

1 OpAmp

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 como 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 a distintos valores de tensiones de entrada.

1.2 Circuito inversor

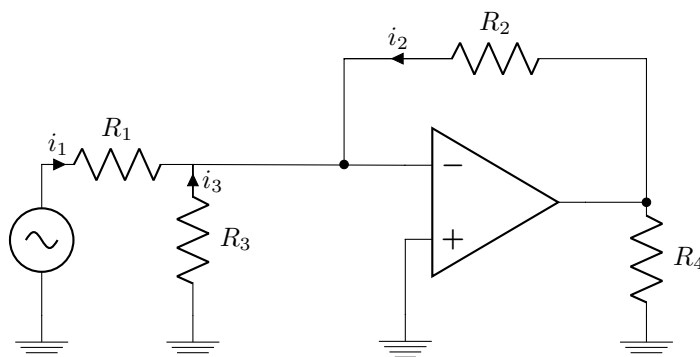


Figura 1: Esquemático del circuito Inversor

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	$50K\Omega$	$5K\Omega$	$100K\Omega$

Table 1: Valores de resistencias.

algo desir
alog

1.2.1 Caso A_{vol} infinito

Como A_{vol} lo consideramos infinito, $V_i = 0$ (tierra virtual). Por ende $i_3 = 0$ e $i_2 = -i_1$, Ademas 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:

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

Observacion

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

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

1.2.3 Caso A_{vol} con polo dominante

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

Reemplazando (10) en (9) se obtiene:

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

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

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

Despejando se obtiene la frecuencia de corte del circuito:

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

Observacion: la ecuacion (12) posee la misma forma que la funcion transferencia de un pasabajas.

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
$10 \cdot 10^4$	$12Hz$

Table 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	$960KHz$

Table 3: Ganancia y frecuencia de corte del circuito. La ganancias es en veces.

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.

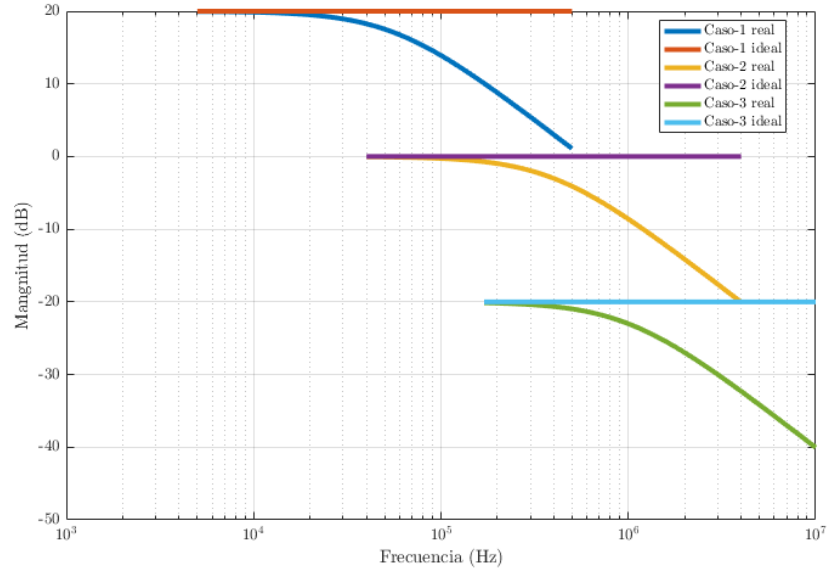


Figura 2: Comparación del modulo de la respuesta en frecuencia de los tres casos

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

poner graficos de fase?

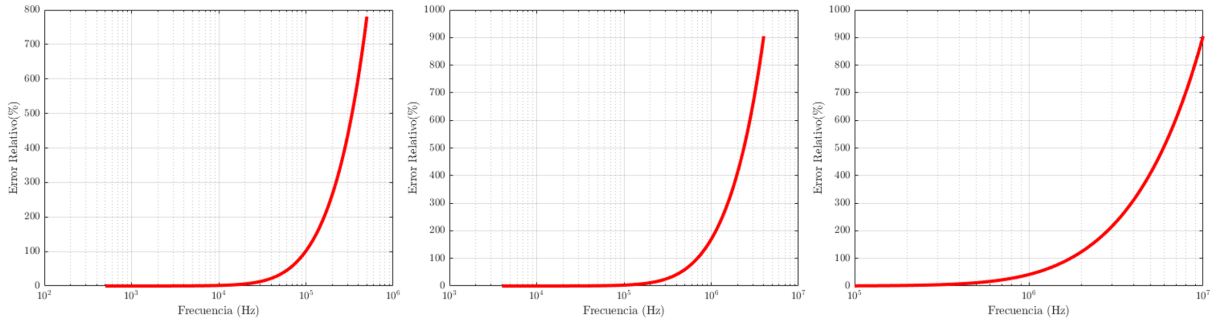


Figura 3: Error relativo porcentual, de izquierda a derecha Caso 1, Caso 2 y Caso 3

