

1. Funcionamiento de Amplificadores Operacionales

En la siguiente porción del informe se llevará a cabo un análisis del comportamiento de dos circuitos que emplean amplificadores operacionales (**OpAmp**), estos siendo el circuito inversor y el circuito no inversor. El objetivo es comprender las características centrales de los OpAmp, y determinar el rango de validez de las aproximaciones que se emplean comúnmente en la resolución de circuitos en los que forman parte. Para esto se llevarán a cabo análisis de respuestas en frecuencias, respuestas ante excitaciones, entre otros.

1.1. Circuito Inversor

En esta subsección se llevará a cabo el análisis del circuito inversor de la figura 1 considerando el OpAmp con idealidad, Avol finito y Avol (ω) con polo dominante.

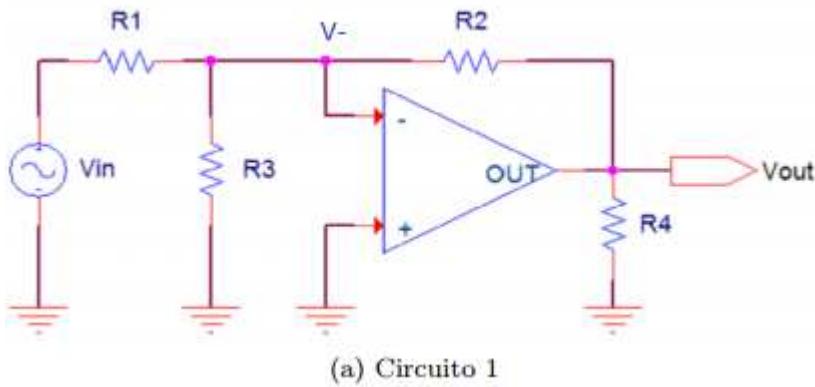


Figura 1: Circuito Inversor, con retroalimentación negativa

Se estudiarán tres casos distintos para diferentes valores de resistencias, estos se pueden ver en la tabla 1

| Caso | $R_1 = R_3$ | R_2 | R_4 |
|------|--------------|--------------|--------------|
| 1 | $2,5K\Omega$ | $25K\Omega$ | $10K\Omega$ |
| 2 | $2,5K\Omega$ | $2,5K\Omega$ | $10K\Omega$ |
| 3 | $25K\Omega$ | $2,5K\Omega$ | $100K\Omega$ |

Cuadro 1: Valores de resistencias a ser analizados

1.1.1. Función Transferencia Operacional ideal

Para un operacional ideal $A_o \rightarrow \infty$, por lo que $V^+ = V^- = 0V$. Planteando corrientes para esta condición obtendremos las siguientes ecuaciones:

$$\frac{V_{in}}{R_1} = i_{R_1} \quad (1)$$

$$-\frac{V_{out}}{R_2} = i_{R_2} \quad (2)$$

Ya que no circula corriente por la entrada del operacional:

$$i_{R_1} = i_{R_2} \quad (3)$$

Reemplazando (1) y (2) en (3) y despejando se llega a que:

$$H(S) = -\frac{R_2}{R_1} \quad (4)$$

Obteniendo de esta forma la función transferencia para el OpAmp ideal.

1.1.2. Función Transferencia Operacional Para A_{Vol} Finito

Para A_{Vol} finito se trabaja con la siguiente ecuación para el calculo de la ganancia:

$$V_{out} = A_{Vol}(V^+ - V^-) = -A_{Vol}V^- \quad (5)$$

Para este caso ya no se puede considerar que $A_o \rightarrow \infty$, por lo que $V^- \neq 0V$. Planteando corrientes para esta condición obtendremos las siguientes ecuaciones:

$$\frac{V_{in} - V^-}{R_1} = i_{R_1} \quad (6)$$

$$\frac{V^- - V_{out}}{R_2} = i_{R_2} \quad (7)$$

$$\frac{V^-}{R_3} = i_{R_3} \quad (8)$$

A pesar de que $A_o \neq \infty$, se sigue cumpliendo que $Z_{inOpam} \gg 1$, por lo cual la $i_{opam} \simeq 0A$, tomando esta aproximación se llega a que:

$$i_{R_1} - i_{R_3} \simeq i_{R_2} \quad (9)$$

Reemplazando (6), (7) , (8) en (9):

$$\begin{aligned} \frac{V_{in} - V^-}{R_1} - \frac{V^-}{R_3} &= \frac{V^- - V_{out}}{R_2} \\ \frac{V_{in}}{R_1} &= V^- \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) - \frac{V_{out}}{R_2} \end{aligned} \quad (10)$$

(5) en (10):

$$\begin{aligned} \frac{V_{in}}{R_1} &= -\frac{V_{out}}{A_{Vol}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) - \frac{V_{out}}{R_2} \\ \frac{V_{in}}{R_1} &= -V_{out} \left(\frac{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3 A_{Vol}}{R_1 R_2 R_3 A_{Vol}} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

$$H(S) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2 R_3}{\frac{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3}{A_{Vol}} + R_1 R_3} \quad (12)$$

Se puede observar que si hacemos que $A_o \rightarrow \infty$ en la función transferencia obtenida (12) llegaremos a la función transferencia ideal (4), verificando en cierto sentido el resultado obtenido.

1.1.3. Función Transferencia Operacional Para $A_{Vol}(S)$

Sabemos que:

$$A_{Vol} = \frac{A_o}{\frac{S}{W_p} + 1} \quad (13)$$

Reemplazando (13) en (12) y llamando $L = R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2$:

$$H(S) = -\frac{R_2 R_3}{\frac{L}{A_o} \left(\frac{S}{W_p} + 1 \right) + R_1 R_3}$$

$$H(S) = -\frac{R_2 R_3}{\frac{S}{W_p} \frac{L}{A_o} + \frac{L}{A_o} + R_1 R_3}$$

Trabajando aritméticamente llegamos a que:

$$H(S) = -\frac{1}{S \frac{L}{W_p(L + R_1 R_3 A_o)} + 1} * \frac{R_2 R_3 A_o}{L + R_1 R_3 A_o}$$

Por lo cual la función transferencia se puede expresar como:

$$H(S) = \frac{C}{\frac{S}{W_{eq}} + 1} \quad (14)$$

En donde:

$$C = -\frac{R_2 R_3 A_o}{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3 A_o}$$

$$W_{eq} = W_p \frac{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3 A_o}{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2}$$

Se puede observar que si hacemos que $W_{eq} \rightarrow \infty$ en la función transferencia obtenida(14), llegaremos a la función transferencia ideal(12), verificando en cierto sentido nuevamente el resultado obtenido.

