:

$$H(s) = \frac{-9,9979}{1 + \frac{s}{299253,3062}} \quad (2.7)$$

Para el caso 2:

$$H(s) = \frac{-1}{1 + \frac{s}{2094396,161}} \quad (2.8)$$

Para el caso 3:

$$H(s) = \frac{-0,0999}{1 + \frac{s}{5235896}} \quad (2.9)$$

Como era de esperarse, para frecuencias bajas, la ganancia es similar a la ganancia considerando A_{vol} independiente de la frecuencia. No obstante, por la forma de las transferencias, se ve que el circuito se comportará, para frecuencias suficientemente altas, como un filtro pasa-bajos. Aún más, se aprecia que la frecuencia de corte de dichos filtros aumenta del caso 1 al caso 3. A partir de estas tres ecuaciones se puede hallar la frecuencia de corte para el pasa-bajos formado por efecto del polo dominante:

| | Frecuencia de corte |
|--------|---------------------|
| Caso 1 | 299, 23kHz |
| Caso 2 | 2, 1MHz |
| Caso 3 | 5, 23MHz |

TABLA 2.2: Frecuencia de corte para los distintos casos - configuración inversor

Se realizaron los diagramas de respuesta en frecuencia de los tres casos en un mismo gráfico, para mejor apreciar las diferencias en la frecuencia de corte y en la ganancia de cada caso.

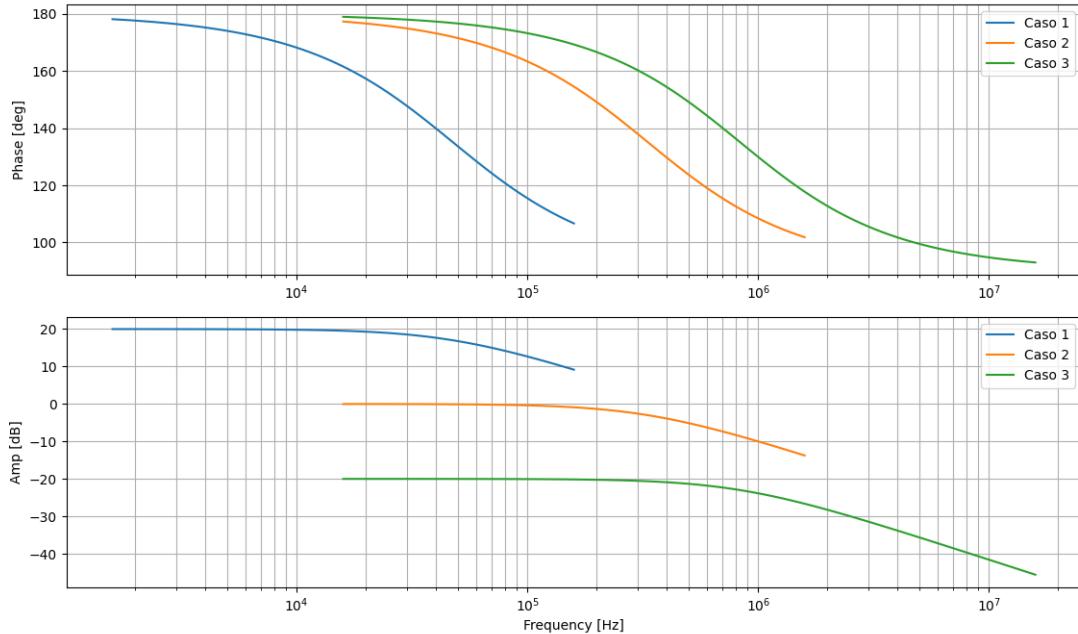


FIGURA 2.1: Comparación de la transferencia con A_{voI} con polo dominante en los 3 casos

En primer lugar, tal como se mencionó antes, se ve que para frecuencias bajas, la ganancia es prácticamente constante y no se ve afectada por la variación en frecuencia. En particular, para el caso 1 es de alrededor de 20dB , para el caso 2 de 0dB , y para el caso 3 de -20dB ; esto concuerda con la ganancia calculada con la aproximación de A_{voI} independiente de la frecuencia, de donde se ve que efectivamente a frecuencias menores a aproximadamente una década antes de la frecuencia de corte dicha aproximación es válida.

2.1.1. Mediciones y simulaciones

A continuación se simuló la respuesta en frecuencia del circuito utilizando LTSpice, y se construyó al mismo en la placa Electronics Explorer. Para lo primero, se descargó el modelo del operacional LM324 de Texas Instrument y se incorporó al entorno de simulación, de forma que las características de dicho operacional sean, en principio, las mismas que las del operacional físico usado en el armado del circuito. El circuito se armó en la placa Electronics Explorer de Digilent. En los tres casos se utilizaron resistencias de Metal Film, tipo Through-Hole, con una tolerancia del 10 %. A continuación se incluye una imagen del armado de dicho circuito y del circuito en LTSpice.

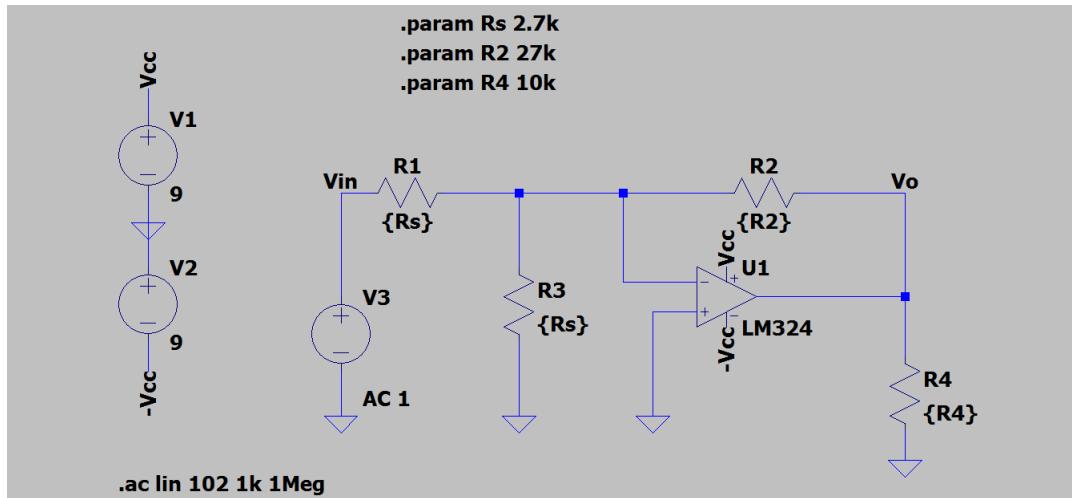


FIGURA 2.2: Circuito Inversor armado en LTspice

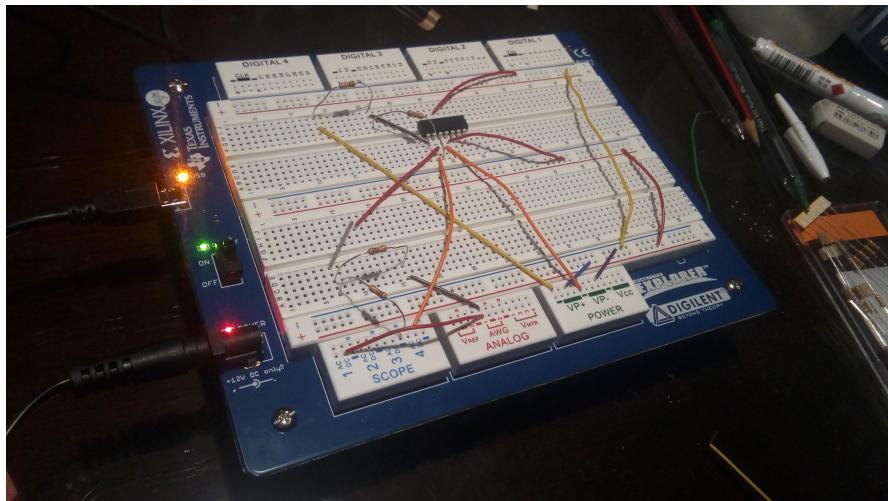


FIGURA 2.3: Circuito Inversor armado en Electronics Explorer

Es importante mencionar que, al tratarse de Protoboard y no de un circuito impreso, existen algunas consideraciones que deben tenerse en cuenta y que pueden afectar a las mediciones. El primero es, por supuesto, el mayor ruido presente en el Protoboard comparado con una placa impresa. Encima de eso uno también debe considerar el efecto de capacidades parásitas inherentes al dispositivo, tanto del operacional como del Electronics Explorer, y por supuesto el hecho de que el generador de la placa no es ideal, de donde no sólo atenúa parte de la señal de salida, sino que también introduce una componente de continua sobre la señal de alterna. Todas éstas pueden contribuir a obtener mediciones que no se correspondan enteramente con lo predicho por la teoría.

Una vez completada las mediciones, se graficaron las curvas teóricas, simuladas, y medidas en un mismo gráfico para mejor observar similitudes y diferencias. A continuación se presentan los resultados.