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

1.2.4 Alinealidades del Amplificador Operacional

En esta seccion se analizaran las alinealidades del Amplificador operacional

- Saturacion, los amplificadores operacionales poseen alimentacion ($+ - V_{cc}$) externa para asi poder aplicar. Por ende la salida del amplificador no puede superar a la alimentacion. Si la señal de entrada fuera tal que aplicada superara la alimentacion, el amplificador operacional entrega a la salida $+o - V_{cc}$. No todos los amplificadores operacionales saturan en $+ - V_{cc}$, generalmnete lo hacen por devajo de dichas tensiones y no necesariamente saturan a la misma tension, por ejemplo un Amplificador operacional es alimnetado con ± 10 v, y la saturacion se da a los -8 v y a los 9v.
- Slew Rate, es la tasa de cambio de la tension en funcion del tiempo. Los amplificadores Operacionales poseen un slew rate maximo, a partir del cual no pueden seguir la señal de entrada y la salida se distorciona. Para señales senoidales, la relacion 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 tension de entrada del operacional se encuentra entre -0,7 v 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 periodo 60 segundos, y la salida se midió con el osciloscopio. Luego se exportaron los datos del osciloscopio en formato CSV y se supepuso la informacion en el siguiente grafico.

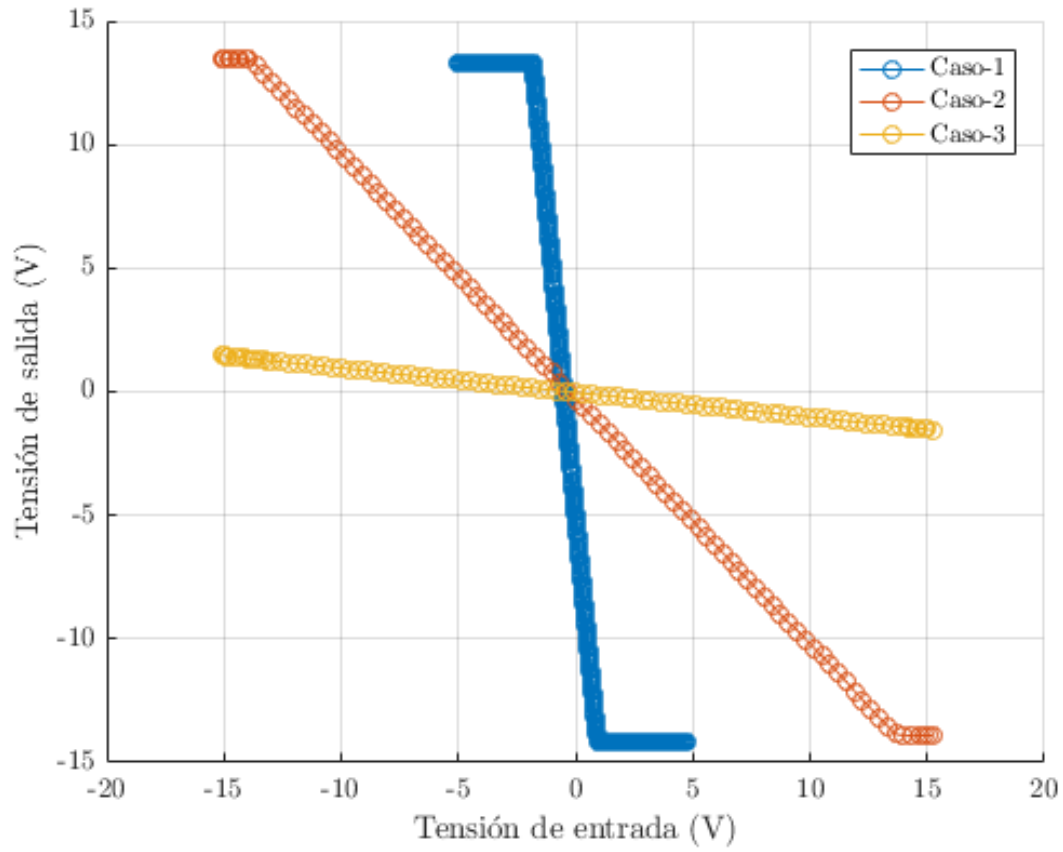


Figura 4: Dc Sweep Medido

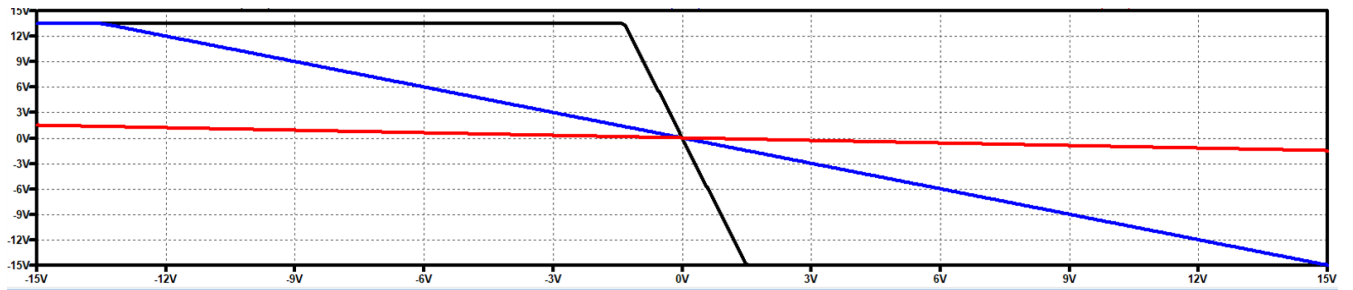


Figura 5: Dc Sweep Simulado, el grafico negro corresponde al Caso 1, el azul al Caso 2 y el rojo al Caso 3

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 150 V. Tanto en la figura 4 como en la figura 5, se observa que la saturación se da a tensiones en módulo menores que VCC. 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 $s=i\omega$. 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 monto 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 quedo limitada de la siguiente manera.

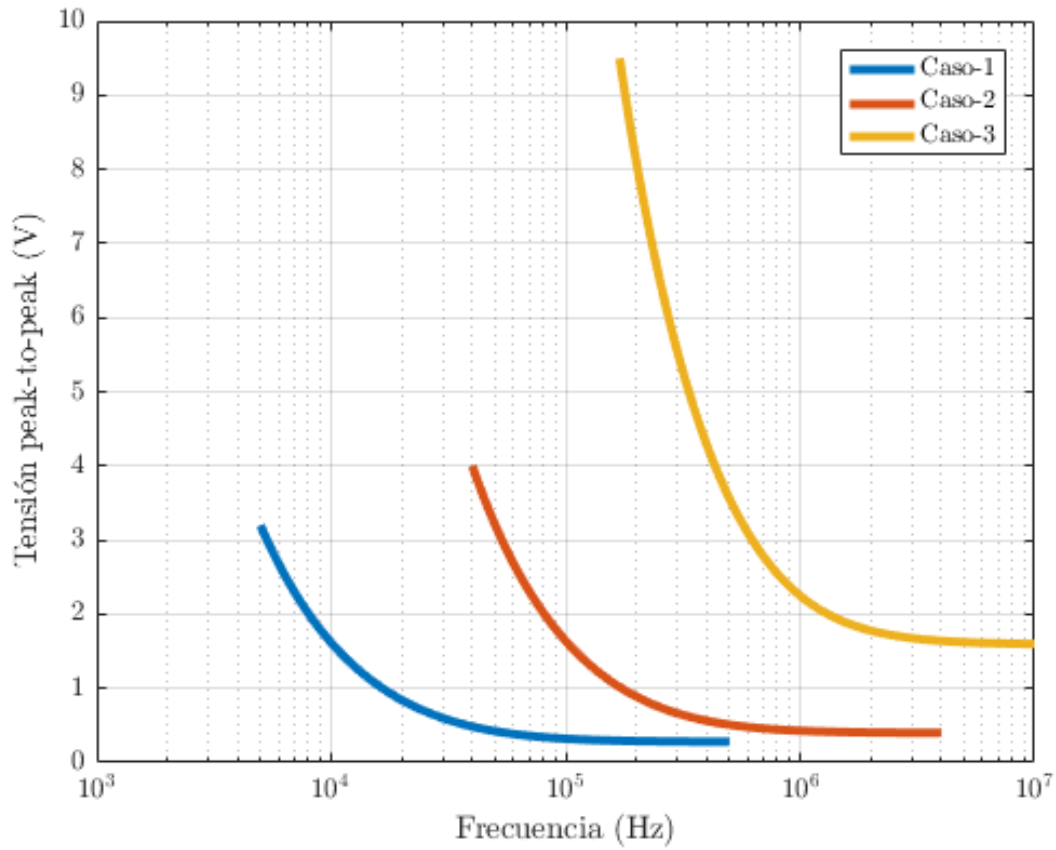
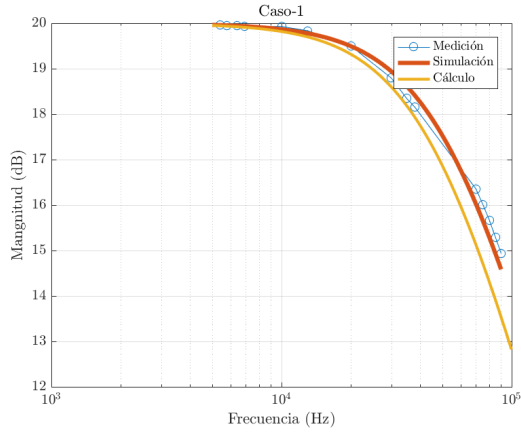