Tomando información del datasheet de National Semiconductors, sabemos que el $GBP = 1MHz$ (Gain Bandwidth Product) esto corresponde a como dicen sus siglas el producto entre la ganancia y el ancho de banda, además tenemos el valor típico de $A_{vol} = 100V/mV$ con estos datos podremos obtener entonces la frecuencia del polo para distintos valores de ganancia.

| | Ganancia Ideal(Veces) | Ganancia Ideal(dB) | Polo |
|--------|-----------------------|--------------------|----------|
| Caso 1 | -10 | 20dB | 61,9KHz |
| Caso 2 | -1 | 0dB | 433,3KHz |
| Caso 3 | -0,1 | -20dB | 1,08MHz |

Cuadro 2: Ganancias Ideales y Polos Circuito Inversor

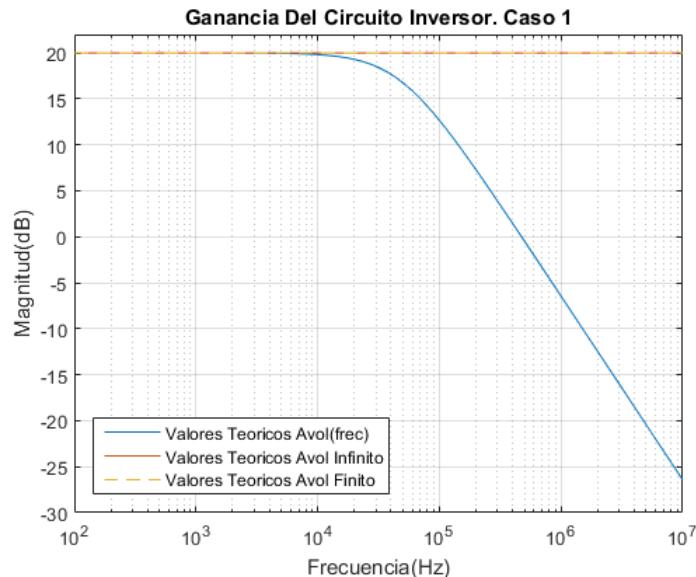


Figura 2: Comparación Ganancia Inversor Ideal, No Ideal Caso 1

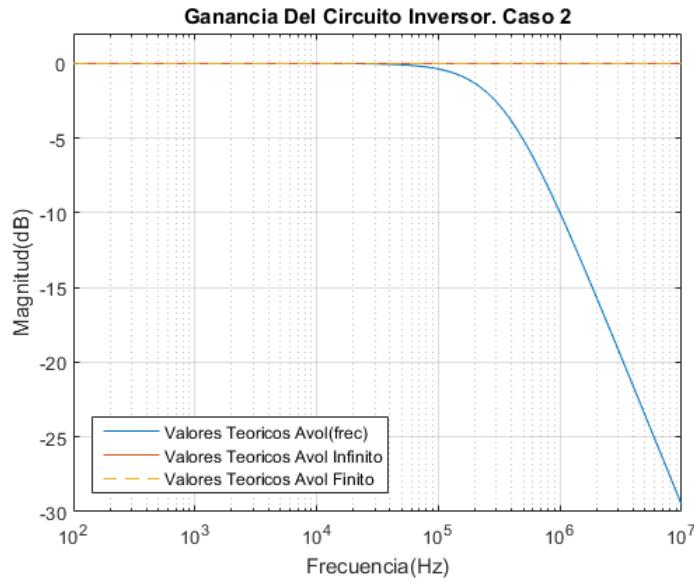


Figura 3: Comparación Ganancia Inversor Ideal, No Ideal Caso 2

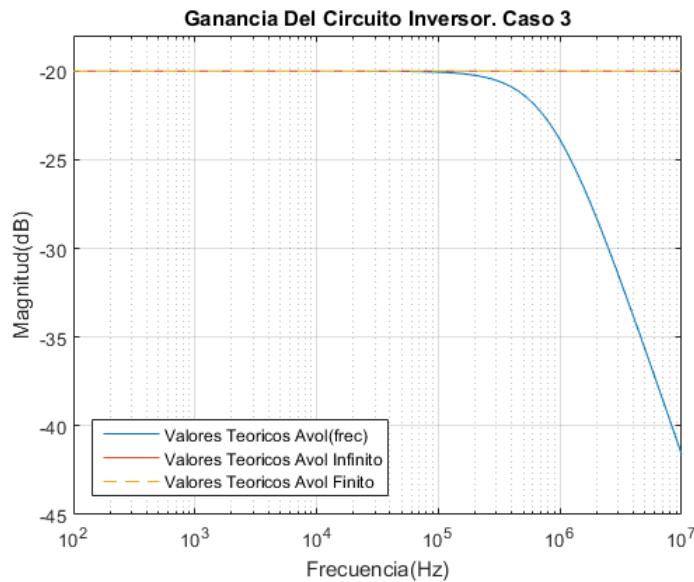


Figura 4: Comparación Ganancia Inversor Ideal, No Ideal Caso 3

Analizando las figuras 2,3,4 veremos un comportamiento similar entre ellas, en donde A_{vol} finito y infinito se comportan prácticamente iguales, esto se debe a que el valor de A_{vol} finito ronda los 100000, y lleva a que los términos agregados en comparación con el infinito sean despreciables, para poder apreciar una diferencia notable A_{vol} finito debería rondar los cientos o miles. Adicionalmente, se puede verificar lo predicho por la teoría de que $A_{vol}(freq)$ se comportará como A_{vol} infinito una década antes del polo(punto donde se pueden empezar a notar los efectos del polo).

En cuanto al error entre el $A_{vol}(freq)$ y A_{vol} infinito, comenzará a aumentar a partir de una década antes del polo y se puede calcular mediante la siguiente cuenta:

$$E_{absoluto} = |A_{vol}(freq) - A_{vol-Infinity}|$$

Siendo entonces el error relativo:

$$E_{relativo} = \frac{|A_{vol}(freq) - A_{vol-Infinity}|}{A_{vol}(freq)}$$

Se obtuvieron los siguientes gráficos del error relativo:

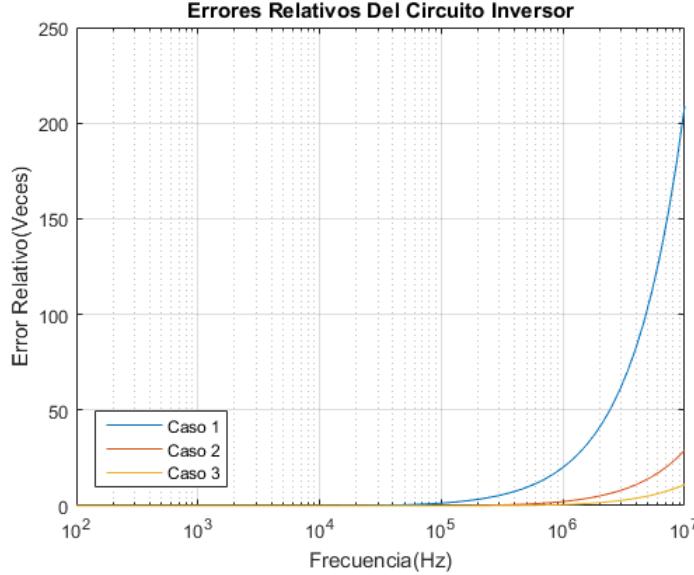


Figura 5: Error Relativo Del Circuito Inversor

Se puede observar que a medida que aumentamos la frecuencia, como fue predicho, aumenta el error relativo debido a la aparición del polo.