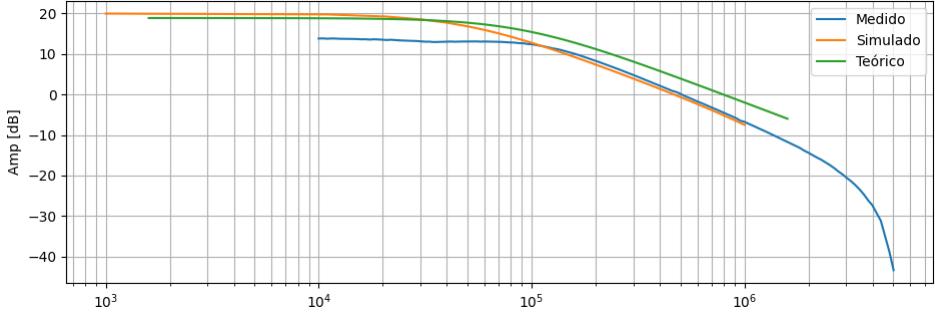


FIGURA 2.4: Comparación de resultados teóricos, simulados, y medidos para el caso 1

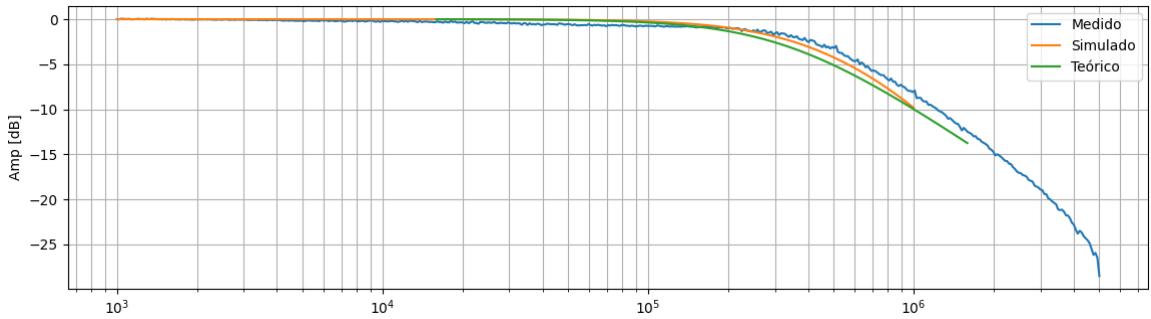


FIGURA 2.5: Comparación de resultados teóricos, simulados, y medidos para el caso 2

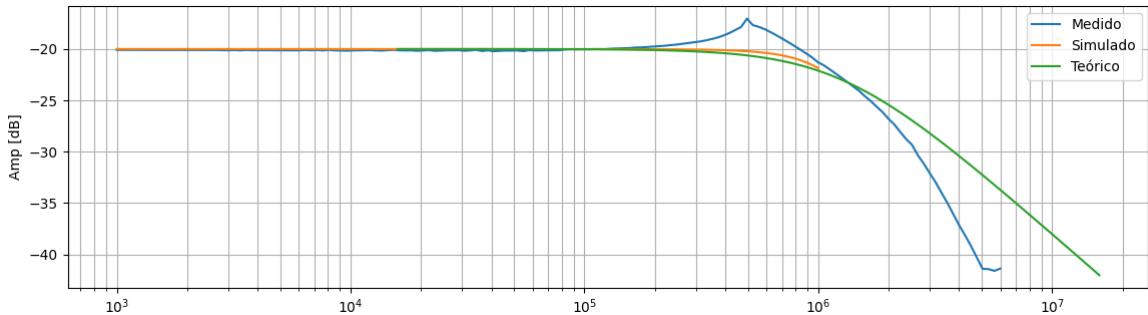


FIGURA 2.6: Comparación de resultados teóricos, simulados, y medidos para el caso 3

En los tres casos, se aprecia la respuesta propia de un pasa-bajos, lo cual se corresponde con el desarrollo teórico hecho anteriormente. Se observa bastante similitud entre lo teórico y lo simulado para bajas frecuencias, cambiando notablemente para frecuencias altas. En el caso uno la diferencia entre lo medido y lo simulado/teórico es muy notable. En particular, tanto el teórico como el simulado tienen una ganancia para pequeñas frecuencias de alrededor de 20dB , que corresponde con la ganancia calculada con A_{voI} finito en la sección anterior. Sin embargo, en el medido la ganancia pareciese ser de alrededor de 15dB antes de decaer. En un principio se consideró la posibilidad de que el circuito estuviera mal armado; no obstante, se realizaron las mediciones por segunda vez comprobando que todo esté bien armado y los resultados obtenidos fueron los mismos.

En el caso dos el ajuste es mucho mejor. Los tres gráficos se parecen bastante tanto en altas

como bajas frecuencias. Hay una leve diferencia en el ancho de banda, y se aprecia cierto ruido inherente a la medición, lo cual era esperable. No obstante, en los tres casos la frecuencia de corte corresponde en mayor medida con la calculada. Para valores muy altos de la frecuencia comienza a apreciarse el incremento en la pendiente la respuesta medida debida a la aparición de los efectos de capacidad parásita.

En el caso tres se observan nuevamente similitudes en los tres gráficos para bajas frecuencias. La mayor diferencia se da nuevamente en la zona posterior a la frecuencia de corte, donde lo medido comienza a caer con una pendiente mucho mayor. Esto posiblemente se deba a los polos introducidos por las capacidades parásitas tanto del amplificador como del Protoboard, como se mencionó en el desarrollo teórico de la presente sección. Esto último también serviría para explicar el sobrepico antes de la caída: los polos agregados generan una respuesta de orden mayor a uno.

2.2. Circuito No Inversor

De forma análoga al caso anterior, se calcula la transferencia del circuito partiendo de A_{vol} finito e independiente de la frecuencia.

Observamos que nuevamente

$$V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-) \quad (2.10)$$

Sin embargo, en este caso V^+ no está conectado a Tierra. Notamos que como suponemos ∞ la impedancia de entrada del amplificador, se tiene que

$$\begin{cases} I_3 = I_4 = \frac{V^+}{R_4} \\ I_2 = I_1 = \frac{V^-}{R_1} \end{cases} \quad (2.11)$$

Donde I_i es la corriente que atraviesa la resistencia R_i . Luego, por análisis de mallas se obtiene que

$$\begin{cases} V^+ = V_{in} - I_3 R_3 \\ V^- = V_{out} - I_2 R_2 \end{cases} \quad (2.12)$$

De forma idéntica al caso anterior, se despejan V_{out} y V_{in} en función de la misma corriente I_i o de V^- y se puede hallar la transferencia

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_4(R_1 + R_2)A_{vol}}{(R_1 + R_2 + R_1 A_{vol})(R_3 + R_4)} \quad (2.13)$$

Si ahora se toma $A_{vol} \rightarrow \infty$, se obtiene:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(R_1 + R_2)R_4}{(R_3 + R_4)R_1} \quad (2.14)$$

Finalmente, si se considera $A_{vol}(s) = \frac{A_0}{1+\frac{s}{wp}}$, se llega a que:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_4(R_1 + R_2)A_0}{(R_1 + R_2 + R_1A_0)(R_3 + R_4)} \frac{1}{1 + \frac{s}{\frac{(R_1+R_2+R_1A_0)(R_3+R_4)}{wp(R_1R_4+R_2R_4+R_1R_3+R_2R_3)}}} \quad (2.15)$$

Se reemplazan los valores de los tres casos de la figura 1.3 para las aproximaciones $A_{vol} \rightarrow \infty$ y para A_{vol} finito, obteniendo los siguientes resultados:

| | H(s) (A_{vol} infinito) | H(s) (A_{vol} finito) |
|--------|----------------------------|--------------------------|
| Caso 1 | 8,6614 | 8,6605 |
| Caso 2 | 1,5748 | 1,5748 |
| Caso 3 | 0,8661 | 0,8661 |

TABLA 2.3: Ganancias para el No inversor en cada caso (Ganancia en veces)

Nuevamente se observa que los resultados obtenidos son prácticamente coincidentes, pues se tomó un valor de A_{vol} de 100000, de donde en un principio, sin considerar la variación con la frecuencia, la aproximación $A_{vol} = \infty$ resulta válida. Se nota que los valores obtenidos son positivos, lo cual es consistente con que en este caso se está analizando un no inversor, que no invierte su salida. Se destaca que en el caso 1 la amplificación de la señal de entrada es mayor que en los otros dos casos. En particular, la salida en el tercer caso resulta atenuada.

Reemplazando los valores de los tres casos en la ecuación 2.15, se obtienen las transferencias considerando que A_{vol} varía con la frecuencia.

