

1 Comportamiento de amplificadores operacionales

1.1 Introducción

Se analizaron dos circuitos con amplificadores operacionales. El primero es un circuito inversor, cuya salida es opuesta a la entrada y la amplifica o atenúa, de acuerdo a cómo se configure. El segundo es no inversor, igual que el primero, atenúa o amplifica la señal de entrada, pero no la invierte. El objetivo es evaluar las características lineales y no lineales de los amplificadores operacionales. También la respuesta en frecuencia y la respuesta distintos valores de tensiones de entrada.

1.2 Circuito inversor

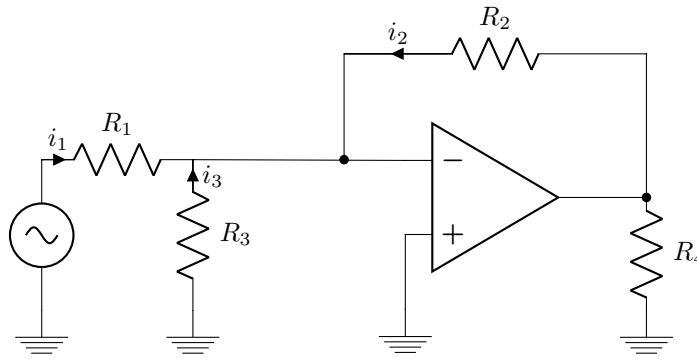


Figura 1: Esquemático del circuito Inversor

Los valores de las resistencias utilizados fueron los indicados en la Tabla 1.

Caso	$R_1 = R_3$	R_2	R_4
1	$5K\Omega$	$50K\Omega$	$20K\Omega$
2	$5K\Omega$	$5K\Omega$	$20K\Omega$
3	$50K\Omega$	$5K\Omega$	$100K\Omega$

Tabla 1: Valores de resistencias.

1.2.1 Caso A_{vol} infinito

Como A_{vol} lo consideramos infinito, $V_i = 0$ (tierra virtual). Por ende $i_3 = 0$ e $i_2 = -i_1$. Además no circula corriente por la entrada del amplificador operacional.

$$V_{out} = -\frac{i_1}{R_2} \quad (1)$$

$$i_1 = \frac{V_{in}}{R_1} \quad (2)$$

Reemplazando 2 en 1 y operando algebraicamente se obtiene:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

1.2.2 Caso A_{vol} finito

Como A_{vol} lo consideramos finito, $V^+ \neq V^-$. Se considera que no circula corriente por los terminales de entrada del amplificador operacional, debido a la alta impedancia que hay entre ellos.

$$V_{out} = -V_i \cdot A_{vol} \quad (4)$$

$$i_1 = \frac{V_{in} - V_i}{R_1} \quad (5)$$

$$i_2 = \frac{V_{out} - V_i}{R_2} \quad (6)$$

$$i_3 = \frac{-V_i}{R_3} \quad (7)$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (8)$$

Reemplazando 4, 5, 6, 7 en 8, se obtiene:

$$\frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_{out}}{R_2} + \frac{V_{out}}{A_{vol}} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) = 0$$

Operando algebraicamente, se obtiene:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{A_{vol} \cdot R_2 \cdot R_3}{A_{vol} \cdot R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_2} \quad (9)$$

Observación:

$$\lim_{A_{vol} \rightarrow \infty} (9) = -\frac{R_2}{R_1}$$

La expresión se redujo a la ganancia del circuito, con el amplificador operacional ideal (3).

1.2.3 Caso A_{vol} con polo dominante

$$A_{vol} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (10)$$

Reemplazando (10) en (9) se obtiene:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot R_2 \cdot R_3}{\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_2} \quad (11)$$

Llamando $K = R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_2$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{A_0 \cdot R_2 \cdot R_3}{A_0 \cdot R_1 \cdot R_3 + K} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\frac{s}{\omega_p} \cdot (A_0 \cdot R_1 \cdot R_3 + K)}{K}} \quad (12)$$

Despejando se obtiene la frecuencia de corte del circuito:

$$f_P = \left(\frac{A_0 \cdot R_1 \cdot R_3 + K}{K} \right) \cdot \frac{\omega_P}{2 \cdot \pi} \quad (13)$$

Observación: la ecuación (12) posee la misma forma que la función transferencia de un pasabajos.

El amplificador operacional utilizado fue el LM324 de ON Semiconductor. De la hoja de datos se obtuvieron las siguientes características del integrado:

A_0	f_P	Slew rate
$10 \cdot 10^4$	$12Hz$	$0.5 \frac{V}{\mu S}$

Tabla 2: Características del LM324

Donde A_0 es la ganancia del amplificador operacional a lazo abierto y f_P es la frecuencia de corte a lazo abierto. A partir de las tablas 1 y 2 y de ecuación 12, se calcularon las características de las tres configuraciones del circuito analizadas.

Caso	Ganancia ideal	Ganancia A_{vol} finito	Frecuencia de corte
1	-10	-9,997	$54,7KHz$
2	-1	-0,999	$386KHz$
3	-0,1	-0,099	$960KHz$

Tabla 3: Ganancia en veces y frecuencia de corte del circuito.

A continuación se graficarán los tres casos del circuito inversor, comparando la respuesta en frecuencia con A_{vol} infinito y A_{vol} con polo dominante.

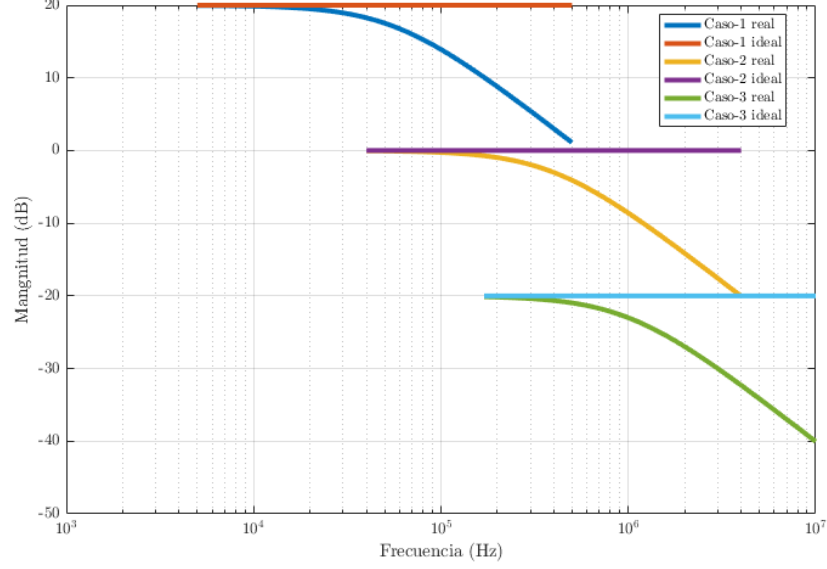


Figura 2: Comparación del módulo de la respuesta en frecuencia de los tres casos

El error relativo de considerar A_{vol} como infinito, se calculo $Error(\omega) = \frac{|GananciaA_{vol}(\omega) - GananciaA_{vol}infinito|}{|GananciaA_{vol}(\omega)|}$, de esta manera se obtuvieron los siguientes gráficos:

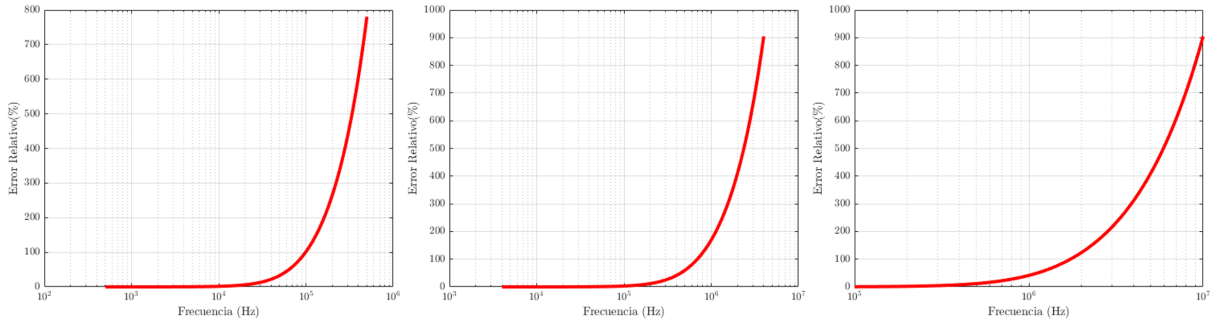


Figura 3: Error relativo porcentual, de izquierda a derecha Caso 1, Caso 2 y Caso 3

Como se observa en los tres gráficos de la figura 3, el error una década antes del polo dominante es menor que el 1% , por ende utilizando el amplificador operacional a una frecuencia menor que una década antes de la frecuencia de corte, se lo puede considerar como ideal.