1.1.4. Calculo de impedancia de entrada vista por el generador en función de la frecuencia $Z_{in}(w)$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{V_{in}}{i_{R_1}}$$

Reemplazando (5) en (10):

$$V_{in} = V^- \left(\frac{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3 A_{Vol}}{R_2 R_3} \right)$$

Asociando (6) obtenemos que:

$$V_{in} \left(1 - \frac{R_2 R_3}{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3 A_{Vol}} \right) = R_1 i_{R_1}$$

Finalmente trabajando aritméticamente llegaremos a que:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_{R_1}} = \left(\frac{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3 A_{Vol}}{R_2 + R_3 + R_3 A_{Vol}} \right)$$

Llamando nuevamente $L = R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2$ y reemplazando A_{Vol} por (13):

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_{R_1}} = \left(\frac{L + R_1 R_3 \frac{A_o}{\frac{S}{W_p} + 1}}{R_2 + R_3 + R_3 \frac{A_o}{\frac{S}{W_p} + 1}} \right)$$

Asociando y simplificando convenientemente:

$$Z_{in} = \frac{\left(\frac{S}{W_p} \frac{L}{L + R_1 R_3 A_o} + 1 \right)}{\left(\frac{S}{W_p} \frac{R_2 + R_3}{R_2 + R_3 + R_3 A_o} + 1 \right)} \frac{(L + R_1 R_3 A_o)}{R_2 + R_3 + R_3 A_o}$$

Pudiéndose escribir simplificado de la siguiente forma:

$$Z_{in} = C * \frac{\frac{S}{W_{num}} + 1}{\frac{S}{W_{den}} + 1} \quad (15)$$

En donde:

$$C = \frac{(R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3 A_o)}{R_2 + R_3 + R_3 A_o}$$

$$W_{num} = W_p \left(\frac{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3 A_o}{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2} \right)$$

$$W_{den} = W_p \left(\frac{R_2 + R_3 + R_3 A_o}{R_2 + R_3} \right)$$

Nótese que si hacemos que $W_{num} \rightarrow \infty$, $W_{den} \rightarrow \infty$ y que $A_o \rightarrow \infty$ llegaremos a que $Z_{in} = R_1$, condición que se cumple si se considera como ideal al OpAmp

1.1.5. DC Sweep

La Tensión de Saturación representa la máxima tensión de salida que puede proveer el operacional sin recorte, a partir de esa tensión la señal de salida teórica sufrirá distorsión viéndose limitada al valor de V_{sat} . Los OpAmp rail to rail proveen una V_{sat} cercana a la de alimentación, mientras que los típicos rondan uno a tres voltos por debajo de la V_{CC} (Suponiendo doble alimentación). En el datasheet empleado no esta considerado una alimentación de $\pm 15V$, mirando el datasheet y asumiendo comportamiento similar que el medido por el fabricante a $V_{CC} = \pm 30V$, podríamos predecir una V_{Sat} rondando los 12 a 14 volts, lo cual veremos que se cumple efectivamente en las simulaciones y valores medidos (figura 6).

Se realizó un análisis en continua del circuito inversor, alimentando el OpAmp con $V_{CC} = \pm 15V$, para cada uno de los casos presentados en la tabla 1. El DC Sweep se realizó entre $\pm 15V$, la misma tensión que la de alimentación del OpAmp, se puede ver en la figura 6 la respuesta del circuito ante estos distintos valores de tensión, y para los distintos casos de resistencia.

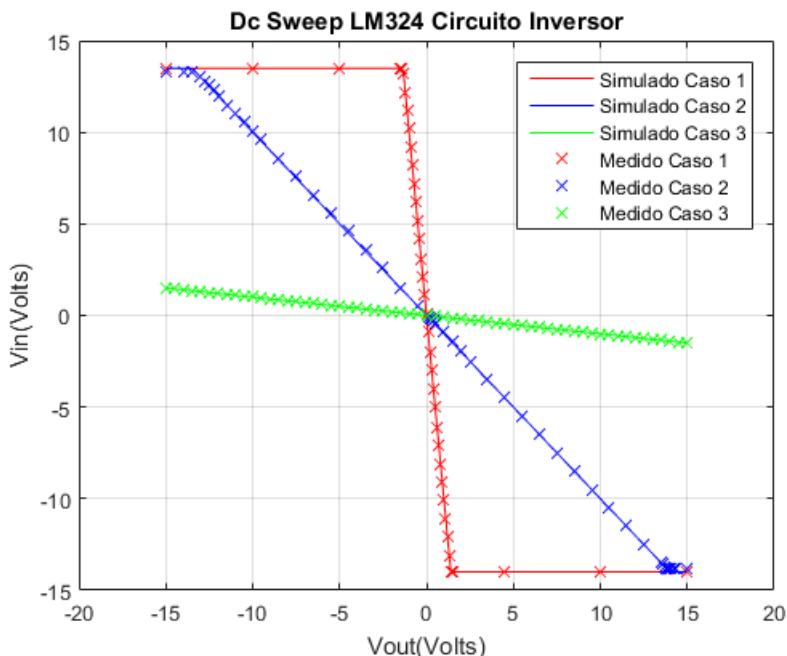


Figura 6: Circuito Inversor Distintos Casos DC Sweep

Los gráficos permiten visualizar los valores de las ganancias, se puede ver como las ganancias coinciden **en el rango lineal** con lo calculado anteriormente en la tabla 2, en donde la ganancia corresponde a las pendientes de

los gráficos siendo estas de -10, -1 y -0,1 para los casos 1, 2, y 3 respectivamente. La no linealidad en los sectores donde la pendiente es cero se debe, como fue explicando anteriormente en esta subsección, a la saturación de la tensión de salida del OpAmp. Limitando, de esta forma V_{out} a unos volts por debajo de la tensión de alimentación (En estos caso donde $V_{CC} = \pm 15V$, la saturación es $|V_{sat}| \approx 13,5V$)

La diferencia principal entre los casos es el rango de no saturación/linealidad:

- El primer caso al tener una ganancia de -10 veces (**amplificación**), funcionará linealmente en un rango de V_{in} de aproximadamente [-1,35V 1,35V] fuera de ese rango $|V_{out}| = |V_{sat}| \approx 13,5V$
- El segundo caso al tener una ganancia de -1 vez (**buffer**), funcionará linealmente en un rango mayor de V_{in} que el primer caso, sufriendo saturación en un rango cercano a uno dos volts de V_{CC} , de querer trabajar en un rango mas cercano a V_{CC} se debería buscar un OpAmp rail to rail, cuya V_{Sat} difiera en unos cientos de milivolts de V_{CC} . Funcionará linealmente en un rango de aproximadamente [-13,5V 13,5V]
- El tercer caso tienen una ganancia de -0,1 veces (**atenuación**), teóricamente funcionará linealmente en un rango mucho mayor de V_{in} que los anteriores, siendo este de aproximadamente [-135V 135V]. Sin embargo, mirando el datasheet el absolute maximum V_{in} va desde [-0,3-VCC 0,3+VCC], limitando de esta forma V_{in} a un rango de [-15,3V a 15,3V]. (Se decidió limitarlo a este valor, caso de si se pone en corto R1 no se supere el máximo absolute rating del OpAm, el Vin máximo sería mayor).