Para el caso 1:

$$H(s) = \frac{8,6605}{1 + \frac{s}{571244}} \quad (2.16)$$

Para el caso 2:

$$H(s) = \frac{1,5748}{1 + \frac{s}{3141562,83}} \quad (2.17)$$

Para el caso 3:

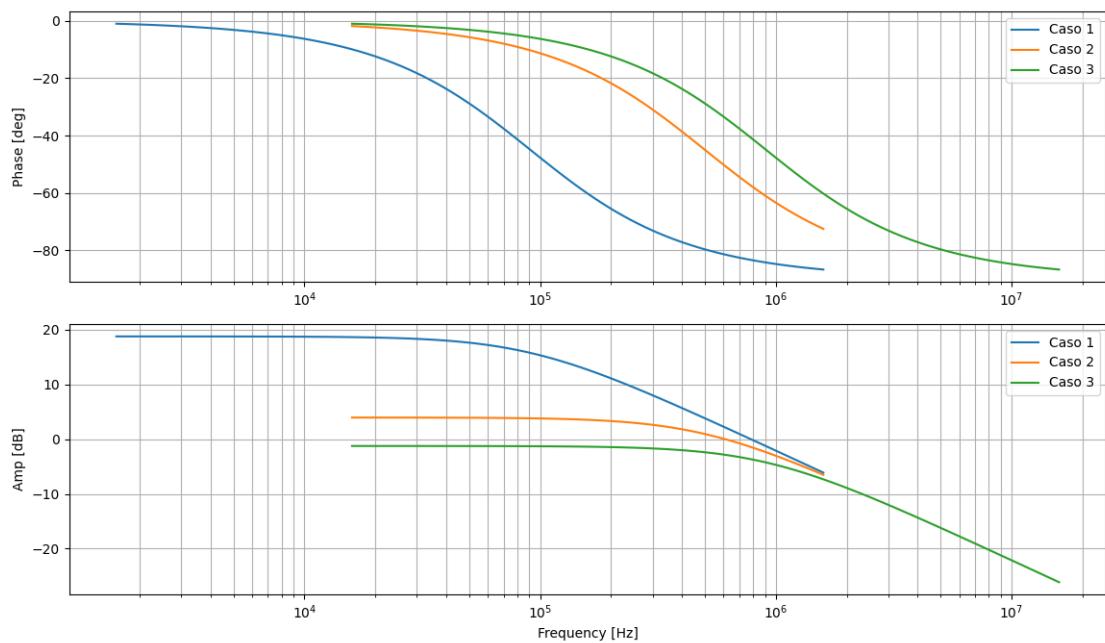
$$H(s) = \frac{0,8661}{1 + \frac{s}{5711881,012Hz}} \quad (2.18)$$

Se aprecia que se obtienen las ecuaciones de un filtro pasa-bajos, al igual que para el inversor. En particular, las frecuencias de corte son considerablemente altas, y aumentan desde el caso 1 al caso 3. Para frecuencias bajas, la transferencia es constante e iguala la calculada con las aproximaciones anteriores. A partir de estas ecuaciones se puede calcular la frecuencia de corte para cada caso. Dichas frecuencias son:

| | Frecuencia de corte |
|--------|---------------------|
| Caso 1 | 571,2kHz |
| Caso 2 | 3,14MHz |
| Caso 3 | 5,71MHz |

TABLA 2.4: Frecuencia de corte para los distintos casos - configuración no inversor

Nuevamente se graficó la respuesta en frecuencia para los tres casos en un mismo gráfico para lograr una mejor comparación.

FIGURA 2.7: Respuesta en frecuencia para los tres casos considerando A_{voi} con polo dominante

Nuevamente se observa que para frecuencias mucho menores a las frecuencias de corte, la transferencia es prácticamente constante e igual a la que se calculó antes. Como indicaban las transferencias calculadas, el circuito para altas frecuencias comienza a comportarse como un pasa-bajos. En particular, las frecuencias de corte para cada caso resultan ser mayores que las frecuencias de los mismos casos en el circuito inversor. Se puede decir nuevamente, que para frecuencias alrededor de una década menores a la frecuencia de corte, la aproximación de A_{voi} finito o infinito e independiente de la frecuencia es válida.

2.2.1. Mediciones y simulaciones

Al igual que con el circuito inversor, se simuló la respuesta en frecuencia en LTSpice, y se armó el circuito en el Electronics Explorer, para luego tomar las mediciones pertinentes. Los resultados se presentan a continuación.

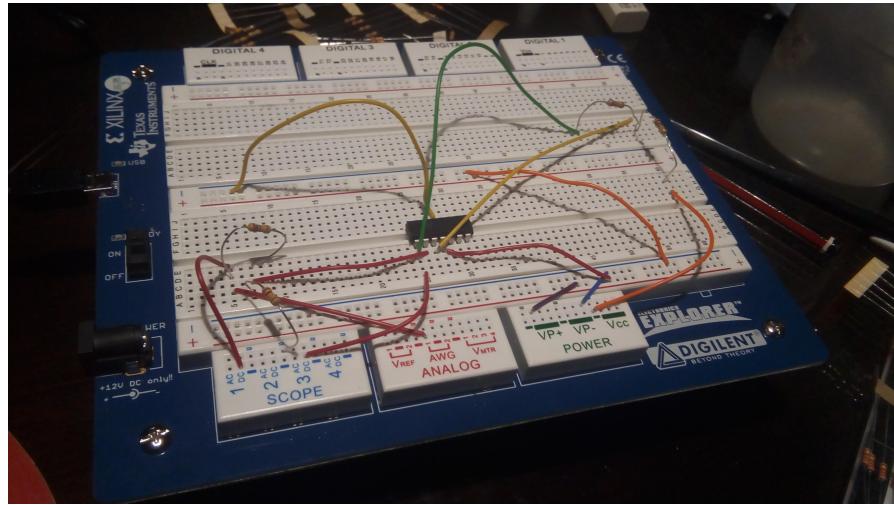


FIGURA 2.8: Circuito armado en la placa de Digilent

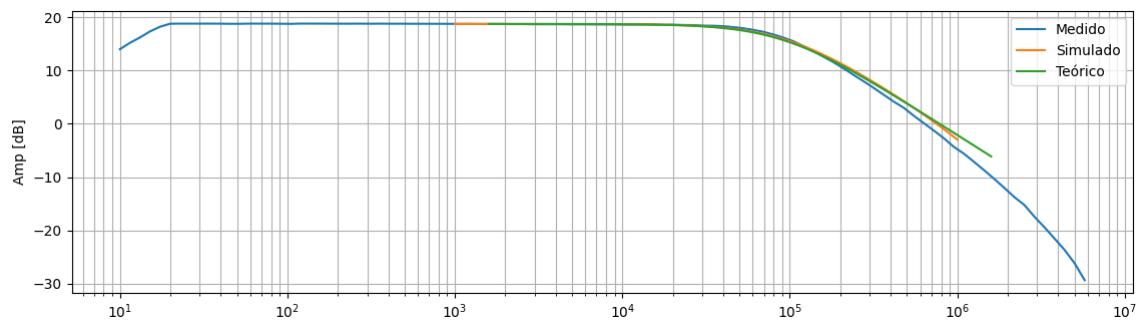


FIGURA 2.9: Comparación de la respuesta en frecuencia en los tres casos

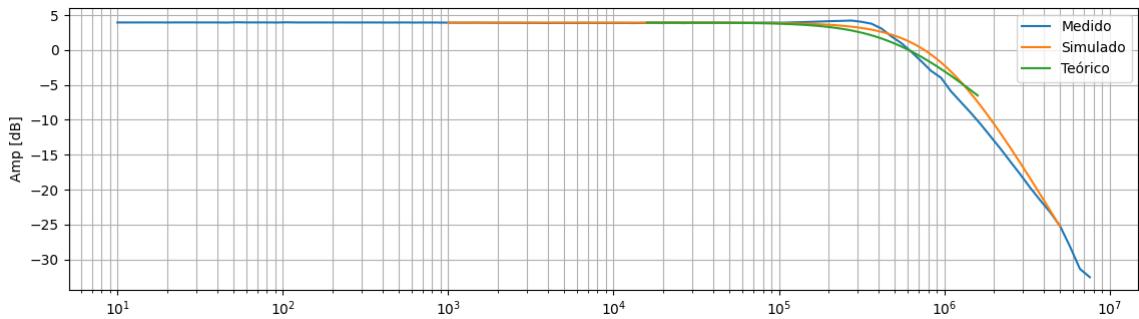


FIGURA 2.10: Comparación de la respuesta en frecuencia en los tres casos

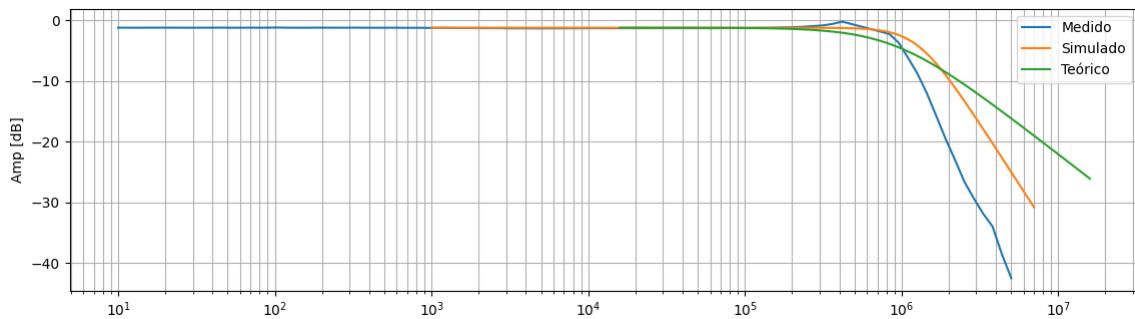


FIGURA 2.11: Comparación de la respuesta en frecuencia en los tres casos

Para el primer caso se aprecia una gran correspondencia entre lo medido, lo simulado, y lo teórico, tanto a altas como a bajas frecuencias. Parece haber una leve diferencia en la pendiente con la que baja el medido con respecto a los otros dos luego de cierta frecuencia. Esto puede deberse a capacidades parásitas propias tanto del amplificador como del Protoboard que generen un incremento en la pendiente de caída de lo medido. También se observa un muy pequeño efecto del ruido en los puntos de muy alta frecuencia para lo medido.

En el caso 2 ya surgen algunas diferencias interesantes. En primer lugar se observa un sobrepico, similar al del caso del circuito inversor. Esto posiblemente se deba a que a esas frecuencias ya comienzan a aparecer las capacidades parásitas del operacional. El hecho de que la caída sea mucho más abrupta en lo medido refuerza esta hipótesis.