1.2.4 Alinealidades del amplificador operacional

En esta sección se analizaran las alinealidades del amplificador operacional

- **Saturación:** los amplificadores operacionales poseen alimentación ($\pm V_{cc}$) externa para así poder amplificar. Por ende la salida del amplificador no puede superar a la alimentación. Si la señal de entrada fuera tal que amplificada superara la alimentación, el amplificador operacional entrega a la salida $\pm V_{cc}$. No todos los amplificadores operacionales saturan en $\pm V_{cc}$, generalmente lo hacen por debajo de dichas tensiones y no necesariamente saturan a la misma tensión, por ejemplo un Amplificador operacional es alimentado con ± 10 v, y la saturación se da a los $-8V$ y a los $9V$.
- **Slew Rate:** es la tasa de cambio de la tensión en función del tiempo. Los amplificadores operacionales poseen un slew rate máximo, a partir del cual no pueden seguir la señal de entrada y la salida se distorsiona. Para señales senoidales, la relación entre la frecuencia de entrada, la ganancia y el slew rate es $SlewRate_{max} = G \cdot A \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$, donde G es la ganancia del circuito, A es la amplitud de la señal de entrada y f es la frecuencia de la señal.
- **Crossover distortion:** los amplificadores operacionales clase B y AB (ejemplo el LM324), poseen la característica que la salida se encuentra en 0 v, cuando la tensión de entrada del operacional se encuentra entre $-0,7v$ y $0,7v$.

1.2.5 DC sweep

El DC sweep consiste en variar la tensión de entrada (corriente continua) del circuito y observar la salida. En este caso se varió la entrada entre $\pm V_{cc}(\pm 15V)$. Dicho procedimiento se realizó de la siguiente manera: en la entrada se inyectó una rampa cuya tensión variaba entre $\pm V_{cc}$ y de período 60 segundos, y la salida se midió con el osciloscopio. Luego se exportaron los datos del osciloscopio en formato CSV y se superpuso la información en el siguiente gráfico.

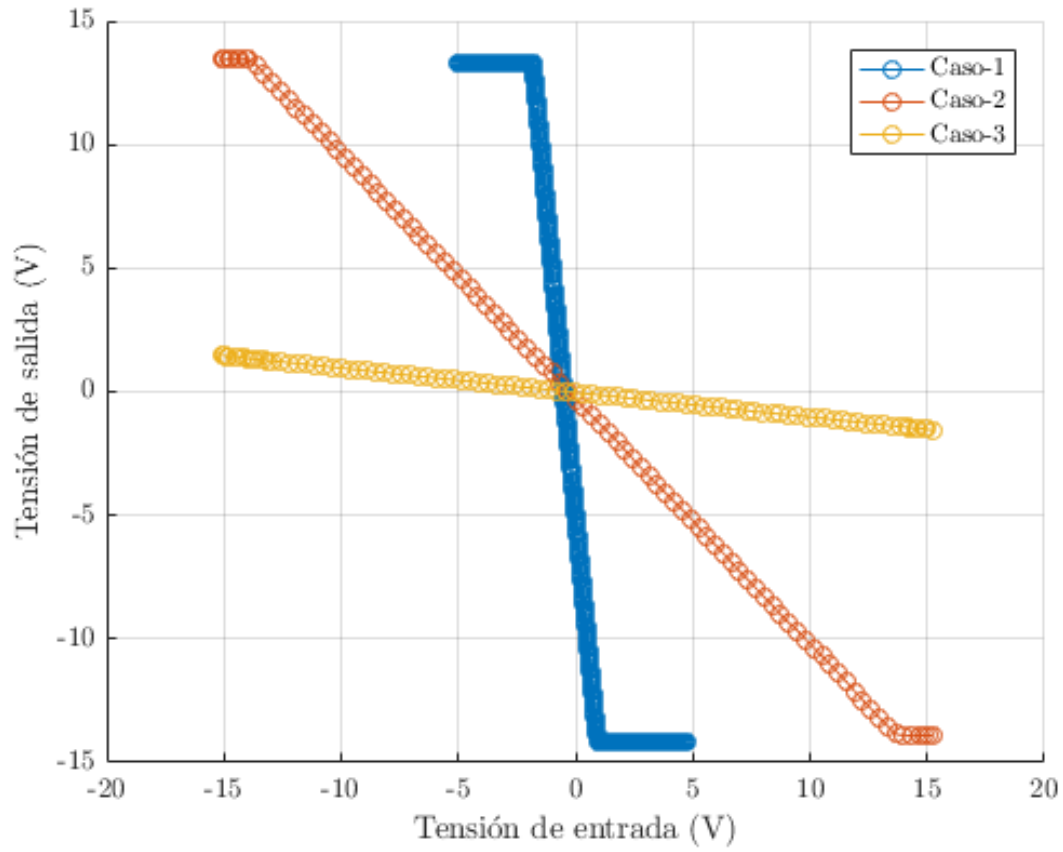


Figura 4: DC Sweep Medido

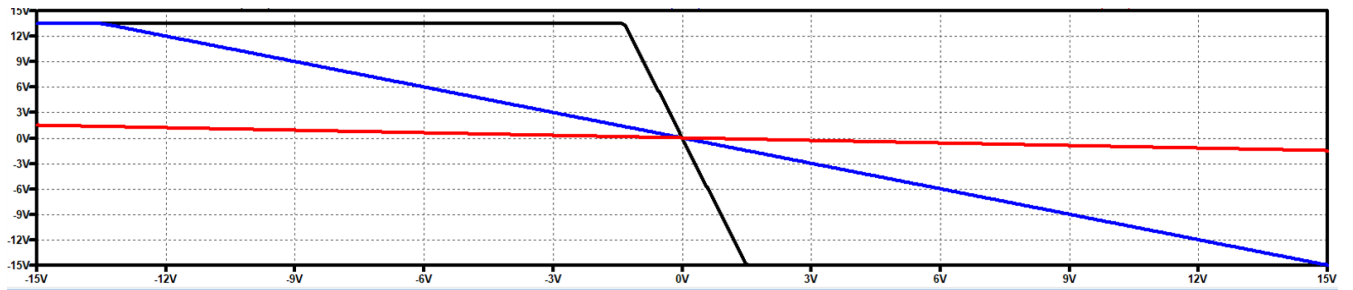


Figura 5: Dc Sweep Simulado para caso 1 (negro), caso 2 (azul) y caso 3 (rojo)

La figura 4, es la superposición de los DC sweep medidos de los tres casos. En ella se manifiesta fenómeno de la saturación del amplificador operacional, en dos de los tres casos analizados. Dependiendo

de la ganancia del circuito (pendiente de la recta), la saturación se da a distintas tensiones de entrada, a mayor ganancia (caso 1) satura a menor tensión que el circuito de menor ganancia (caso 2). Como se alimentó con $\pm V_{cc}$ el circuito 3 no se logró llegar a la saturación. Para lograrlo se tendría que haber realizado el DC sweep con tensiones del orden de 150V. Tanto en la figura 4 como en la figura 5, se observa que la saturación se da a tensiones en módulo menores que V_{CC} . Sin embargo la medición y la simulación no coinciden, esto se puede deber a que el modelo utilizado no se ajusta al amplificador operacional que se usó en el circuito.

1.2.6 Respuesta en frecuencia

La ecuación 12 es la función transferencia del circuito, como la parte real del polo es negativa el sistema es bipo-estable y para hallar la respuesta en frecuencia basta con reemplazar $s = i2\pi f$. El sistema corresponde a un circuito pasa bajos de primer orden, por ende se esperaría que las frecuencias una década menor que la frecuencia de corte no se vean atenuadas y frecuencias una década superiores a la frecuencias de corte, se vean atenuadas. En cuanto a la fase debería variar entre 180° , una década antes de la frecuencia de corte, y 90° grados una década después de la frecuencia de corte, pasando por los 135° en la frecuencia de corte.

En la medición de la respuesta en frecuencias se tuvieron que tener en cuenta las alinealidades ya mencionadas. Para que el crossover distortion no afecte las mediciones, a la señal de excitación se la montó sobre una tensión continua, tal que la señal de entrada no cruce por cero. Esto provocó que la amplitud de la señal tenga que ser menor que la esperada para que no se sature la salida. Otro factor importante a tener en cuenta es el slew rate. En base a esto la tensión de entrada quedó limitada de la siguiente manera.