Hay un aspecto que puede resultar de curiosidad de la saturación para este OpAmp, en cuanto a los valores medidos la saturación positiva y negativa difieren en valor absoluto medio volts, siendo la primera mencionada 13,5V y la segunda -14V

1.1.6. MÁXIMO VALOR DE V_{in} QUE PERMITA SUPONER LINEALIDAD

Hay dos factores relacionado con V_{in} que pueden ocasionar comportamiento alineales en ciertos rangos de funcionamiento, modificando de esta forma la linealidad del circuito. Uno de los factor esta relacionado con la frecuencia y amplitud de V_{in} , el SlewRate, y otro solamente con la amplitud, la Tensión de Saturación o de Recorte explicada en la subsección 1.1.5.

En cuanto al SlewRate representa la máxima tasa de cambio de V_{out} ante un cambio de V_{in} , en otras palabras, nos dará un máximo valor que podrá adquirir la derivada. Por lo tanto para que no haya distorsión, y por ende se respeta la linealidad hay que cumplir la siguiente condición:

$$\frac{dV_{out}}{dt}_{Max} \leq SlewRate \quad (16)$$

Al momento de realizar respuestas en frecuencia se nota problemática con el SlewRate mucho antes de lo predicho por la hoja de datos, se procedió entonces a realizar las mediciones del SlewRate mediante la entrada con una señal cuadrada de 2.8Vpp (Se empleo el circuito no inversor caso 1 para realizar las mediciones). Se decidió utilizar una cuadrada debido a las altas frecuencias que presenta el flanco ascendente, lo cual superará el SlewRate quedando de esta forma como salida una señal creciente cuya pendiente corresponderá al valor de SlewRate. Sin embargo puede resultar una problemática de medir con una cuadrada, esto es como se verán las distintas componentes de frecuencia de la señal cuadrada afectada por los polos del circuito (Pensar en la salida de un paso bajos al entrar con una cuadrada). Para asegurarse de que las mediciones con la cuadrada fueran correctas, y que no se veían distorsionadas por los polos se midió también con una senoidal esperando obtener valores similares.

Se obtuvieron los siguientes resultados:

| SlewRate Datasheet | SlewRate Medido Cuadrado | SlewRate Medido Senoidal 50KHz |
|--------------------|--------------------------|--------------------------------|
| 0,4V/ μ s | 0,275V/ μ s | 0,2702V/ μ s |

Cuadro 3: SlewRate Datasheet y Medidos



Figura 7: SlewRate Medido Con Una Señal Cuadrada De 50KHz



Figura 8: SlewRate Medido Con Una Señal Senoidal De 50KHz, 1.4Vpp 700mA Offset

Con estos dos resultados de SlewRate, a pesar de que se emplearán senoidales para medir los gráficos de bode, se decidió optar por la obtenida por la cuadrada, ya que al momento de utilizar los cursores del osciloscopio presenta mucho menor error. En cuanto a la senoidal puede resultar llamativo el uso del offset, esto fue para evitar el efecto de distorsión de Crossover, explicado en la subsección 1.1.7.

Para una entrada tal que $V_{in} = A_{amplitud} * \sin(2\pi ft)$ obtendremos (Se optó por una Senoidal en esta porción ya que es el tipo de señal que se empleará para medir las respuestas en frecuencia):

$$V_{out} = G_{anancia} * V_{in}$$

$$\frac{dV_{out}}{dt}_{Max} = G_{anancia} * A_{amplitud} * 2\pi f$$

$$SlewRate \geq G_{anancia} * A_{amplitud} * 2\pi f$$

$$A_{amplitud} \leq \frac{SlewRate}{G_{anancia} * 2\pi f}$$

Tomando en cuenta los valores de tensión de saturación calculados en el DC Sweep(Subsección 1.1.5) , llegaremos a los siguientes gráficos(figura 9) de valores posibles de V_{in} a una frecuencia dada para que la salida no se vea distorsionada por la saturación o el SlewRate.

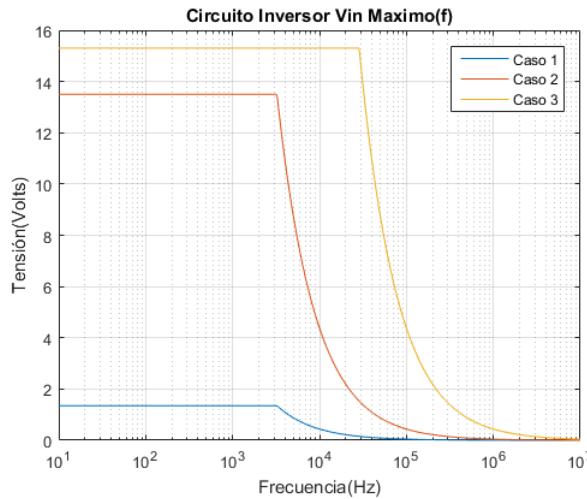


Figura 9: Valores V_{in} Para Un Comportamiento Lineal Del Circuito Inversor

1.1.7. Distorsión de Crossover

En amplificadores de clase B, en donde cada transistor funciona para medio ciclo de la señal de entrada, se produce un efecto de distorsión en el pasaje de un transistor a otro. Cuando la señal se acerca a 0V, donde debería ocurrir el cambio de un transistor al otro, no hay suficiente tensión para polarizar(tensión entre base y emisor para superar la zona desierta) ninguno de los dos transistores. En caso de transistores de silicio, la tensión de polarización ronda los 0,7V, entonces en un rango rondando los -0,7V a 0,7V la señal de salida valdrá 0V.

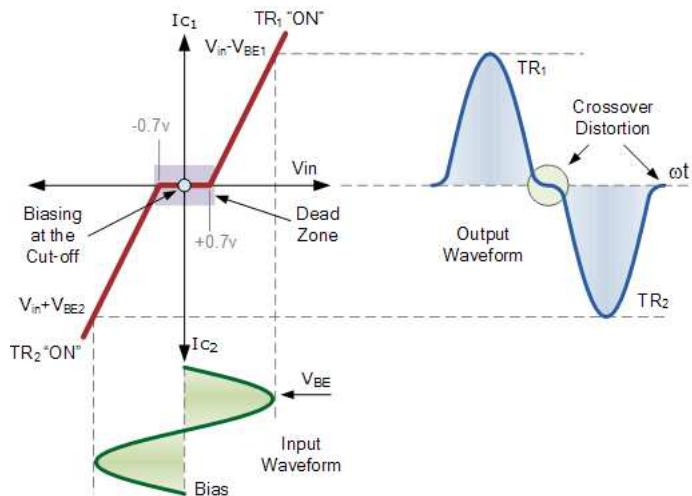


Figura 10: Visualización Distorsión Crossover

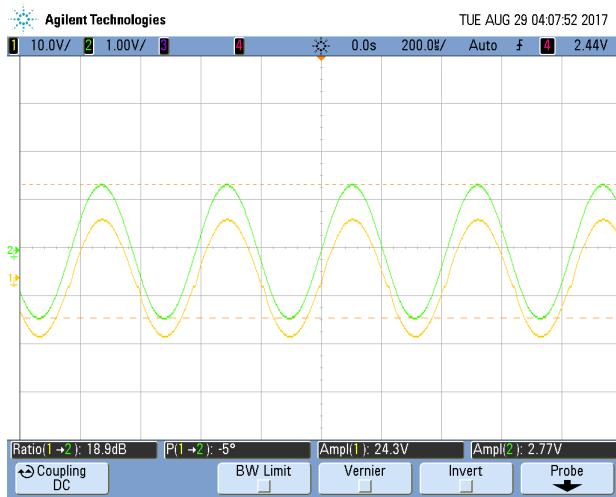


Figura 11: Distorsión Crossover Circuito Inversor

El OpAmp se vio afectado por este fenómeno, como se puede ver en la figura 11, esta distorsión agregaría componentes de otras frecuencias a la señal las cuales podrían afectar las mediciones de respuesta en frecuencia, esto se tendrá que considerar o compensar al momento de realizar mediciones (explicando en subsección 1.1.8).