En el caso 3, las diferencias son aún más grandes. Es importante considerar que hay mediciones por encima de $1MHz$, de donde los efectos del ruido de la placa son muy significativos. Asimismo, el sobrepico es mucho más pronunciado que en los casos anteriores, lo cual puede atribuirse nuevamente a la aparición de polos parásitos en las muy altas frecuencias. Parte del error también puede atribuirse a la fuente humana, ya sea al momento de tomar las mediciones, o a la presencia de señales electromagnéticas cerca del circuito.

2.3. Algunas consideraciones adicionales

En esta breve sección se hacen algunos comentarios de interés respecto a los circuitos anteriores. En primer lugar se hace llamar la atención nuevamente al circuito inversor. Tanto en los cálculos de la función transferencia como en el de la impedancia de entrada no apareció la resistencia R_4 . Luego, matemáticamente, el circuito con y sin R_4 sería equivalente. Una idea es que dicha resistencia represente una posible carga conectada a la salida del circuito.

Considérese ahora la situación en la que se remueve R_3 de ambos circuitos. Para el caso del inversor, $R_3 = 0$ implica que la terminal inversora queda conectada directamente a Tierra, es decir $V^- = 0$. Como se mencionó en un principio, el funcionamiento de estos circuitos está basado en el fenómeno de realimentación negativa. Parte de la tensión de salida se muestrea y es alimentada nuevamente a la entrada a través de la terminal inversora. Sin embargo, si se fuerza a $0V$ a esa entrada, se pierde la posibilidad de muestrear la salida con corriente, de donde se rompe la realimentación y deja de funcionar como inversor. Para el caso del no inversor, si se toma $R_3 = 0$, se reducirá tanto la ganancia como la impedancia de entrada, como muestran las ecuaciones halladas anteriormente.

En este caso, sin embargo, no se romperá el lazo de realimentación y el amplificador continuará funcionando como un no inversor.

3. Estudio de la Impedancia de entrada

En esta sección se estudia la impedancia de entrada de las configuraciones inversora y no inversora mostradas en la introducción.

3.1. Circuito Inversor

Se incluye nuevamente la imagen del circuito inversor para un mejor desarrollo de los cálculos.

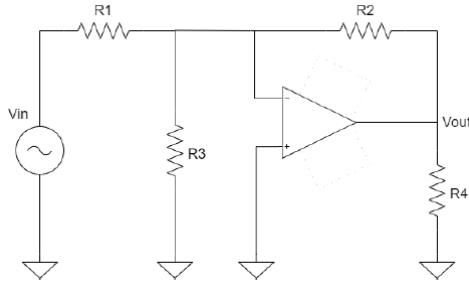


FIGURA 3.1: Circuito inversor

Si se denota I_1 a la corriente a través de la fuente y de la resistencia R_1 , luego la impedancia de entrada del circuito es

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_1} \quad (3.1)$$

Para calcularla, partimos de las siguientes ecuaciones, que ya se introdujeron en la sección anterior, y que se hallan aplicando el análisis de Mallas al circuito, y considerando que la resistencia de entrada al amplificador es infinita y la resistencia de salida del mismo es nula.

$$V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-) = -A_{vol}V^- \quad (3.2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = \frac{V_{in} - V^-}{R_1} \\ I_2 = \frac{V_{out} - V^-}{R_2} \\ I_3 = I_1 + I_2 \\ I_3 = \frac{V^-}{R_3} \end{array} \right. \quad (3.3)$$

Escribiendo I_1 en función de V_{out} y utilizando $H(s)$ de la ecuación 2.4, se halla:

$$Z_{in} = \frac{-A_{vol}R_2R_3}{H(s)(R_2 + R_3 + A_{vol}R_3)} = \frac{R_1R_2 + R_2R_3 + R_1R_3(1 + A_{vol})}{R_2 + R_3 + R_3A_{vol}} \quad (3.4)$$

Si ahora se toma $A_{voI}(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{w_p}}$, reemplazando en la ecuación anterior uno obtiene

$$Z_{in} = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3 (1 + A_0)}{R_2 + R_3 (1 + A_0)} \frac{1 + \frac{s}{w_p \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_1 R_3 A_0}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}}}{1 + \frac{s}{w_p \frac{R_2 + R_3 (1 + A_0)}{R_2 + R_3}}} \quad (3.5)$$

Reemplazando con los valores de la figura 1.3, podemos obtener Z_{in} para cada caso del circuito inversor

Para el caso 1

$$Z_{in} = \frac{2,7 + \frac{s}{299253,3}}{1 + \frac{s}{571244,64}} \quad (3.6)$$

Para el caso 2

$$Z_{in} = \frac{2,7 + \frac{s}{2094396,16}}{1 + \frac{s}{3141562,83}} \quad (3.7)$$

Para el caso 3

$$Z_{in} = \frac{27 + \frac{s}{5235896,16}}{1 + \frac{s}{5711881,05}} \quad (3.8)$$

A continuación se graficó cómo varía el valor de la impedancia al variar la frecuencia en los tres casos.

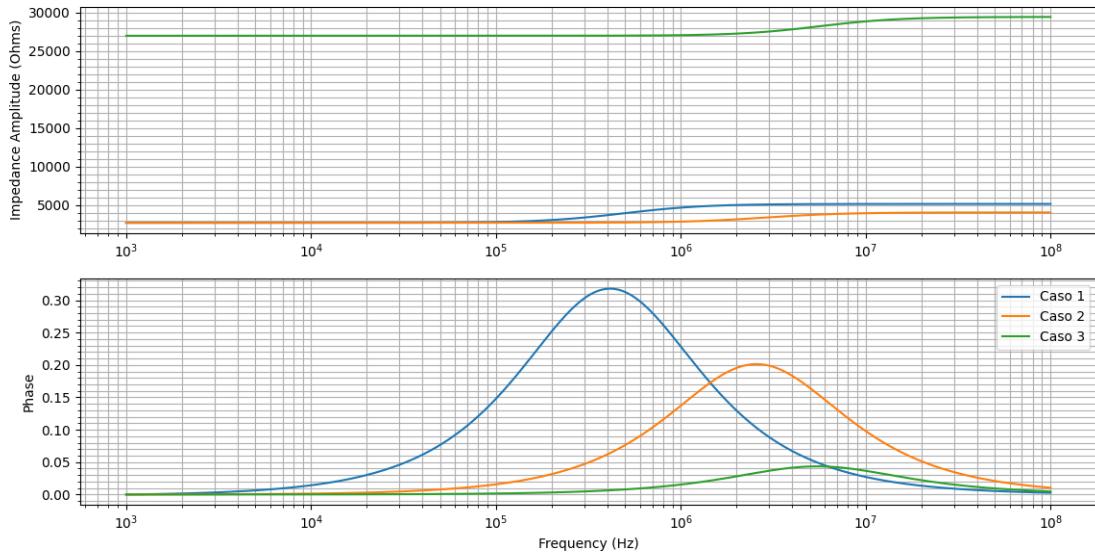


FIGURA 3.2: Variación de la impedancia de entrada con la frecuencia.

Se observa que, como era de esperarse, para frecuencias bajas la impedancia de entrada es prácticamente constante e igual al valor calculado anteriormente. A medida que comienza a aumentar la frecuencia, se observan un aumento en el valor absoluto de la misma.

3.1.1. Mediciones y simulación

Se armó nuevamente el circuito inversor y se midió la impedancia de entrada de forma indirecta como se indica a continuación. Primero se colocó una resistencia R_{test} en serie con el generador, del mismo valor que la impedancia de entrada teórica para corriente continua calculada antes ($2,7k\Omega$ para los casos 1 y 2 y $27k\Omega$ para el caso 3). Se midió la caída de tensión V_{test} en esa resistencia, y se prosiguió a calcular la corriente que circula a través del generador como

$$I_i = \frac{V_{test}}{R_{test}} \quad (3.9)$$

Luego, se calcula la impedancia de entrada de este segundo circuito con la resistencia en serie como $Z'_{in} = \frac{V_{in}}{I_i} = \frac{V_{in}R_{test}}{V_{test}}$. Esta impedancia es igual a la impedancia de entrada del circuito original más la resistencia R_{test} . Finalmente, se calcula la impedancia de entrada como

$$Z_{in} = Z'_{in} - R_{test} \quad (3.10)$$

A continuación se presentan los resultados de las mediciones junto con las correspondientes simulaciones para cada uno de los tres casos.