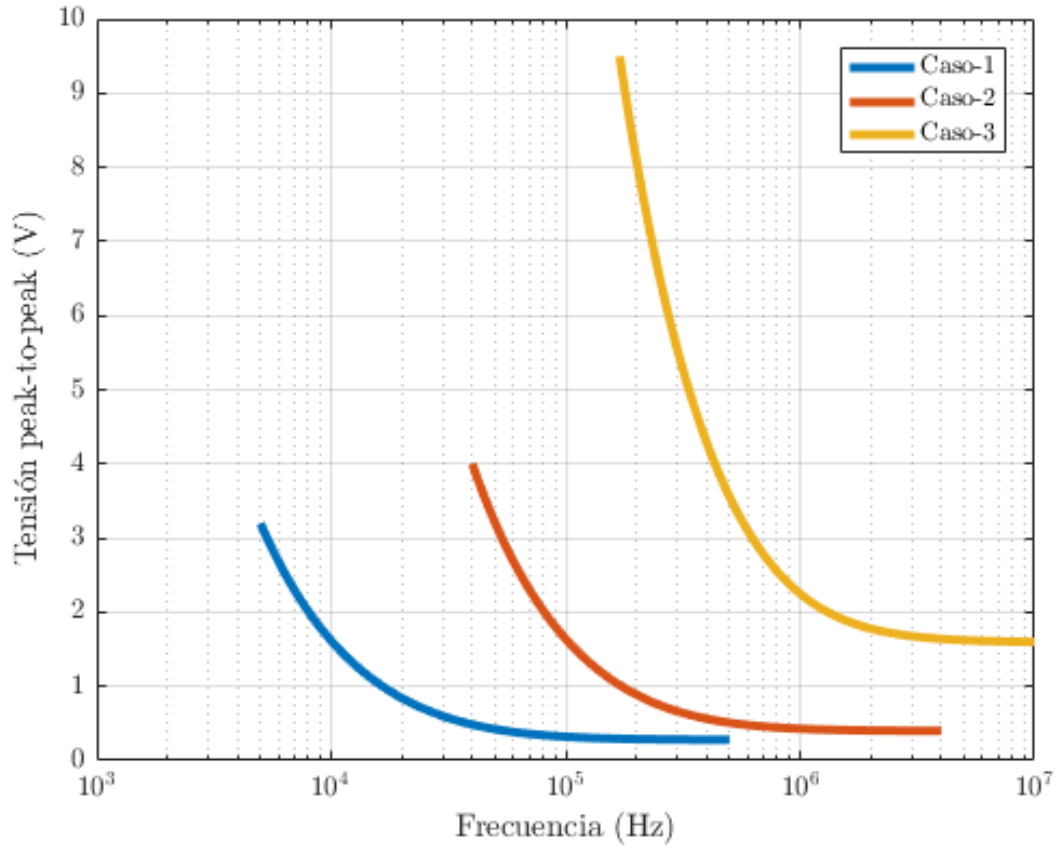
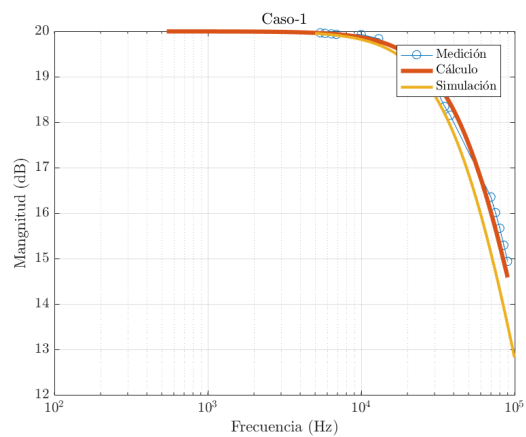


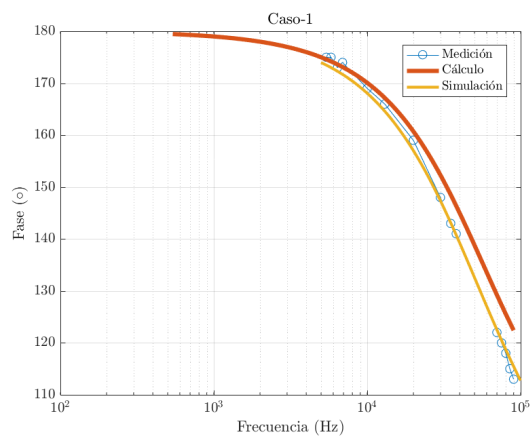
Figura 6: Tensión de entrada,slew rate

El gráfico 6 muestra la máxima tensión de entrada en cada caso, sin embargo únicamente tiene en cuenta el slew rate, entonces de acuerdo al offset de la señal se limitará la amplitud para que no haya saturación.

Teniendo en cuenta los factores mencionados se midió la respuesta en frecuencia del circuito.



(a) Magnitud



(b) Fase

Figura 7: Caso 1 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

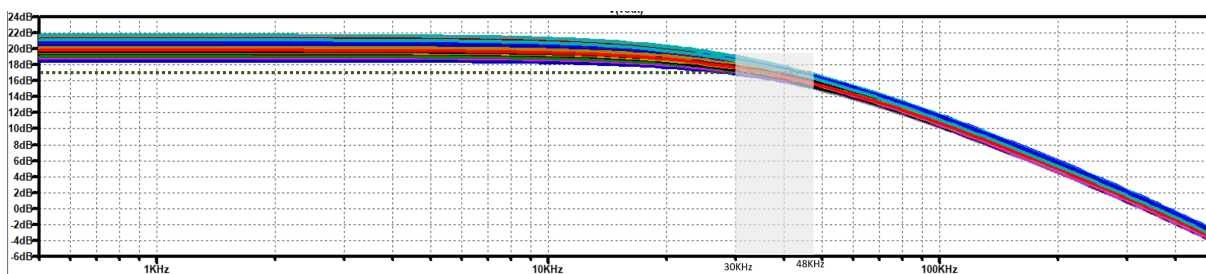
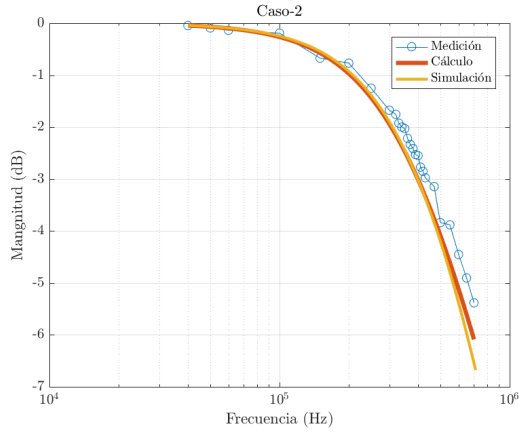
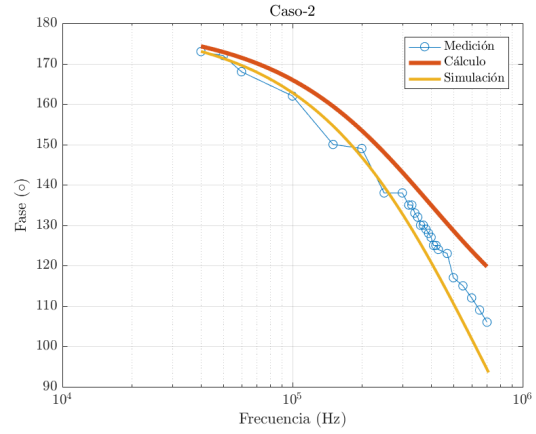


Figura 8: Montecarlo Caso-1



(a) Magnitud



(b) Fase

Figura 9: Caso 2 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

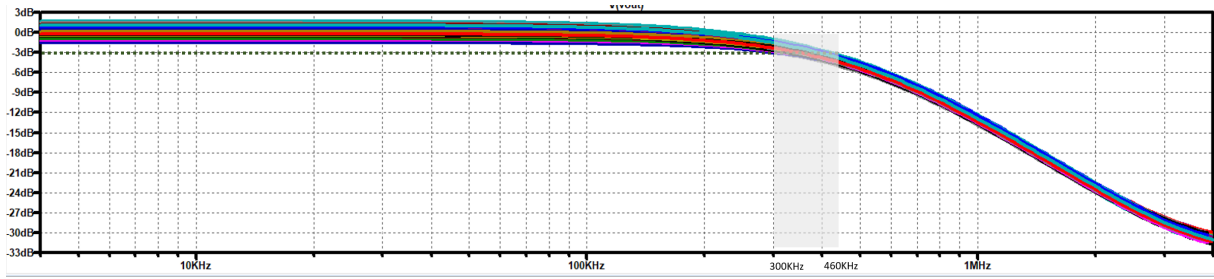


Figura 10: Montecarlo Caso-2

De las figuras 7a y 9a, obtuvimos las frecuencias de corte del circuito: $47KHz$ y $430KHz$ respectivamente. Ambas frecuencias no coinciden con las calculadas en la tabla 3. Sin embargo dichas frecuencias de corte pertenecen a los intervalos marcados en los gráficos 8 y 10. Por ende, podemos considerar que la diferencia se debe a la tolerancia de los componentes.