1.1.8. Respuesta en Frecuencia

Antes de realizar la respuesta en frecuencia se tuvieron que tomar ciertos recaudos para evitar fenómenos no lineales, entre ellos el SlewRate, tensión de saturación y, distorsión de Crossover. Para las primeras dos mencionadas se tuvo que recurrir a los cálculos de la subsección 1.1.6 respecto de los valores máximos de V_{in} para linealidad. Teniendo estos gráficos en cuenta, se optó por una tensión de entrada que permitiera linealidad luego de la presencia del polo, llegando entonces a una necesidad de una tensión muy baja. Se trabajó con una señal senoidal de $100mV_{pp}$, y para solucionar la distorsión de Crossover se tuvo que evitar que la señal pasara por valores de 0V, entonces se le aplicó un $V_{offset} = 60mV_{pp}$ solucionando la distorsión de Crossover a costo de problemas de linealidad más tempranos. Hubo ciertas problemáticas al momento de medir, la gran mayoría se debió a ruido al momento de triggerear del osciloscopio, esto se pudo solucionar mediante configuraciones del trigger de noise reducción y high frequency reject (para las mediciones en frecuencia bajo). Se obtuvieron las siguientes mediciones tomando del datasheet los siguientes datos $A_{vol} = 100000$, y $GBP = 1MHz$ (National Semiconductor, el integrado usado)