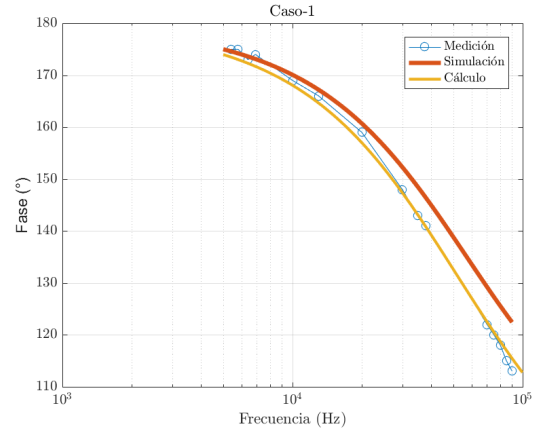
Figura 6: Tension de entrada,slew rate

El grafico 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 limitara 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

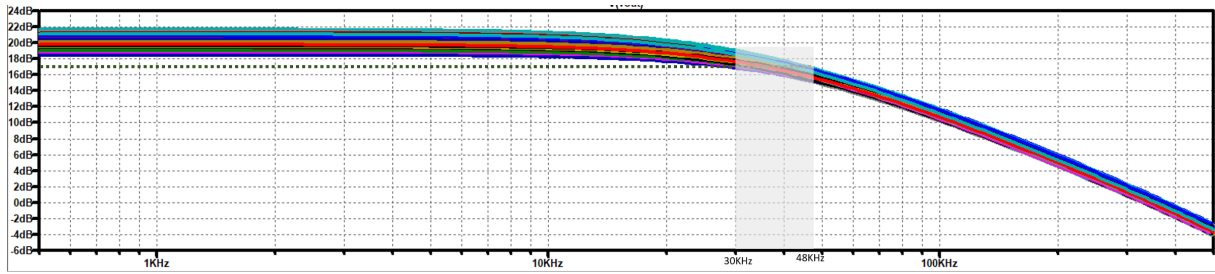
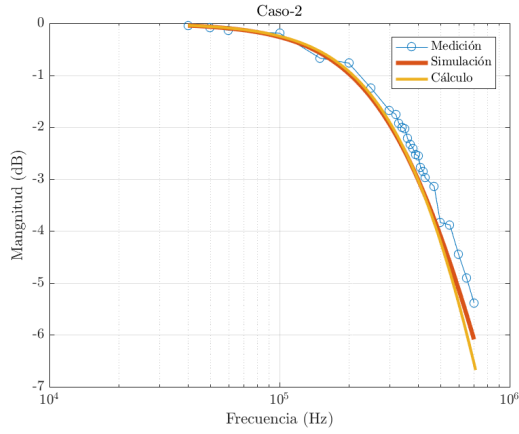
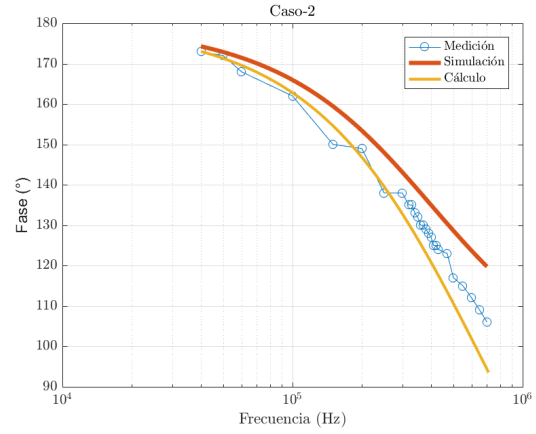


Figura 8: Montecarlo Caso-1

De la figura 7a, obtuvimos la frecuencia de corte del circuito, a la cual la caída de la ganancia es de 3dB. Dicha frecuencia de corte es $47KHz$, la cual es distinta a la calculada teóricamente en la tabla 3. Sin embargo, se puede aceptar dicha frecuencia de corte, debido a que los componentes tienen tolerancias, tal como se observa en el Montecarlo (grafico 8) la frecuencia de corte pertenece al intervalo marcado en el grafico.