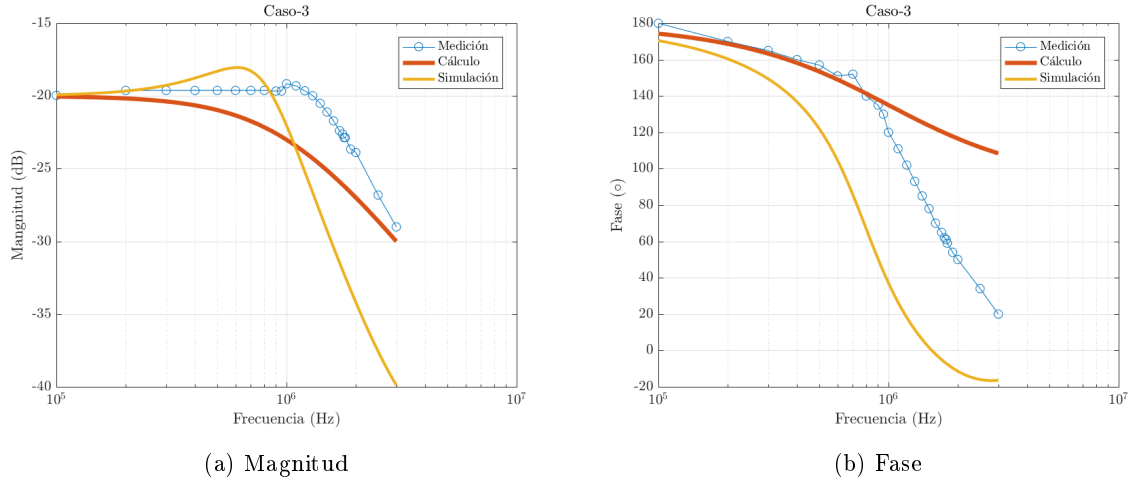


Figura 11: Caso 3 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

En la figura 11a, se observa un sobrepico cercano a la frecuencia de corte, en la medición y la simulación, sin embargo éste no se observa en los cálculos. Suponemos que este fenómeno se debe a la baja ganancia del circuito, lo que amplía su ancho de banda haciendo que el polo dominante del A_{vol} se acerque a un polo secundario, provocando el sobrepico. La diferencia que se observa entre lo simulado y lo medido se debió a que se tuvo que cambiar de modelo en Ltspice, puesto que el que se utilizó en los otros casos posee un único polo del A_{vol} .

También se puede ver el fenómeno de los dos polos, en la fase. Tal como se observa en el gráfico 11b, la fase medida y simulada varían entre 180° y 0° , lo que implica la existencia de dos polos.

1.2.7 Impedancia de entrada

Reemplazando las ecuaciones 6, 7 en 8 y despejando V_i de la ecuación 5 y reemplazando, obtengo la siguiente expresión de la impedancia de entrada del circuito, con A_{vol} finito.

$$Z_{in} = \frac{R_2 R_3 + R_1 (R_3 (A_{vol} + 1) + R_2)}{R_3 (A_{vol} + 1) + R_2} \quad (14)$$

La impedancia ideal del circuito es

$$\lim_{A_{vol} \rightarrow \infty} (14) = R_1$$

Para la medición de la impedancia de entrada del circuito, se colocó una resistencia de $100k\Omega$ en serie a la entrada, y se midió la tensión antes y después de ella. De esta manera haciendo la resta fasorial de las tensiones y conociendo la resistencia, se obtuvo la corriente. Luego dividiendo la tensión después de la resistencia por la corriente se halló la impedancia.

También se tuvieron las mismas precauciones sobre las alinealidades que en la medición de la respuesta en frecuencia.

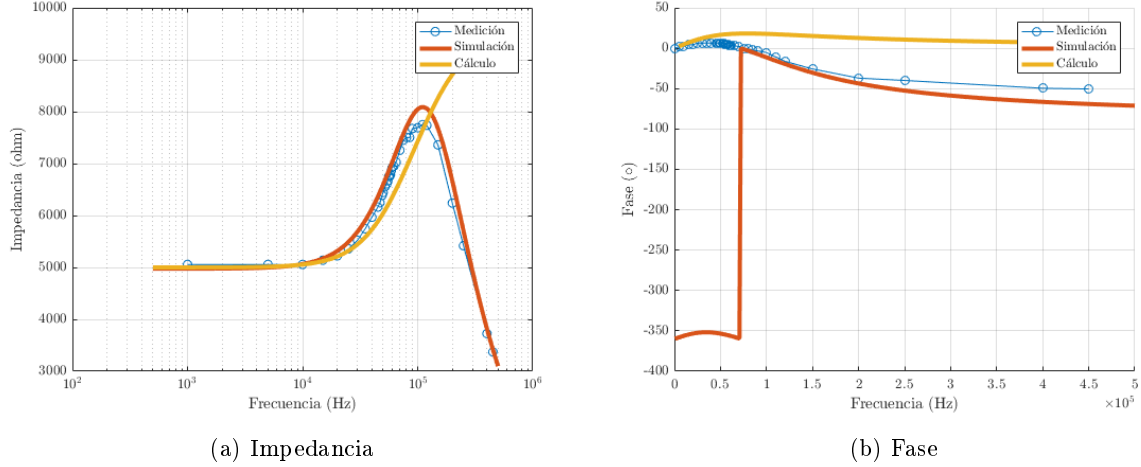
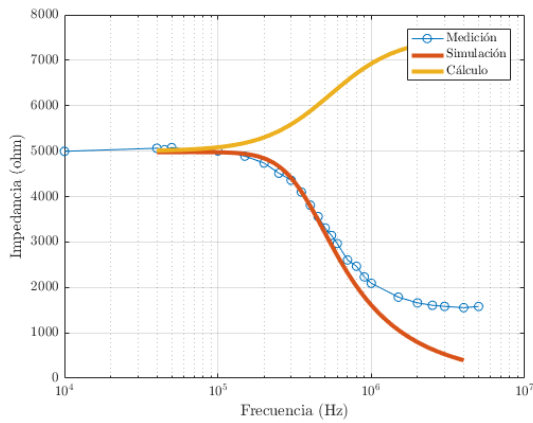


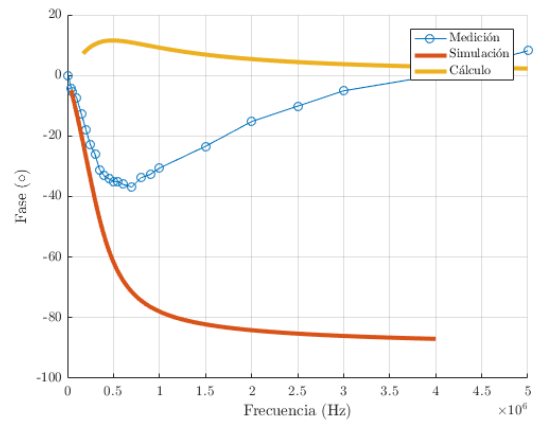
Figura 12: Caso 1 - superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada

Como se observa en el gráfico 12a, lo calculado tiene un comportamiento distinto al simulado y medido, esto se debe a que la ecuación de impedancia de entrada no tiene en consideración las dos puntas del osciloscopio utilizadas para medir la caída de tensión en la resistencia. Debido a esto, en la simulación se agregaron la puntas del osciloscopio, modeladas como el paralelo de un capacitor de $100\mu F$ y una resistencia de $1M\Omega$, ya que se midió con las puntas en por uno.

En cuanto a la fase, se observa en el gráfico 12b, que se produce un salto de fase en el simulado, dicho salto en realidad no ocurre, debido a que es de 360° .