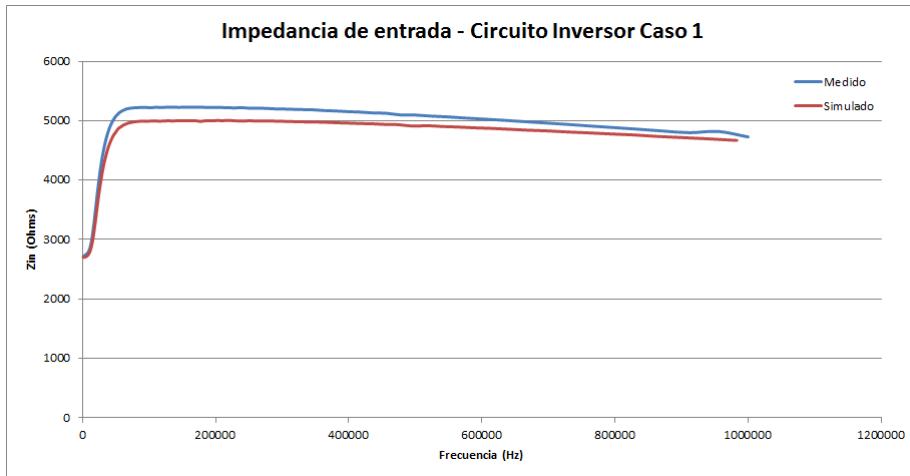


FIGURA 3.3: Impedancia de entrada para el Inversor Caso 1

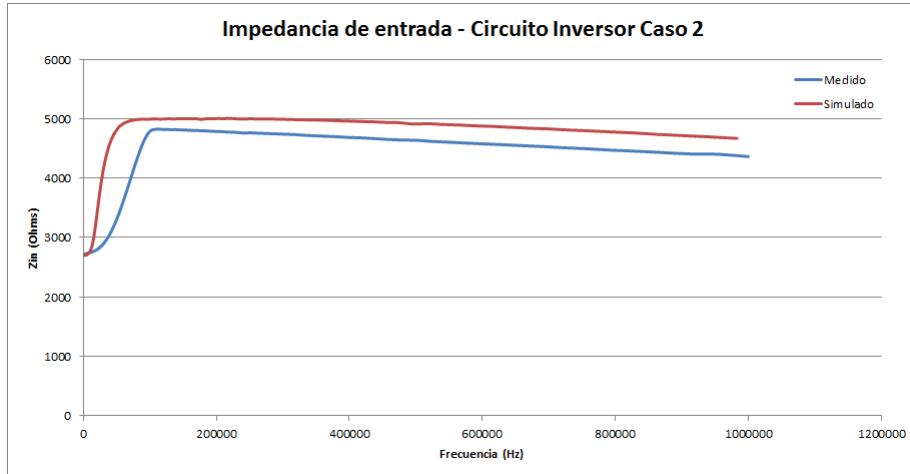


FIGURA 3.4: Impedancia de entrada para el Inversor Caso 2

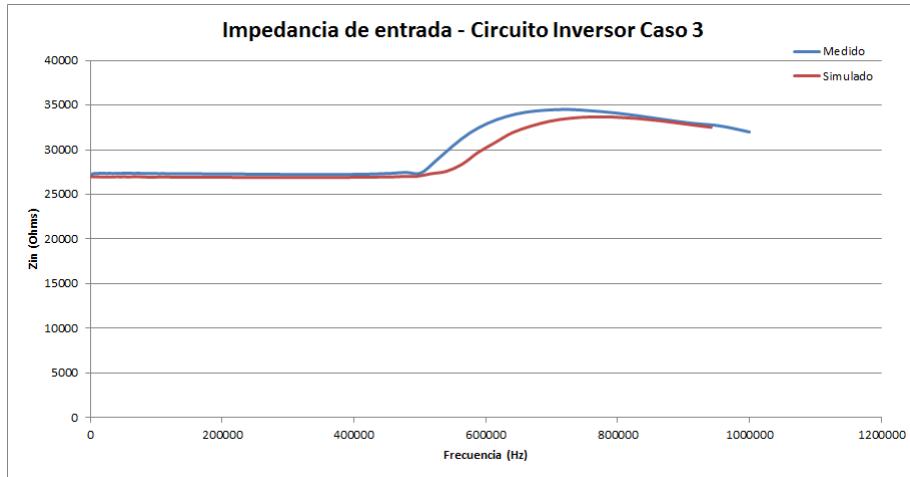


FIGURA 3.5: Impedancia de entrada para el Inversor Caso 3

Se observa una correspondencia entre lo medido y lo simulado. En particular, ambos poseen la forma teórica calculada en el desarrollo teórico de la sección precedente. Las discrepancias, en particular para altas frecuencias, pueden atribuirse al ruido del sistema (pues las amplitudes con las que se trabaja son pequeñas), o a las capacidades parásitas asociadas al Protoboard.

3.2. Circuito No Inversor

De forma similar, partiendo del circuito no inversor, si I_3 es la corriente que atraviesa la resistencia R_3 , la impedancia de entrada será

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_3} \quad (3.11)$$

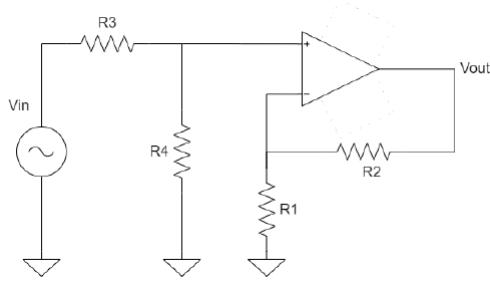


FIGURA 3.6: Circuito no inversor

Como se supone que la impedancia de entrada del amplificador es infinita, la corriente I_3 circulará toda por la rama con R_4 . Es sencillo despejar entonces $I_3 = \frac{V_{in}}{R_3+R_4}$, de donde reemplazando arriba se encuentra

$$Z_{in} = R_3 + R_4 \quad (3.12)$$

Al no depender Z_{in} de A_{vol} , y hacerlo sólo de las resistencias que en un principio se considera su valor no varía al variar la frecuencia, la impedancia de entrada al circuito que verá el generador será constante en frecuencia. En particular se tendrá:

| Caso | Z_{in} |
|------|----------|
| 1 | 12,7 kΩ |
| 2 | 12,7 kΩ |
| 3 | 127 kΩ |

Se simuló el módulo de la resistencia en LTSpice para los tres casos, obteniendo los siguientes valores.

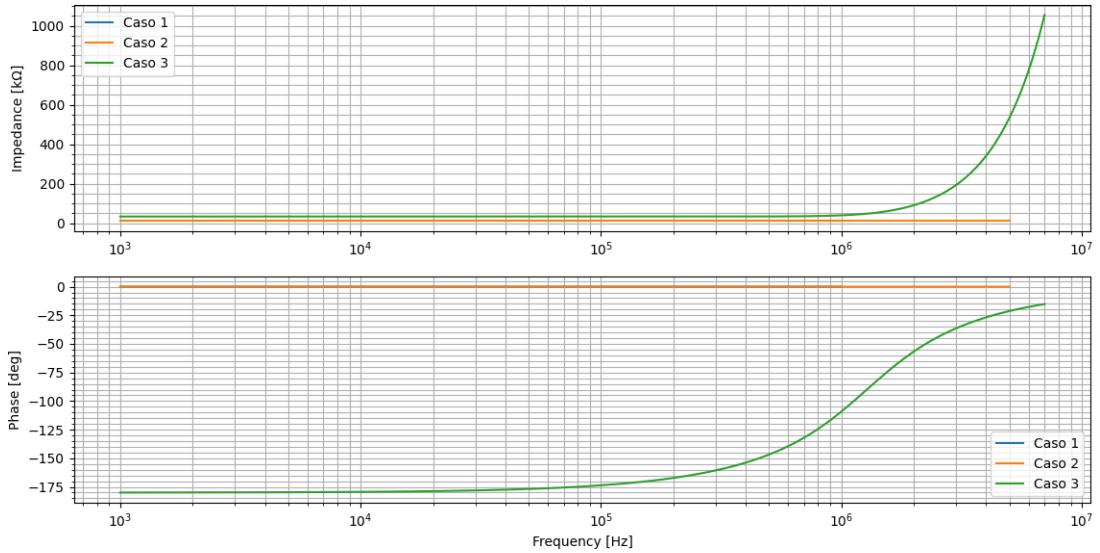


FIGURA 3.7: Impedancia de entrada para el No Inversor

Se observa que para frecuencias menores a aproximadamente $1MHz$, la impedancia de entrada es prácticamente constante en los tres casos, según indica el resultado teórico. A partir de esa frecuencia, la impedancia del caso 3 comienza a incrementar rápidamente, mientras que la de los casos 1 y 2 se mantiene prácticamente constante. Algo análogo sucede en la frecuencia. A lo largo del rango de frecuencias medido, la fase de los casos 1 y 2 se mantiene en 0° , según correspondería a una impedancia puramente resistiva. Sin embargo, para el tercer caso, La fase comienza en -180° y luego sube a cero al aumentar de frecuencia. Estas desviaciones podría en un principio deberse al hecho de que todos los elementos resitivos poseen características capacitivas e inductivas asociadas a su construcción; en particular, una resistencia puede modelarse como el elemento resistivo con un capacitor parásito en paralelo y una inductancia parásita en serie. Si bien esta configuración concuerda con el hecho de que a muy altas frecuencias la impedancia suba, debería antes disminuir por el hecho de que el circuito puede entrar en resonancia. Esto, sin embargo, no ocurre. Uno se atreve a sugerir, entonces, que la razón del comportamiento puede deberse a las características del modelo de LTSpice, y cómo este modelo calcula el valor de dichas impedancias a frecuencias muy altas.

4. Efectos no lineales

El objetivo de la presente sección es estudiar algunos efectos de los operacionales reales que puedan ocasionar que la salida no sea lineal con respecto a la entrada.

4.1. Slew Rate

El Slew Rate es el máximo valor de la pendiente de la señal de salida frente a un cambio de la señal de entrada. Representa el valor de cambio máximo en el que la señal de salida logra seguir a la de entrada. De superarse este valor, la salida comenzaría a perder su relación teórica con la entrada. El valor del Slew Rate se obtiene de las hojas de datos, y al realizar mediciones es importante tenerlo en cuenta, para lo cual, si G es la ganancia del circuito, A la amplitud de la tensión de entrada, y w la frecuencia de trabajo, se debe cumplir

$$AGw \leq SR \quad (4.1)$$

Se define el Full Power Bandwidth como la máxima frecuencia a la cual el amplificador genera una salida V_o sin distorsiones dada una entrada V_i senoidal de amplitud máxima. Se puede calcular como

$$FPW = \frac{SR}{2\pi V_{sat}} \quad (4.2)$$

De la hoja de datos se obtiene que para el LM324 el Slew Rate es de $0,5 \frac{V}{\mu s}$.