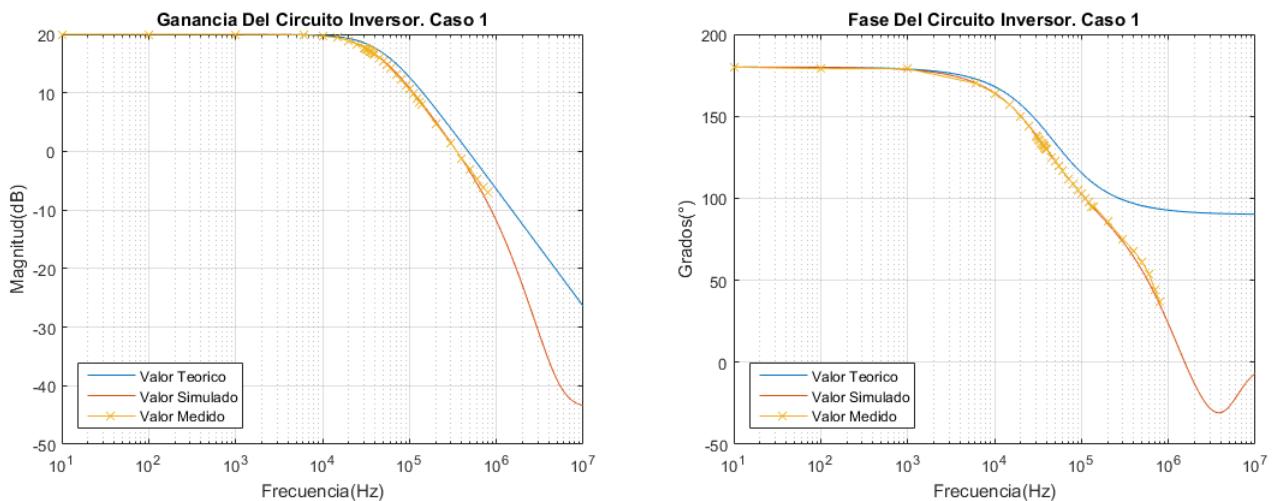


Figura 12: Gráficos De Bode Del Circuito Inversor Caso 1

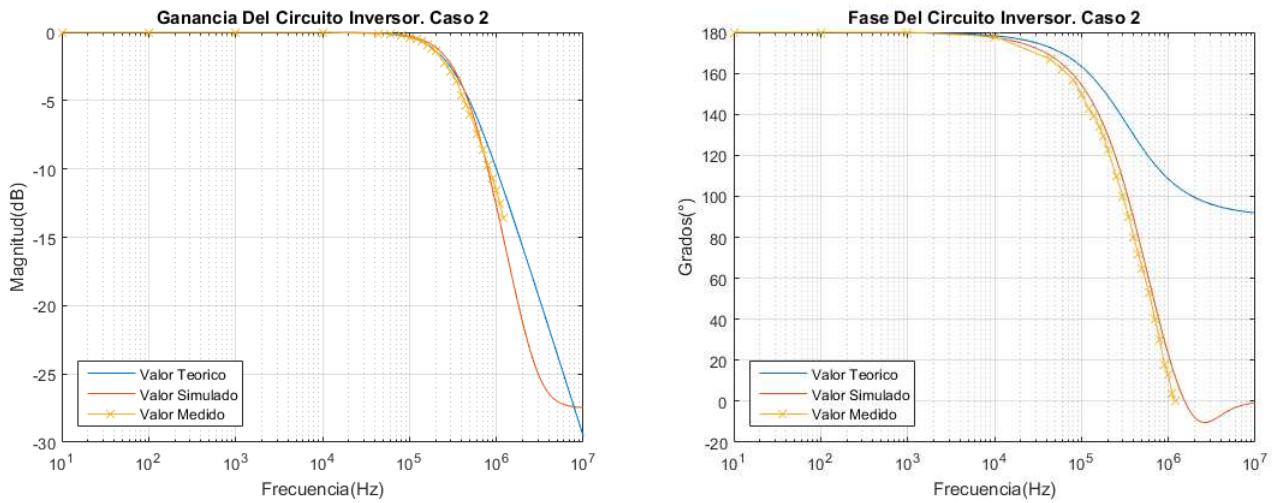


Figura 13: Gráficos De Bode Del Circuito Inversor Caso 2

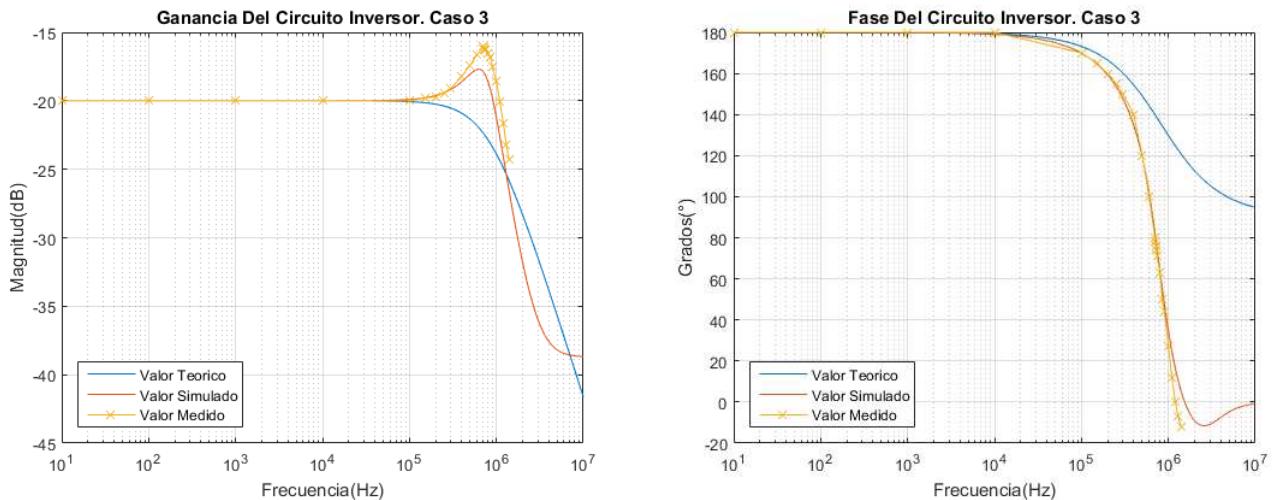


Figura 14: Gráficos De Bode Del Circuito Inversor Caso 3

Las mediciones se dejaron de realizar en cada caso en frecuencias donde el ruido era significativo al momento de medir, tal que distorsionaba en una gran medida la salida obtenida, o que la salida se viera afectada por saturación o Slewrate.

El análisis teórico realizado hasta este punto del informe consideraba la presencia de un polo de primer orden, sin embargo en las figuras mencionadas se puede ver como luego de ciertas frecuencias comienza a cambiar la pendiente pasando de -20dB a -40dB, y en algunos casos directamente comienza con una pendiente de -40dB. Además de esto, la fase sufre un cambio de 180 grados y en la última figura podemos observar un sobre pico, todos estos factores confirmando que efectivamente no se trata de un solo polo de primer orden, sino que presenta dos polos de primer orden comportándose entonces como un pasa bajos de segundo orden.

¿Pero a qué se debe la presencia de estos polos?

El primer polo del circuito (no confundir con polo dominante), es producto del polo dominante colocado apropiadamente por el fabricante mediante un capacitor de compensación (ver C_C figura 15) con el fin de evitar la inversión del feedback negativo y la subsiguiente oscilación de la salida (esto se produce cuando la fase cambia 180° con una ganancia mayor a 0dB) que podría suceder producto de capacidades parásitas que pueden estar presente tanto en el interior del OpAmp como en el circuito utilizado, también cumple la función de filtrar ruidos de alta frecuencia limitando la ganancia de las altas frecuencias (comportamiento de pasa bajos).

El segundo polo, se debe a la capacitancia parásita equivalente del OpAmp debido a todos los componentes que presenta en su interior (ver hoja de datos con número de transistores, resistencias, etc). Para confirmar que el segundo

polo se debe efectivamente a una capacitancia parásita, se tomo un modelo de Spice que solamente considerará el polo dominante(modelo de Texas Instruments) y colocamos un capacitor entre las entradas de tensión del circuito inversor para el tercer caso, buscando obtener un sobre pico similar al medido. Mirando los resultados obtenidos en la figura 16, veremos que colocando un capacitor de 70pF llegaremos a un valor similar al del sobre pico medido, confirmando la suposición que se debe a una capacidad parasita entre las tensiones de entradas(V^+ y V^-)