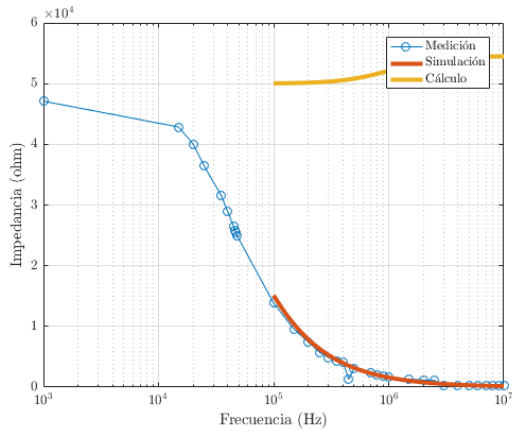
(a) Impedancia



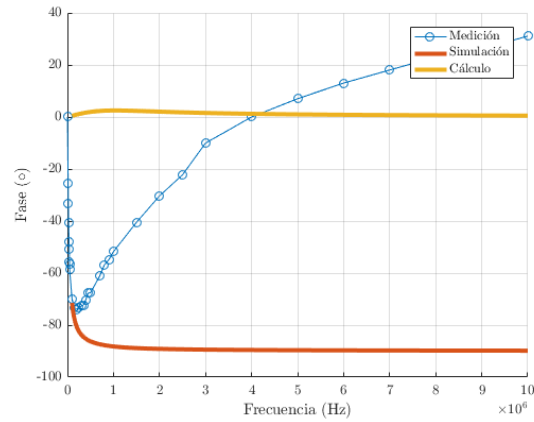
(b) Fase

Figura 13: Caso 2 - superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada

Tal como el caso anterior, se observan diferencias entre los calculado, lo simulado y lo medido. Esto se debe también a las puntas. Sin embargo en este caso no se observa sobre pico. Esto se debe a que las frecuencias en este caso son mayores y los efectos de las puntas se manifiestan antes.



(a) Impedancia



(b) Fase

Figura 14: Caso 3- superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada

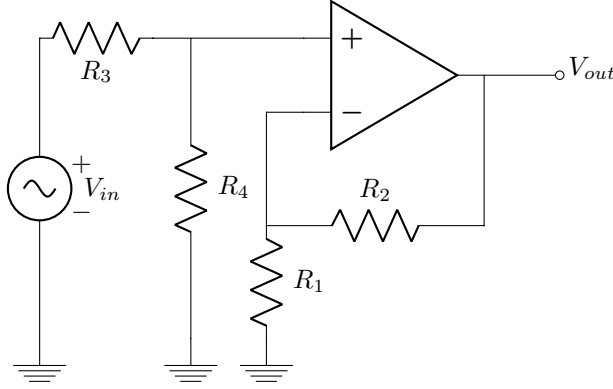
También en este caso las puntas alteraron significativamente las mediciones, tal como se observa en el gráfico 14a, la impedancia de entrada desciende en vez de aumentar.

1.2.8 Observaciones del circuito

Si la R_3 valiese cero, V^+ y V^- , valen lo mismo independientemente de la frecuencia y de la tensión de entrada. De acuerdo a la ecuación $V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-)$, la salida del opamp sería cero. Esto mismo se puede ver haciendo el límite tendiendo a cero de R_3 de la ecuación 12, la salida del operacional es cero independientemente de la entrada.

La función de la R_4 es cargar al circuito, sin embargo no puede tener cualquier valor. Como la salida del circuito tiene una tensión V_o independiente de la carga, si se conecta una resistencia de valor pequeño la corriente debería aumentar para así mantener la salida. En principio esa resistencia podría ser tan pequeña como se desee, entonces la corriente debería aumentar para mantener la tensión. Sin embargo los OpAmp reales tienen una máxima corriente de salida i_{max} , entonces se debe cumplir $R_4 > \frac{V_o}{i_{max}}$.

1.3 Circuito no inversor



Los valores de los componentes utilizados en cada caso son los indicados en la tabla 1

1.3.1 Caso A_{vol} infinito

Considerando que a través de V^+ y V^- , no circula corriente. Debido a A_{vol} infinito, $V^+ = V^-$.

$$V^+ = V^- \quad (15)$$

$$\frac{V^+}{R_4} = \frac{V_{in}}{R_3 + R_4} \quad (16)$$

$$\frac{V^-}{R_1} = \frac{V_{out}}{R_1 + R_2} \quad (17)$$

Reemplazando 16 , 17 en 15 y operando, se obtiene la ganancia del circuito ideal

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)} \quad (18)$$

1.3.2 Caso A_{vol} finito

Consideramos que la impedancia de entrada del ppamp es muy alta, por ende no circula corriente entre V^+ y V^- .

$$V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-) \quad (19)$$

Reemplazando 16 , 17 en 19 y operando, se obriene la ganacia del circuito con A_{vol} finito.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_{vol}R_4(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2 + A_{vol}R_1)(R_3 + R_4)} \quad (20)$$

Observación:

$$\lim_{A_{vol} \rightarrow \infty} (20) = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)}$$

La expresión se redujo a la ganancia del circuito con el amplificador operacional ideal (18).

1.3.3 Caso A_{vol} con polo dominante

$$A_{vol} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (21)$$

Reemplazando 21 en 20 y operando, se obtine la ganancia del circuito en funcion de la frecuencia

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_{vol}R_4(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2 + A_{vol}R_1)(R_3 + R_4)} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p(R_1(A_0) + R_2)}} \quad (22)$$

Despejando se obtiene la frecuencia de corte del circuito:

$$f_P = \frac{\omega_p(R_1(A_0 + 1) + R_2)}{(R_1 + R_2)2\pi} \quad (23)$$

A partir de las ecuaciones 22y23, la tabla 2 y de los valores de los componentes, se calculó siguiente tabla.

Caso	Ganancia ideal	Ganancia A_{vol} finito	Frecuencia de corte
1	8.8	8.799	109KHz
2	1.6	1,599	600KHz
3	0.733	0.733	1100KHz

Tabla 4: Ganancia en veces y frecuencia de corte del circuito.

A continuación se graficarán los tres casos del circuito inversor, comparando la respuesta en frecuencia con A_{vol} infinito y A_{vol} con polo dominante.

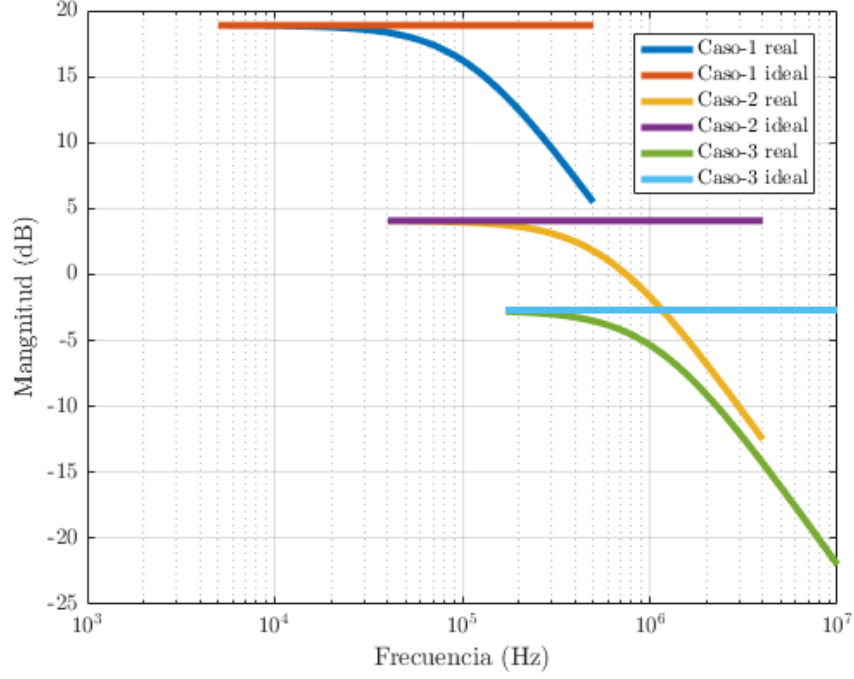


Figura 15: Comparación del módulo de la respuesta en frecuencia de los tres casos

El error relativo de considerar A_{vol} como infinito, se calculo $Error(\omega) = \frac{|Ganancia_{A_{vol}(\omega)} - Ganancia_{A_{vol} infinito}|}{|Ganancia_{A_{vol}(\omega)}|}$, de esta manera se obtuvieron los siguientes gráficos:

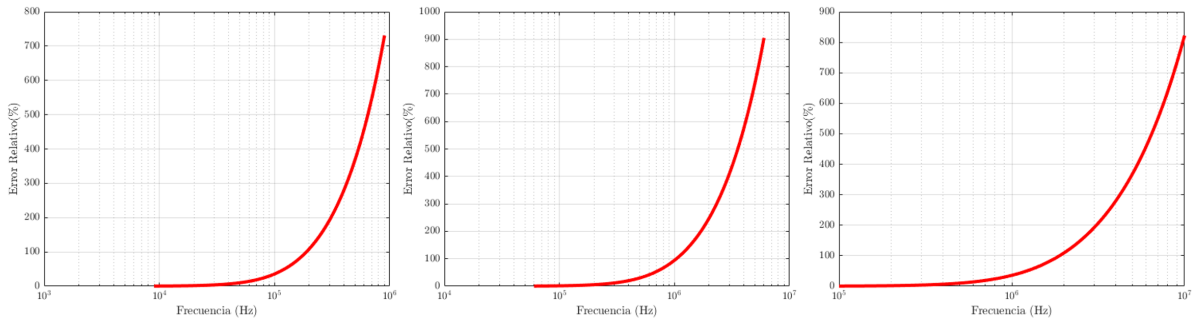


Figura 16: Error relativo porcentual. De izquierda a derecha: caso 1, caso 2 y caso 3

Tal como ocurrió en el circuito inversor, se puede usar la aproximación del opamp como ideal cometiendo un error menor que el 1%, a frecuencias una década por debajo de la frecuencia de corte.