Para medir el Slew Rate, se excitó al circuito inversor con una señal senoidal de amplitud $3V_{pp}$ con una frecuencia de $50KHz$, de forma de lograr un efecto de saturación de la pendiente de salida por efecto del Slew Rate. Luego se hizo uso de los cursores del Software de Waveforms para medir la pendiente de la salida. A continuación se presenta una imagen de del proceso para el caso 1.

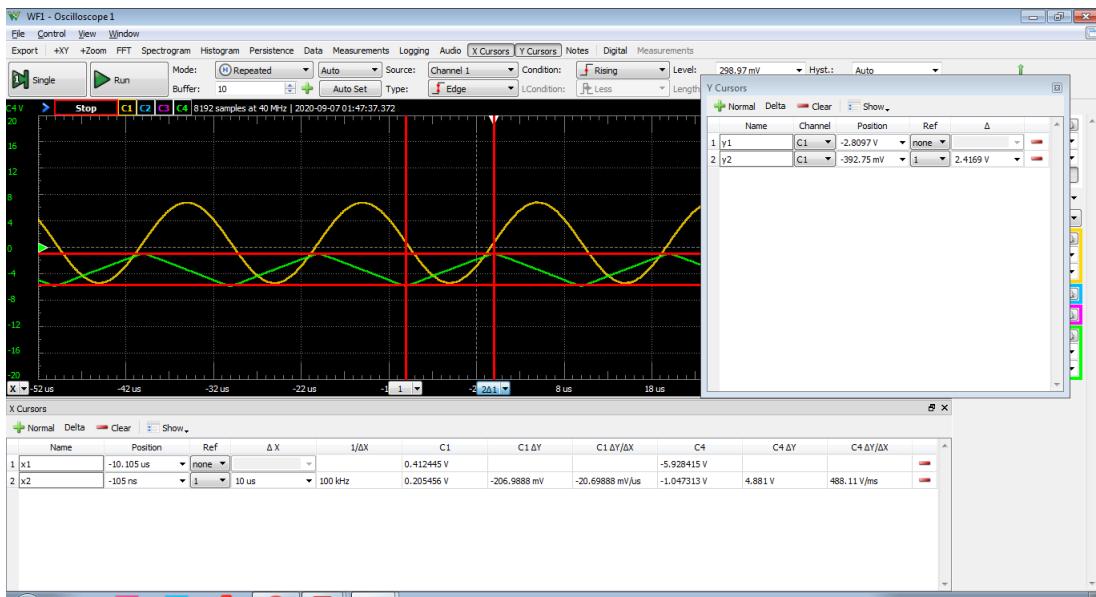


FIGURA 4.1: Circuito inversor - medición del Slew Rate

Se repitió la medición para los seis casos. En todos menos el caso 1 del inversor, los valores obtenidos estuvieron entre $0,475 \frac{V}{\mu s}$ y $0,53 \frac{V}{\mu s}$, lo cual se encuentra dentro de un rango aceptable según la información proporcionada por la hoja de datos. En el caso 1 del inversor se obtuvo un valor de $0,338 \frac{V}{\mu s}$, considerablemente menor al especificado por el fabricante. Es posible que lo que haya

ocurrido es que la pendiente medida no correspondiera a la del Slew Rate, i.e. que se haya medido antes de que sature.

A continuación se presenta un gráfico de la máxima tensión de entrada V_{in} a diferentes frecuencias tal que no aparezcan fenómenos no lineales producto del Slew Rate. Para eso, se tomó de la hoja de datos la máxima amplitud de tensión de entrada admisible, que se halló en 32V, y para cada frecuencia se graficó el mínimo valor entre dicha tensión y la amplitud necesaria para obtener el máximo valor de Slew Rate, calculada como $A = \frac{SR}{2\pi G}$ siendo G la ganancia a esa frecuencia.

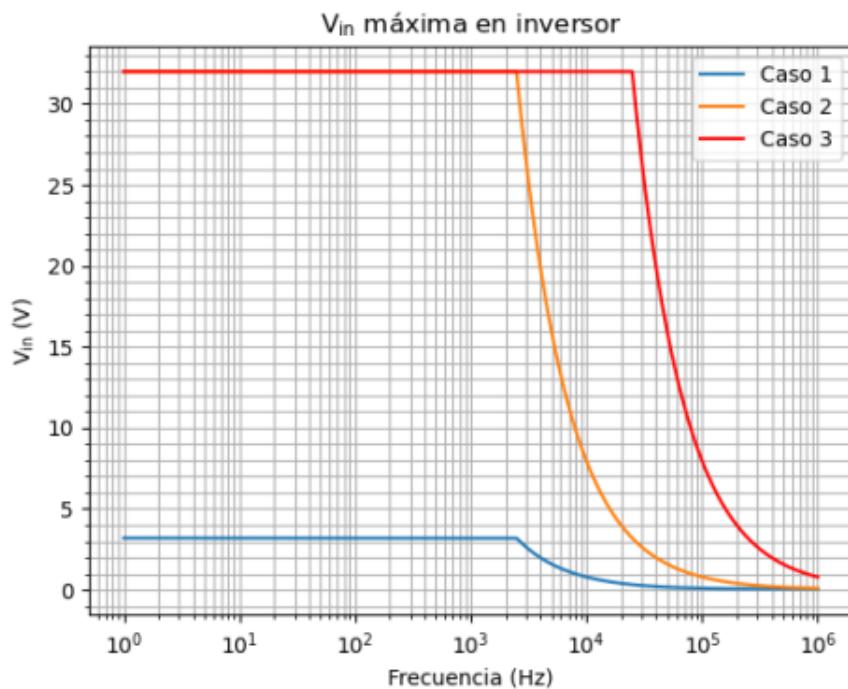


FIGURA 4.2: Tensión de entrada máxima por frecuencia - circuito inversor

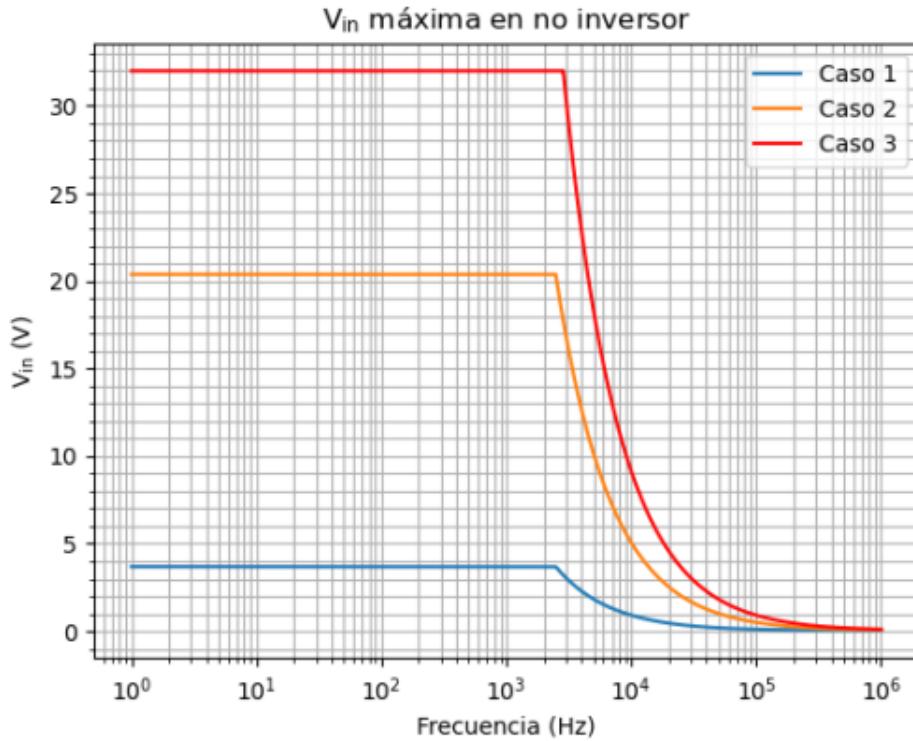


FIGURA 4.3: Tensión de entrada máxima por frecuencia - circuito no inversor

Se observa que para frecuencias bajas, la tensión máxima está limitada únicamente por la tensión máxima admisible del circuito. No obstante, al aumentar la frecuencia, el efecto del Slew Rate comienza a imponerse, estableciendo un límite para la tensión de entrada. Como predice la ecuación 4.1, la caída de V_{in} máximo es de la forma $\frac{1}{f}$ una vez que comienza a actuar el fenómeno de limitación por Slew Rate.

4.2. GBP y efectos de la frecuencia sobre A_{vol}

Una segunda característica que debe tenerse en cuenta y que ya se mencionó en secciones precedentes, es el hecho que la ganancia del amplificador no es constante en frecuencia. En efecto, uno de los parámetros del operacional es su GBP o Gain Bandwidth Product, que se define como el producto entre la máxima ganancia del operacional y el ancho de banda del mismo, siendo este último la frecuencia a la cual hay una atenuación de 3dB de la tensión de salida respecto de la de entrada. El valor de GBP puede obtenerse de la hoja de datos, y debe tenerse en cuenta al momento de elegir un amplificador que la frecuencia a la que se trabajará será considerablemente menor al ancho de banda.