(a) Magnitud



(b) Fase

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

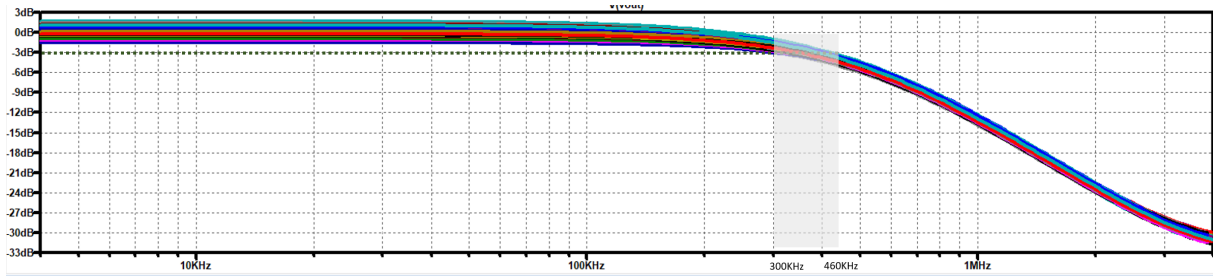


Figura 10: Montecarlo Caso-2

De la figura 9a, obtuvimos la frecuencia de corte del circuito, a la cual la caída de la ganancia es de 3dB. Dicha frecuencia de corte es 430KHz , la cual es distinta a la calculada teóricamente en la tabla 3. Sin embargo, se puede aceptar dicha frecuencia de corte, debido a que los componentes tienen tolerancias, tal como se observa en el Montecarlo (gráfico 10) la frecuencia de corte pertenece al intervalo marcado en el gráfico.

desir alguna
reflexion
mas al re-
specto

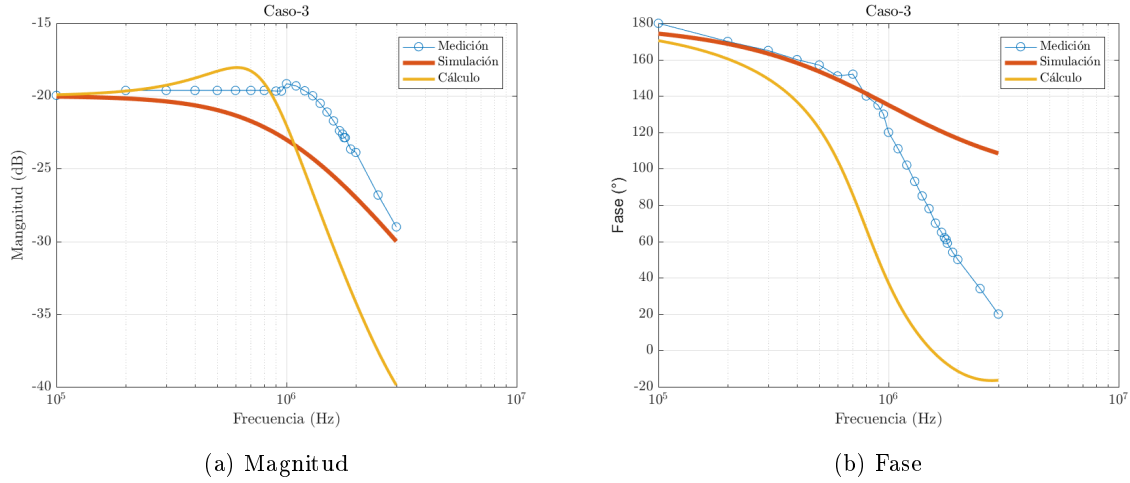


Figura 11: Caso 3 - superposición respuesta en frecuencia medida, simulada, calculada

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

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 es cero independientemente de la entrada.

La función de la R_4 es la de evitar la saturación por corriente del OpAmp. 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 $R_4 > \frac{V_o}{i_{max}}$.

xq no puede ser infinito la resistencia

1.3 Circuito no inversor