1.3.4 DC sweep

La medición del DC sweep se realizó de la misma manera que el circuito inversor, mediante el osciloscopio y el generador de funciones. También se alimentó al OpAmp con $\pm 15V$ y la tensión de entrada varió en ese mismo rango.

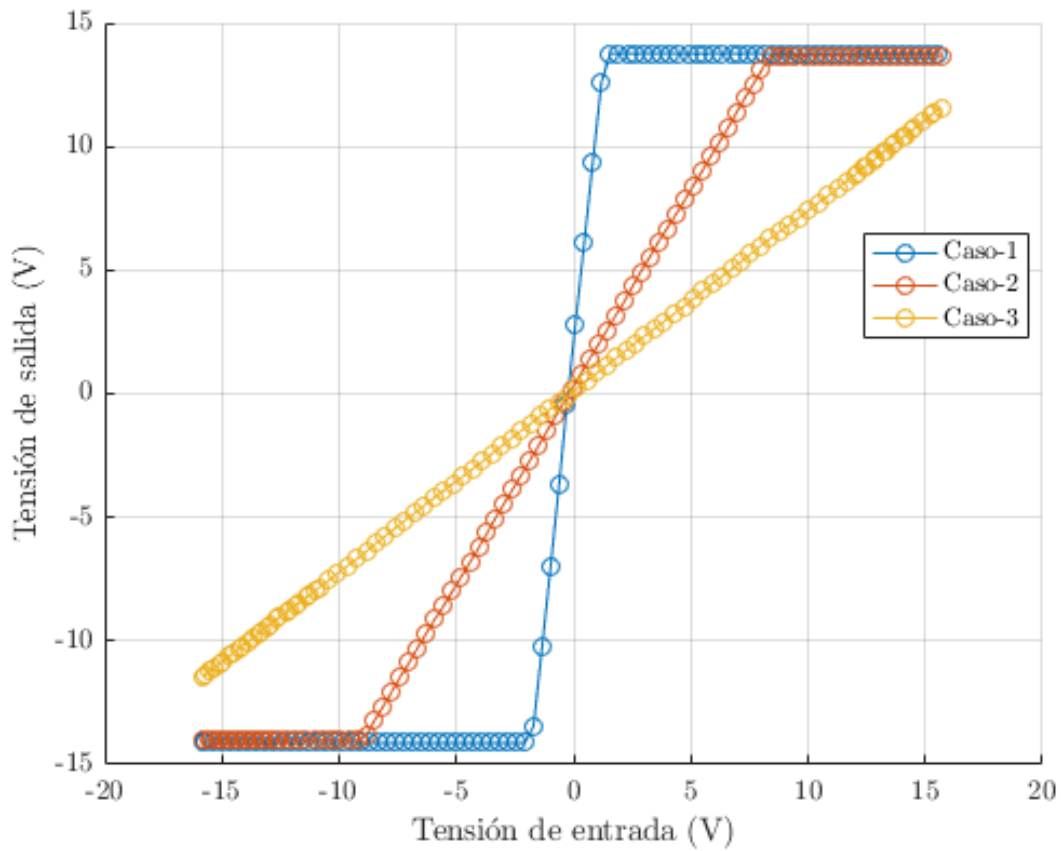


Figura 17: DC Sweep medido

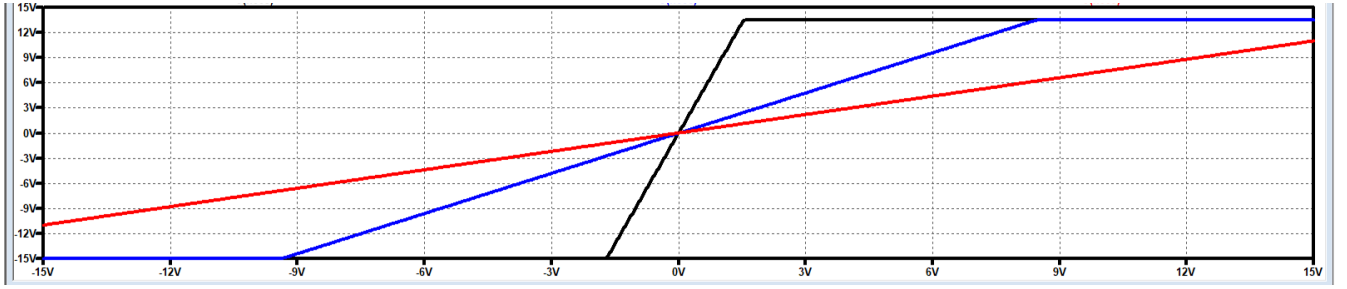


Figura 18: DC Sweep simulado para caso 1 (negro), caso 2 (azul) y caso 3 (rojo)

Tal como se observa en ambas figuras, la saturación del opamp, en los casos 1 y 2. Esto se debe a su alta ganancia en comparación a la tensión de entrada. Para poder haber observado la saturación del caso 3, la tensión de entrada debería haber sido de $\pm 25V$. También se puede observar que la saturación no se da a la misma tensión en las tensiones de salida positivas y las negativas.

A partir de la pendiente de las rectas se puede inferir cuál es la ganancia en veces del circuito.

1.3.5 Respuesta en frecuencia

La ecuación 22 es la función transferencia del circuito, como el polo de la función posee su parte real negativa y el grado del denominador es mayor que el numerador el sistema es BIBO estable. Por ende, para hallar la respuesta en frecuencia, basta reemplazar $S = i2\pi f$. Dicha función transferencia corresponde a un pasa bajos de primer orden, por ende se esperarían los siguientes comportamientos:

- La fase varía entre $0^\circ(0.1f_P)$ y $-90^\circ(10f_P)$.
- La magnitud en f_P cae 3dB y luego 20 dB por década.

En la medición de la respuesta en frecuencia se tuvieron en consideración las alinealidades. Para evitar el crossover distortion se agregó una tensión de offset tal que la señal de entrada no pase por $0V$. Además se controló la amplitud de la señal de entrada para evitar la saturación y a medida que aumentaba la frecuencia, dicha amplitud se redujo para evitar el slew rate.