4.3. Saturación

Un amplificador real precisa de una fuente de alimentación simétrica para su correcto funcionamiento. Es dicha fuente la que entrega la potencia necesaria para amplificar la señal de entrada. En

consecuencia, un operacional no será capaz de lograr una tensión amplificada de salida mayor (en módulo) a su propia tensión de alimentación. Si el valor teórico de la señal de salida supera al valor de alimentación, a la salida se observará cómo la tensión de salida satura (i.e. se hace constante) al valor de la alimentación. Es interesante notar que la tensión de saturación es en general menor que la de alimentación, lo cual se deba probablemente a caídas de tensiones internas en el amplificador.

4.3.1. DC Sweep

A continuación se construyeron nuevamente los circuitos inversor y no inversor de las secciones anteriores, y para cada uno de los casos se realizó un barrido de tensión continua entre $-9V$ y $9V$ a la entrada y se observó la salida. Según lo explicado en la sección anterior, se espera que la salida sea lineal únicamente en un rango de tensiones.

A continuación se presentan los resultados del inversor.

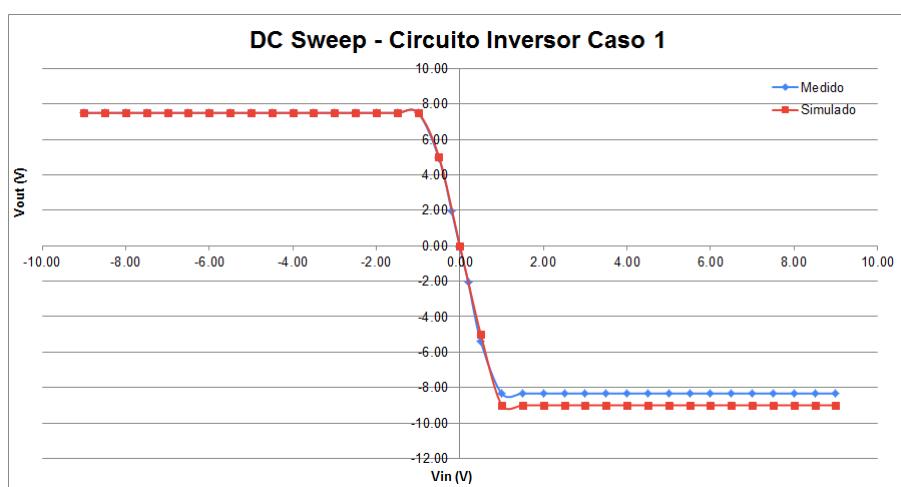


FIGURA 4.4: DC Sweep - Circuito Inversor caso 1

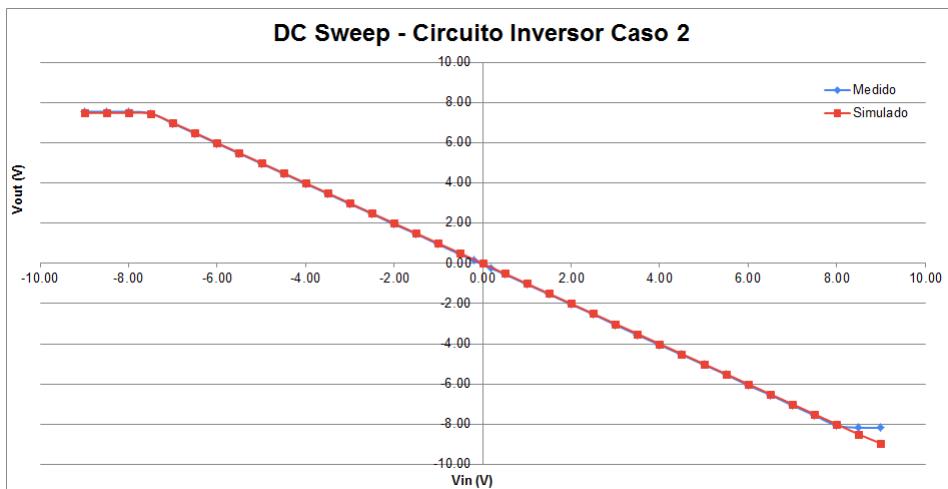


FIGURA 4.5: DC Sweep - Circuito Inversor caso 2

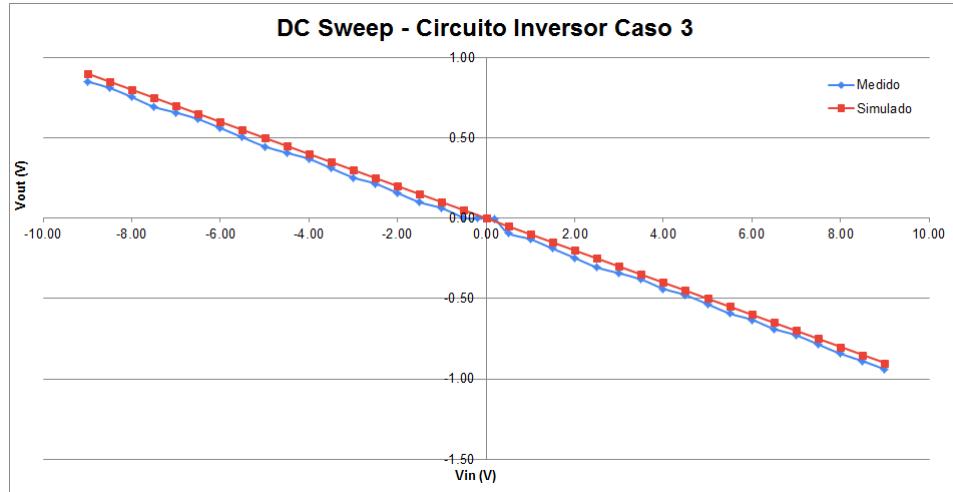


FIGURA 4.6: DC Sweep - Circuito Inversor caso 3

Se observa en los tres casos cómo, tal como se predijo en la sección anterior, la salida tiene un comportamiento lineal únicamente en un rango de tensiones de entrada. Además, como era de esperarse en el caso inversor, la tensión de salida efectivamente está invertida respecto de la de entrada, de donde la pendiente entre los valores de saturación es negativa. En particular, como la ganancia del caso 1 es mayor a la del 2 que a su vez es mayor que la del 3, se observa que la pendiente es más pronunciada en el caso 1, seguida por caso 2 y luego por caso 3.

En los tres casos hay una excelente correspondencia entre lo medido y lo simulado. La única diferencia algo apreciable surge en el caso uno, donde lo medido parece saturar a una tensión algo menor a lo simulado. Se recuerda que el valor exacto de la saturación no es exactamente $+V_{cc}$ o $-V_{cc}$, pues hay asociadas caídas de tensión en los transistores interiores al amplificador. Es posible que dicha caída no esté contemplada en el modelo de LTSpice, razón por la cual el simulado satura a prácticamente 9V, mientras que el medido lo hace un poco antes. Algo similar ocurre en el caso 2, donde se observa que lo medido satura un poco antes que lo simulado. En el tercer caso, debido a la pequeña pendiente, no se logra apreciar una diferencia en las tensiones de saturación.

Se realizó lo mismo para la configuración no inversora. Los resultados se presentan a continuación.