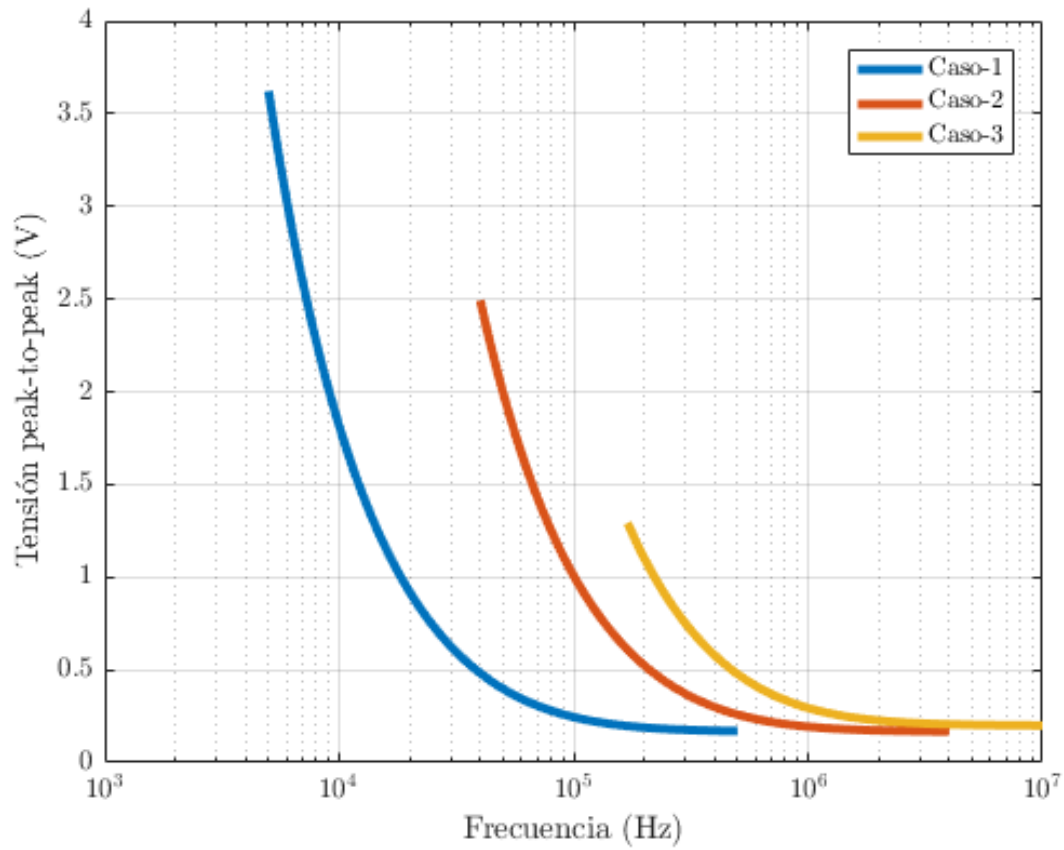
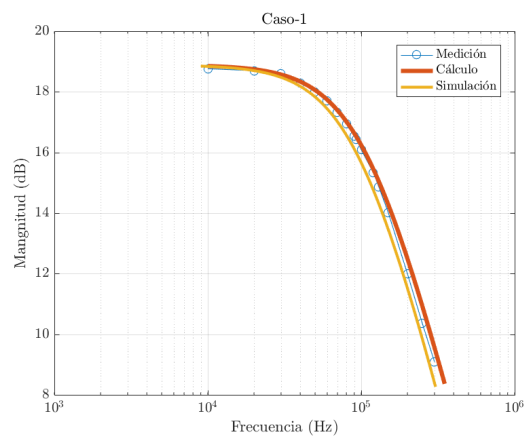
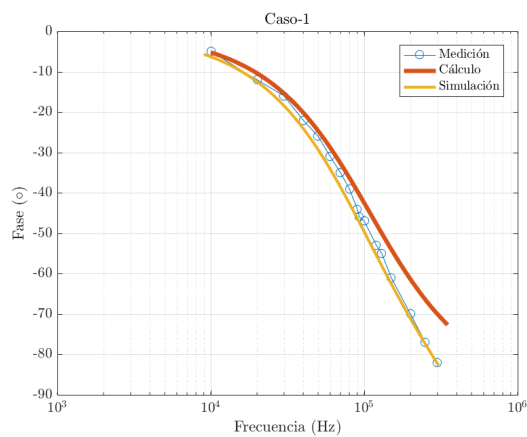


Figura 19: Tensión de entrada, slew rate

La figura 19 muestra la máxima tensión peak-to-peak de entrada, sin que haya slew rate. Sin embargo las mediciones se realizaron con tensiones menores a las indicadas en el gráfico, puesto que en él no se tiene en cuenta la saturación y el offset.



(a) Magnitud



(b) Fase

Figura 20: Caso 1 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

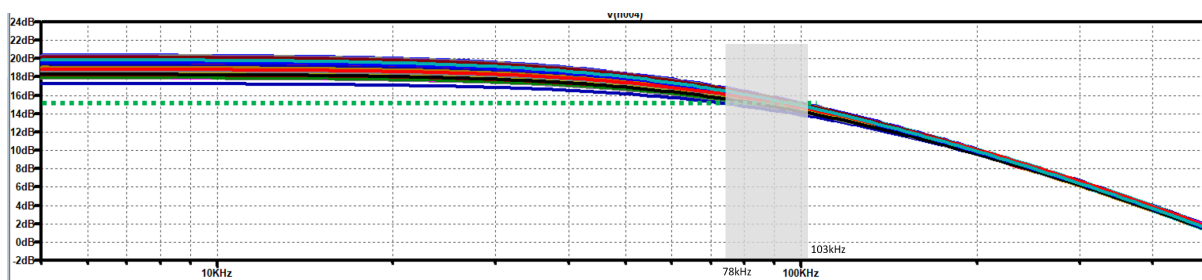
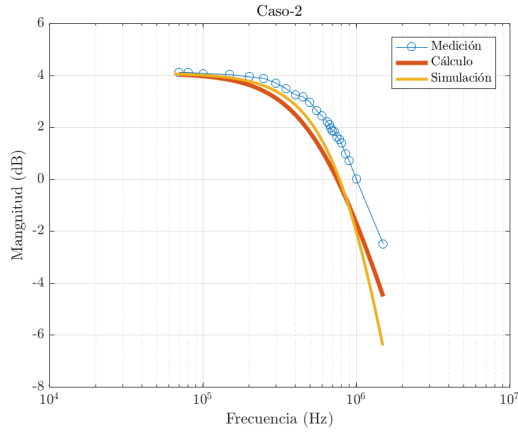
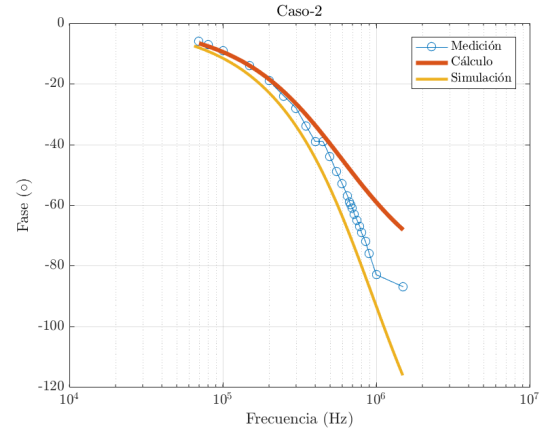


Figura 21: Montecarlo Caso-1



(a) Magnitud



(b) Fase

Figura 22: Caso 2 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

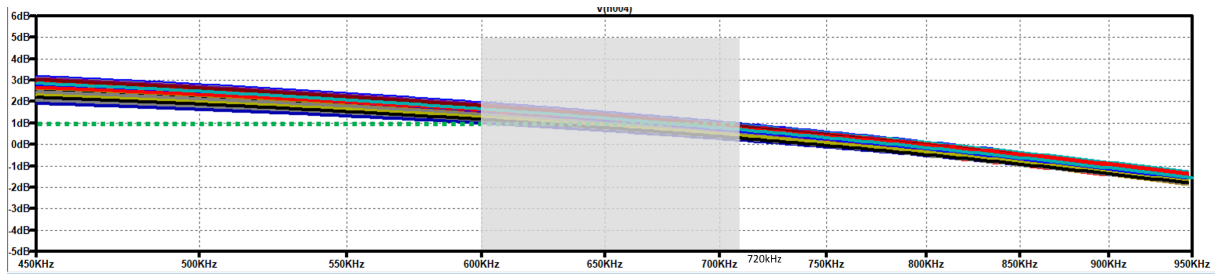


Figura 23: Montecarlo Caso-1

En los casos 1 y 2, el comportamiento del circuito fue el esperado en cuanto a magnitud y fase. De los gráficos 20a y 22a obtuvimos las frecuencias de corte del circuito 96kHz y 700 kHz respectivamente. Ambas frecuencias no coinciden con las calculadas en la tabla 4. sin embargo dichas frecuencias de corte pertenecen a los intervalos marcados en los gráficos 21 y 23 , por ende podemos considerar que la diferencia se debe a la tolerancia de los componentes.