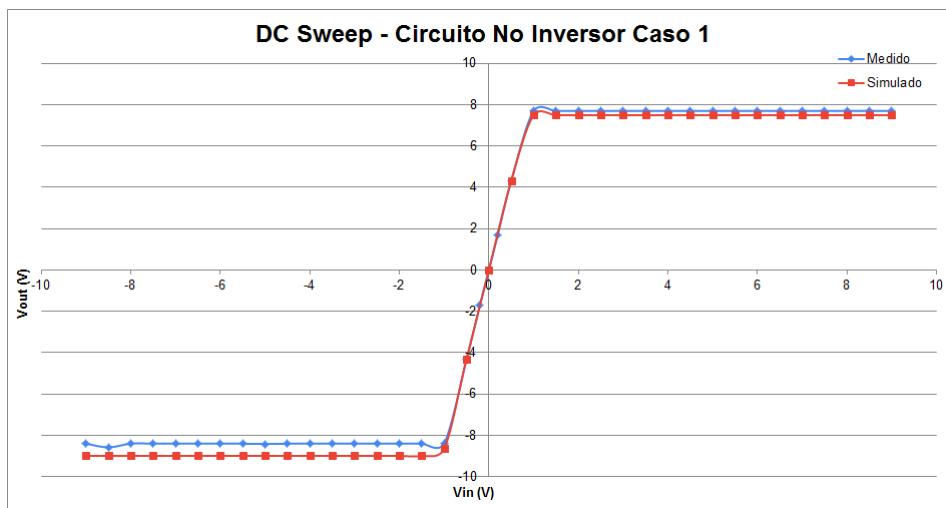


FIGURA 4.7: DC Sweep - Circuito No Inversor caso 1

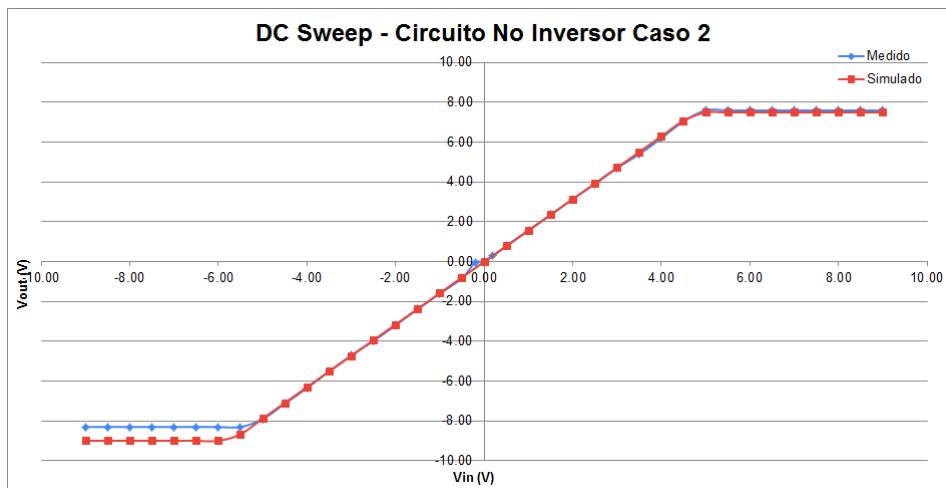


FIGURA 4.8: DC Sweep - Circuito No Inversor caso 2

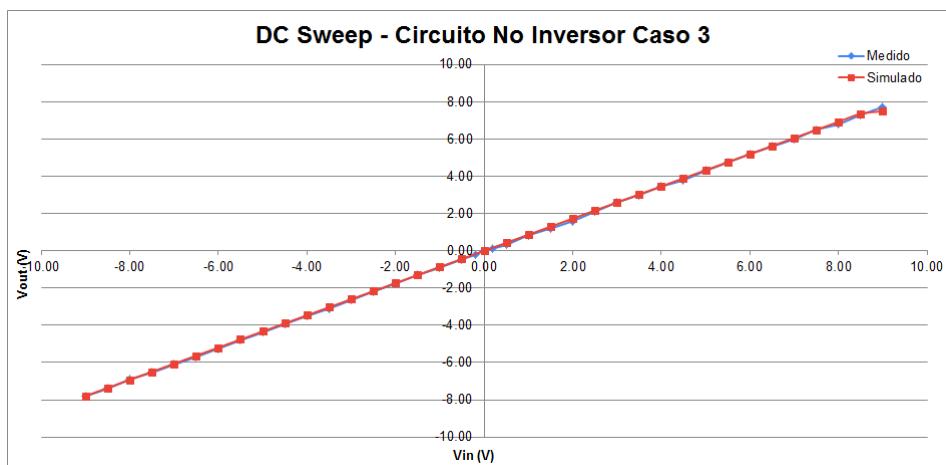


FIGURA 4.9: DC Sweep - Circuito No Inversor caso 3

Nuevamente se observa una gran correspondencia entre lo medido y lo simulado. En este caso, al tratarse del circuito no inversor, la tensión de salida está en fase con la de entrada de donde se observa una suerte de reflexión sobre el eje y de los resultados anteriores. Nuevamente es importante destacar que, como la mayor ganancia se da en el circuito 1, éste presenta la mayor pendiente. Asimismo, la pendiente del caso 2 es mayor a la del caso 3.

Se aprecian pequeñas discrepancias en las tensiones de saturación. Nuevamente las del gráfico medido son algo menores a las del simulado, por la misma razón que en el caso del circuito inversor.

4.4. Consideraciones de uso

Como se mencionó a lo largo de esta sección, al momento de utilizar un amplificador operacional uno debe tener en cuenta los diversos efectos que pueden causar que el comportamiento del mismo sea no lineal. En este trabajo se hizo uso de un operacional LM324. Como medición final, se analizará el comportamiento de dicho amplificador en situaciones donde los efectos lineales se pierden. Primero se considera como entrada una señal cuadrada de $1V_{pp}$, de valor medio 0, y frecuencia $1MHz$, aplicada sobre el caso 1 del circuito inversor. A continuación se presenta los resultados de la medición.

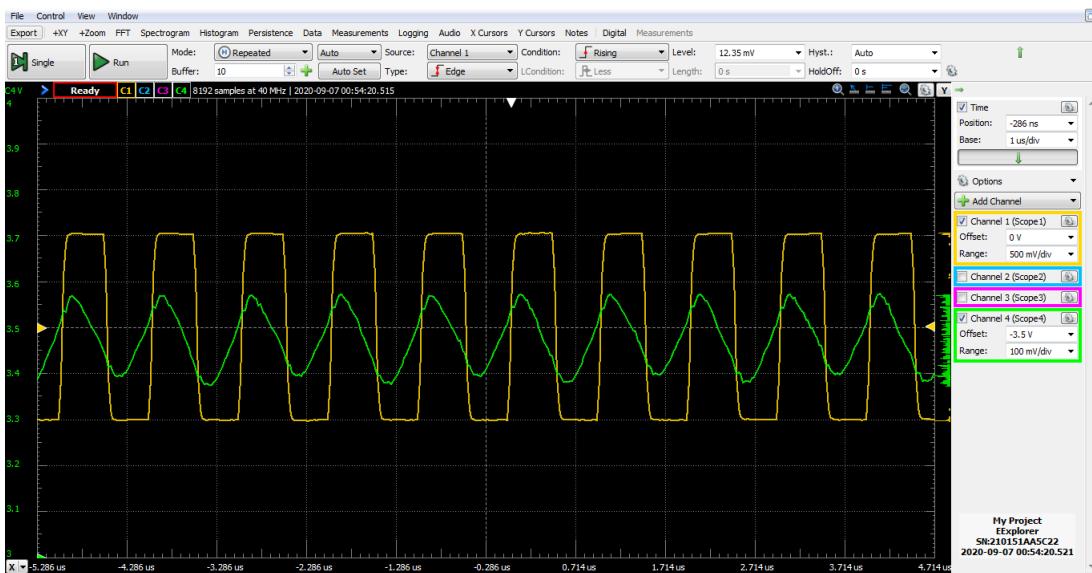


FIGURA 4.10: Respuesta del circuito a señal cuadrada de $1V_{pp}$, valor medio 0, y frecuencia $1MHz$

Se observa que la señal de salida no mantiene la forma de la señal de entrada. Esto se debe justamente a todos los fenómenos lineales mencionados anteriormente. No sólo es la señal cuadrada de gran amplitud, sino que también es de alta frecuencia. En particular, se observa que la salida tiene cierta forma triangular, de donde uno podría sugerir que el circuito está funcionando como integrador. Considerando la función transferencia del inversor de caso 1, uno podría aproximar para frecuencias mucho mayores a $500kHz$ a dicha función por una de la forma $k \cdot \frac{1}{s}$, que corresponde a la transferencia de un integrador. El hecho de que la salida no siga a la cuadrada también puede

atribuirse a los efectos del Slew Rate, que limitan la máxima pendiente que puede obtener la señal de salida. En ese caso, la pendiente observada correspondería al valor del Slew Rate del circuito. Como segundo análisis, se estudió nuevamente los efectos de una señal cuadrada de $1V_{pp}$, a frecuencia $1MHz$, pero con un offset de $0,3V$.

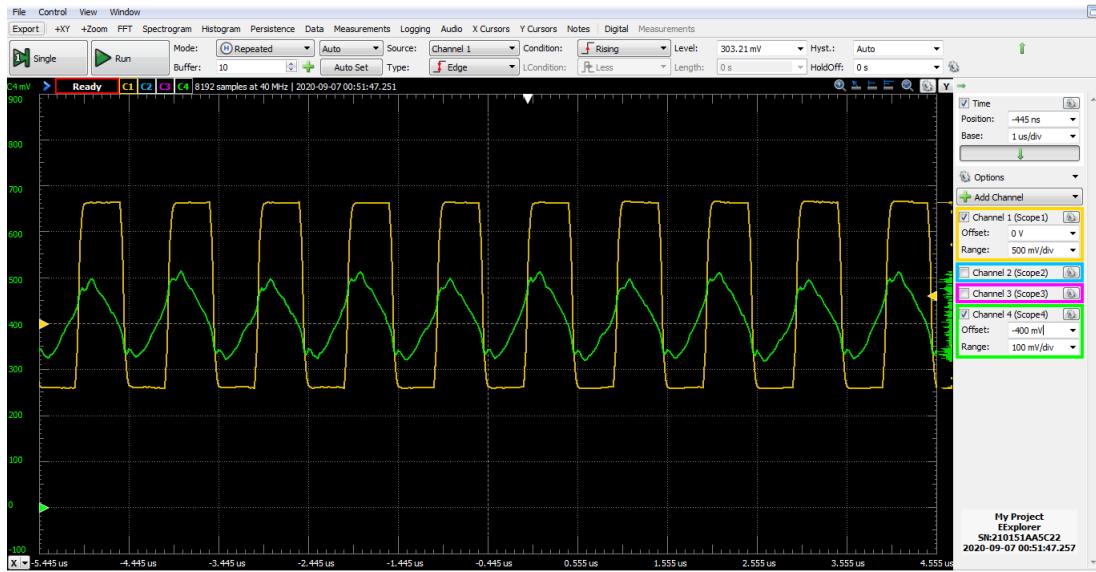


FIGURA 4.11: Respuesta del circuito a una señal cuadrada de $1V_{pp}$, con valor medio de $0,3V$ y frecuencia $1MHz$

Nuevamente se observa una respuesta similar al caso anterior. Aparecen sobrepicos que pueden deberse a las capacidades parásitas del circuito en altas frecuencias.

5. Conclusión

El trabajo realizado permitió completar un estudio detallado del comportamiento real de los amplificadores operacionales en general, y del LM324 en particular, tanto en DC como en AC. Se realizó un inicio en el estudio de la realimentación negativa y sus efectos al analizar los circuitos inversor y no inversor. Además, se comprobó la existencia del polo de compensación del operacional, y sus efectos en la respuesta en frecuencia de las distintas configuraciones. Los principales causantes de los efectos no lineales fueron examinados en detalle, y mediante simulaciones y mediciones se evidenció el efecto de los mismos en el circuito.