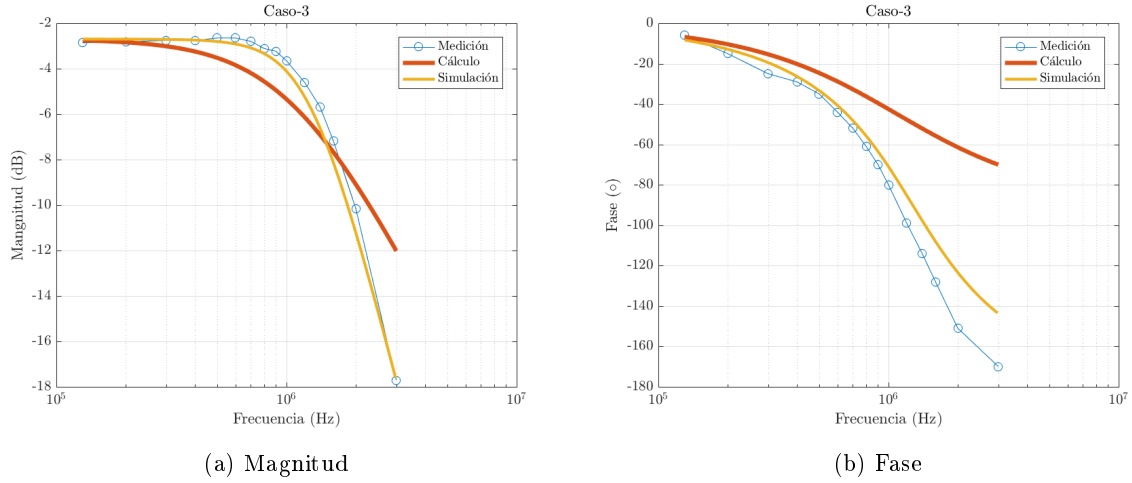


Figura 24: Caso 3 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

En el caso 3, el comportamiento del circuito no era el esperado, la fase varía entre 0° y -180° , y la ganancia cae 40 dB por década, tal como se observa en la figura 24. Este comportamiento corresponde a un pasa bajos de orden 2. Suponemos que esto se debe a que se está manifestando un segundo polo del A_{vol} .

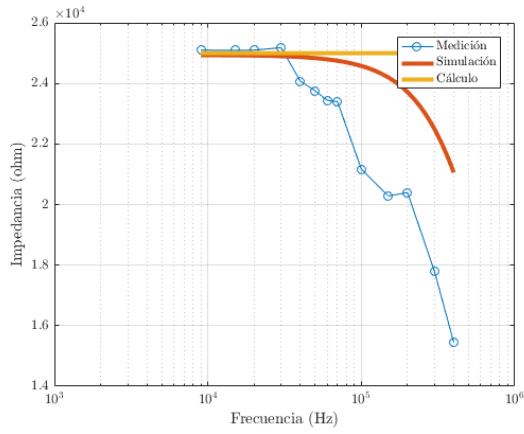
1.3.6 Impedancia de entrada

Como no circula corriente entre los terminales V^+ y V^- del opamp, considerándolo ideal, con A_{vol} finito y con polo dominante, la impedancia de entrada es la misma.

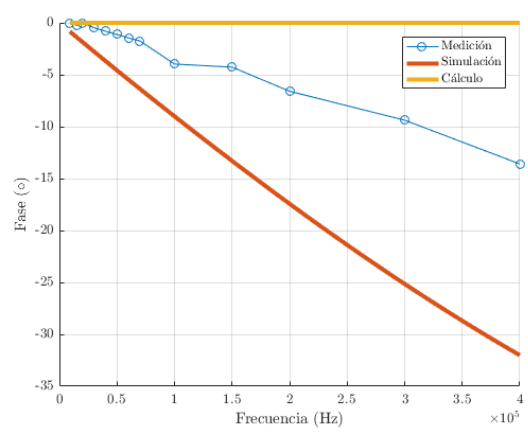
$$Z_{in} = R_3 + R_4 \quad (24)$$

Para la medición de la impedancia de entrada se colocó una resistencia de $33K\Omega$ a la entrada del circuito, para los casos 1 y 2, para el caso 3 se utilizó una resistencia de $220K\Omega$. Estos valores se eligieron ya que el orden de magnitud coincide con el de la impedancia teórica del circuito.

En la medición se tuvieron las mismas precauciones que en la respuesta en frecuencia, en cuanto a las alinealidades.

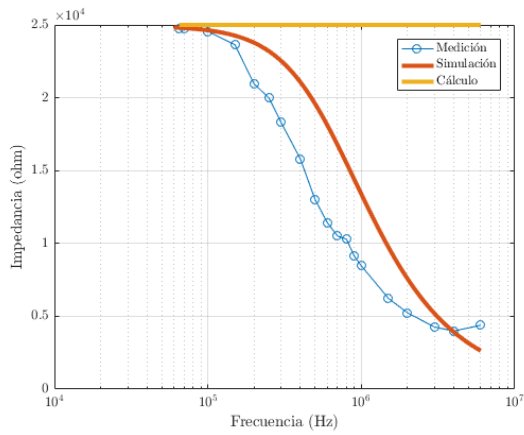


(a) Impedancia

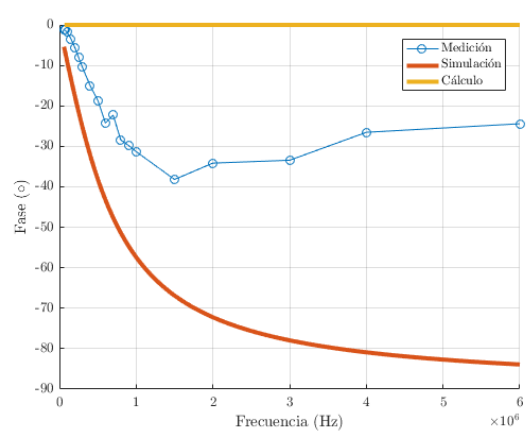


(b) Fase

Figura 25: Caso 1 - superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada



(a) Impedancia



(b) Fase

Figura 26: Caso 2 - superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada

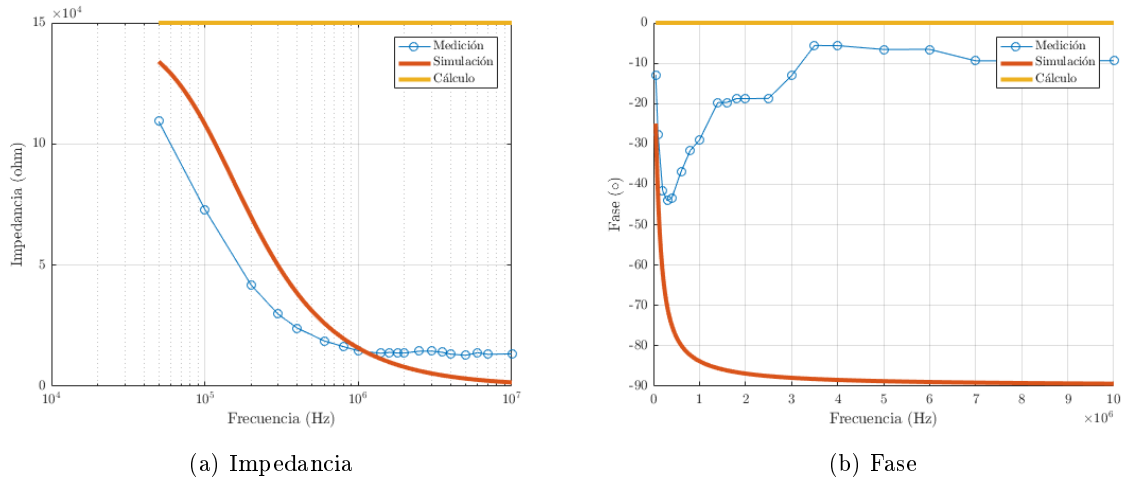


Figura 27: Caso 3 - superposición Impedancia de entrada medida, simulada, calculada

En los tres casos se observa el mismo comportamiento, la impedancia en vez de mantenerse constante, tal como muestra el cálculo, decrece, como lo indica la simulación y lo medido. Esto se debe a que los cálculos no tienen en cuenta las puntas del osciloscopio (se midió con puntas por 10), que la simulación sí las tiene. Las puntas se modelaron como el paralelo de una resistencia de $10M\Omega$ y un capacitor de $10pF$. A pesar de la baja capacidad de la punta, a medida que la frecuencia aumenta la impedancia de la punta disminuye y como se conectaron en paralelo con el circuito, a medida que disminuía bajaba la impedancia.

1.3.7 Observaciones del circuito

En el caso que R_3 valga cero, la ganancia del circuito se altera de la siguiente manera $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1}$, en contraposición al caso del circuito inversor, la salida del opamp no es cero, y depende de la tensión de entrada y la frecuencia. Tampoco la ganancia del circuito depende de la resistencias R_4 .

1.4 Conclusión

Es importante tener presente las alinealidades en el uso del OpAmp, debido a que alteran altamente el comportamiento esperado. También las puntas del osciloscopio alteran las mediciones si su impedancia es comparable con el circuito, este fenómeno se manifestó en la mediciones de la impedancia de entrada.

En cuanto al GBP, a una misma ganancia y aumentado el GBP, también aumenta la frecuencia de corte, es decir el OpAmp se comporta como ideal a mayores frecuencias.

Teniendo en cuenta los factores ya mencionados, es posible considerar al opamp como ideal en un rango de frecuencias y tensiones.