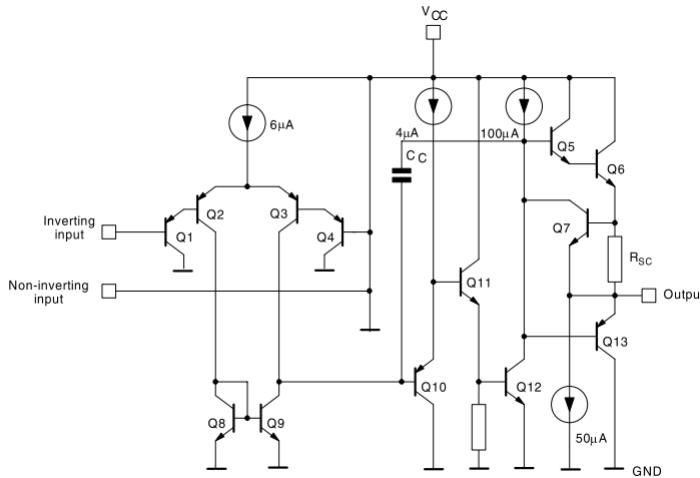


Figura 15: Capacitor De Compensación C_c LM324, Datasheet ST

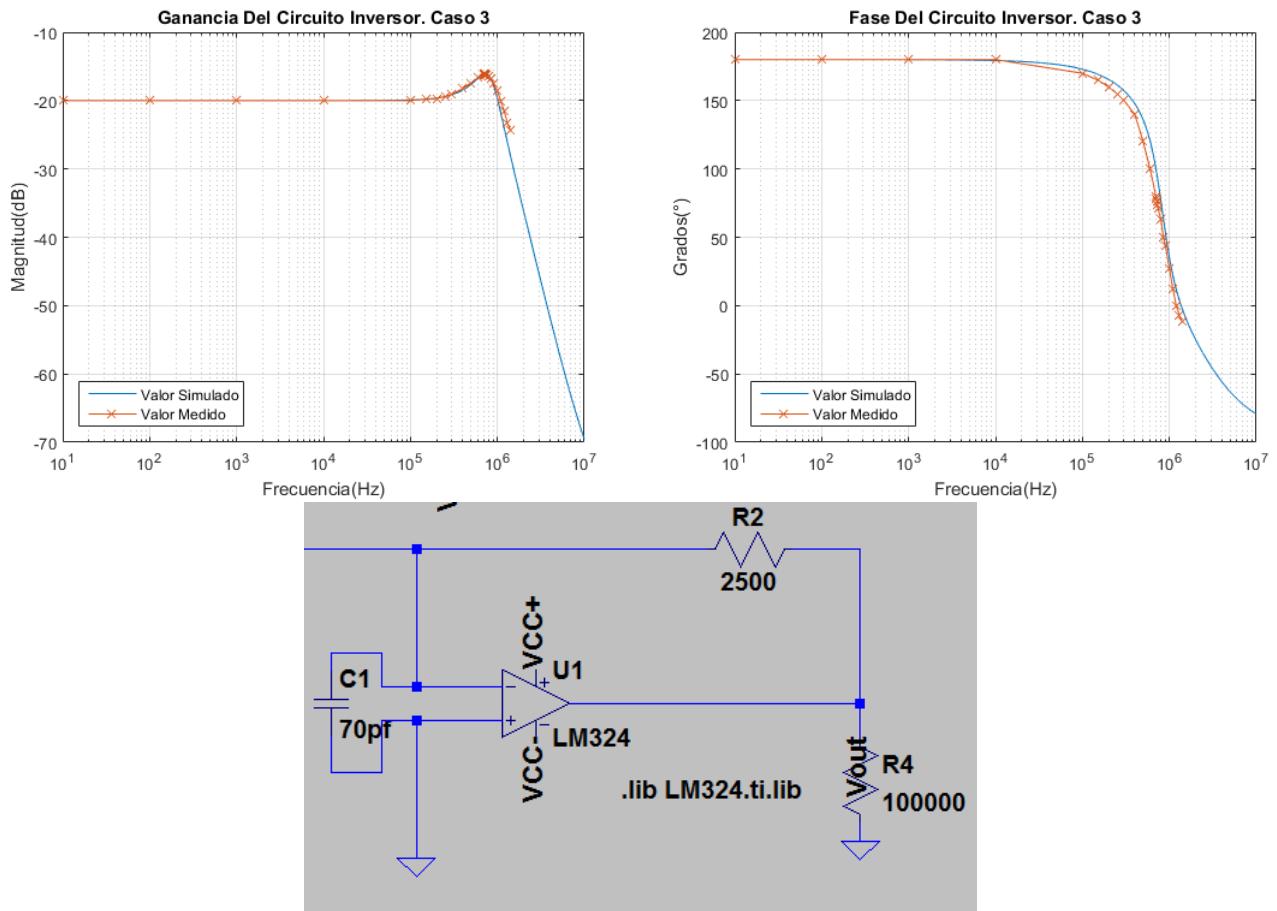


Figura 16: Resultados Obtenidos Con Capacitor Emulando Efectos Parasitos

Hay un ultimo factor respecto de este polo que resulta llamativo. ¿Por qué se mueve el segundo polo para los distintos casos?

Se realizaron distintas simulaciones para ver el efecto de las resistencias sobre la posición del polo dominante, al agrandar la resistencia R_2 veremos como se desplaza el polo hacia la izquierda en el rango de frecuencia, apareciendo de esta forma antes. En cambio, al hacer menor el valor de R_2 el polo comenzó a aparecer mucho más tarde en el eje de las frecuencias, se cree entonces que se debe a la forma en que se asocia la capacidad parásita con las resistencias siendo análoga a la forma:

$$\frac{1}{SCR + 1}$$

En donde al agrandar el valor de R la frecuencia que cumple la igualdad de $f = \frac{1}{2\pi CR}$ se hará mas chica, mientras al disminuir f se hará mayor.

1.1.9. Mediciones De Impedancia De Entrada Z_{in}

Para la obtener el valor de Z_{in} se midió la caída de tensión sobre la resistencia R_1 , y sabiendo la tensión de entrada provista por un generador de señal a la frecuencia deseada obtenemos el valor de Z_{in} mediante la siguiente cuenta:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{V_{in}}{\frac{V_{in} - V_{R1}}{R_1}} = \frac{V_{in}}{V_{in} - V_{R1}} * R_1$$

Al igual que en la medición de respuesta en frecuencia, se tuvo que tener en cuenta el efecto del Slewrate , la tensión de saturación, y la distorsión de Crossover. Mirando nuevamente la figura de tensión máxima de V_{in} para linealidad(figura 9), se decidió aplicar una tensión de $300mV_{pp}$ con un offset de continua de $160mV_{pp}$. Se obtuvieron las siguiente mediciones:

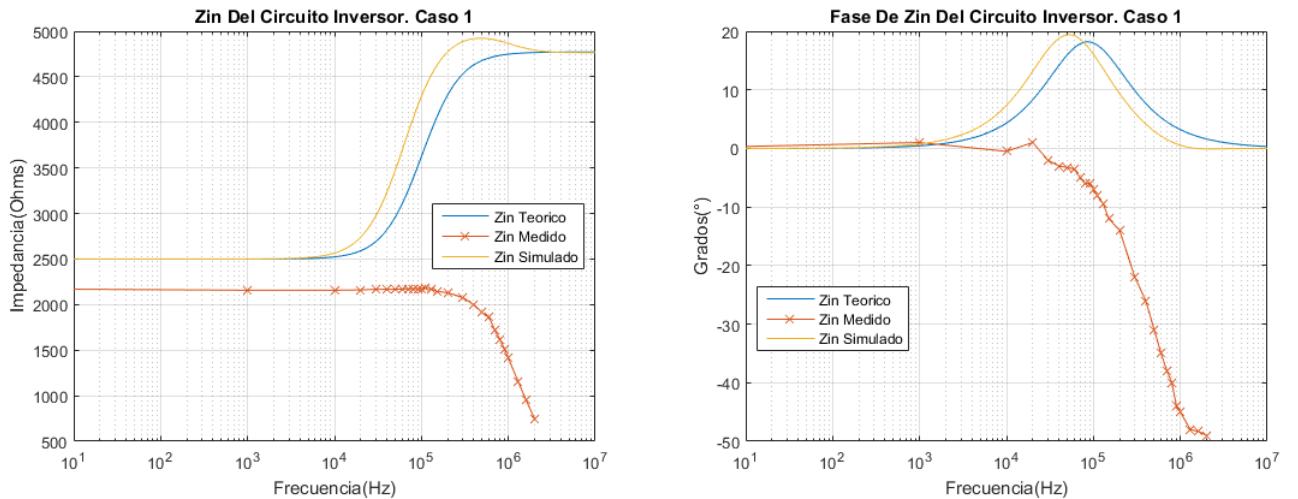


Figura 17: Z_{in} Medido Para El Circuito Inversor Caso 1

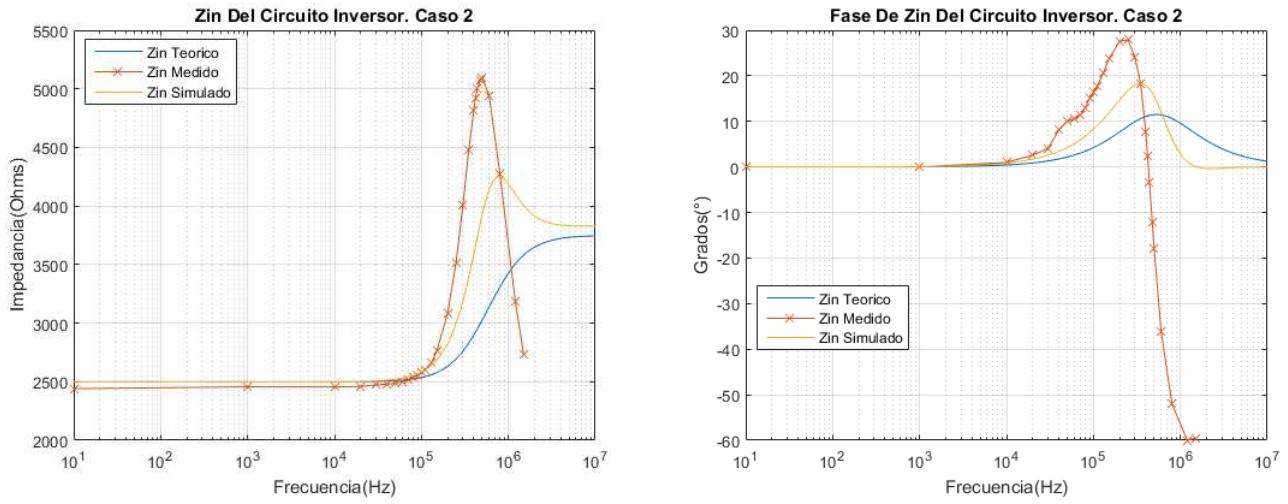


Figura 18: Z_{in} Medido Para El Circuito Inversor Caso 2

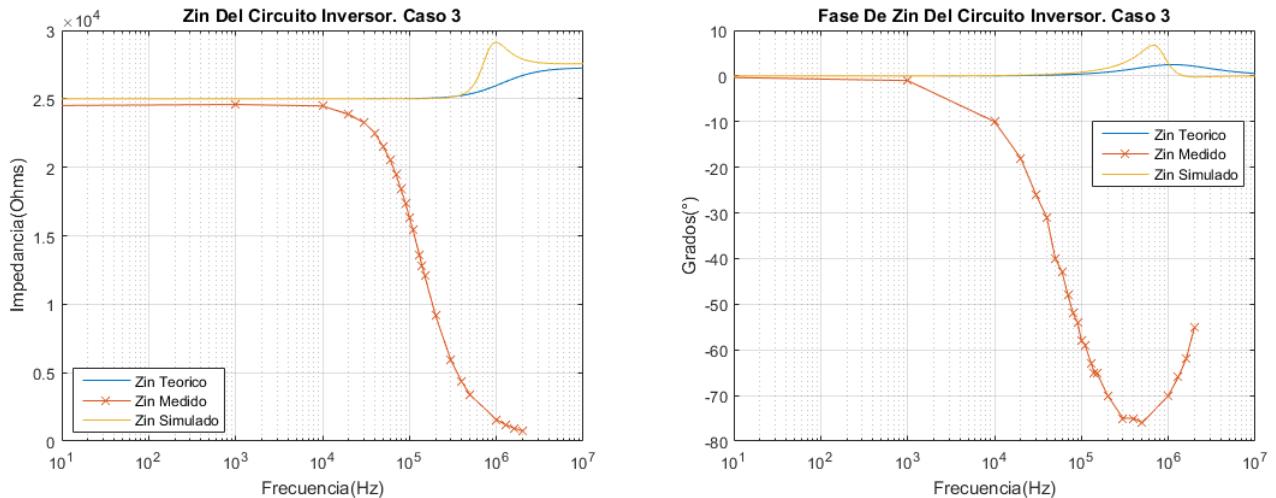


Figura 19: Z_{in} Medido Para El Circuito Inversor Caso 3

Se pueden notar diferencias entre los valores teóricos y simulados, y los medidos, especialmente en la fase, a medida que aumentamos la frecuencia. Es de suma importancia el signo de la fase llegando entre -50 a -80 según el caso, esto significa que para ciertas frecuencias la Z_{in} se vuelve mayoritariamente capacitiva. Probablemente se deba a las capacidad parasitas, tanto las internas del OpAmp que aparece entre V^- y V^+ como algún otra que se pueda deber a la protoboard (suelen ser de aproximadamente 15pF).

1.1.10. Observaciones Adicionales del Circuito

Hay una resistencia que a primera vista puede resultar llamativa, R_4 , esto se debe a que no aparece en el cálculo de la función transferencia ni en el cálculo de la impedancia de entrada vista por la fuente. Entonces cual es el propósito de esta resistencia?

El objetivo de esta resistencia es de resistencia de carga, una de las aplicaciones puede ser de conducir cargas capacitivas (Driving Capacitive loads), que pueden generar oscilaciones en nuestro circuito mediante la generación de polos adicionales. Mirando la hoja de datos se encontró lo siguiente:

"For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion. Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated"

using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.” (Hoja de datos Texas Instruments)

Otro caso interesante es el de R_3 , si esta tuviese un valor de 0Ω , entonces idealmente $V^- = 0V$, por lo cual $V^+ = V^-$ pasivando de este modo al OpAmp y resultando en que $V_{out} = 0V$. Sin embargo, esto no es lo que sucederá en la práctica ya que “los transistores y demás componentes del circuito no están apareados en forma precisa, y por lo general existe un ligero error que actúa como una fuente de voltaje añadida a la entrada: el voltaje de entrada offset V_{ios} . Éste se define como el pequeño voltaje que se requiere en la entrada para hacer que la salida sea cero”. Además sucede que por cada entrada del OpAmp circula una corriente necesaria para polarizar los transistores interiores (las corrientes de las entradas no tienen porque ser iguales, de hecho el fabricante nos da un parámetro de la diferencia entre ambas input offset current I_{io}), llamada corriente de bias I_{ib} la cual también distorsionará la salida en ciertos casos.

1.2. Circuito No Inversor

En esta subsección se llevará a cabo el análisis del circuito no inversor de la figura 20 considerando el OpAmp con idealidad, Avol finito y Avol (ω) con polo dominante.

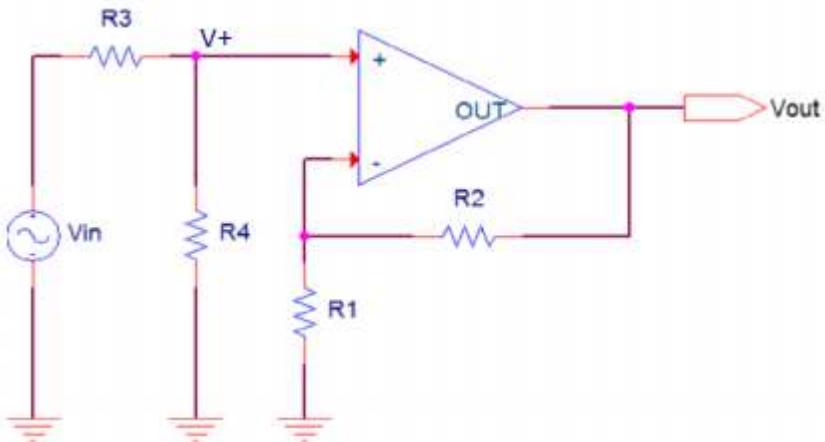


Figura 20: Circuito No Inversor, con retroalimentación negativa

Se estudiarán tres casos distintos para diferentes valores de resistencias, estos se pueden ver en la tabla 1

1.2.1. Función Transferencia Operacional Ideal

Para un operacional ideal $A_o \rightarrow \infty$, por lo que $V^- = V^+$. Además, no circulará corriente por la entrada del operacional, planteando estas condiciones obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$\frac{V_{in}}{R_3 + R_4} = i_{R_4} \quad (17)$$

$$\frac{V_{out}}{R_1 + R_2} = i_{R_1} \quad (18)$$

$$R_4 i_{R_4} = R_1 i_{R_1} \quad (19)$$

Reemplazando:

$$R_4 \frac{V_{in}}{R_3 + R_4} = R_1 \frac{V_{out}}{R_1 + R_2}$$

Trabajando aritméticamente:

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

1.2.2. Función Transferencia Operacional Para A_{Vol} Finito

Para este caso ya no se puede considerar que $A_o \rightarrow \infty$, por lo que no podemos asumir a primera vista que $V^- = V^+$, sino que:

$$V_{out} = A_{Vol}(V^+ - V^-) \quad (21)$$

Empleando dos divisor resistivos obtendremos las siguientes ecuaciones:

$$\frac{V_{in}}{R_3 + R_4} = \frac{V^+}{R_4} \quad (22)$$

$$\frac{V_{out}}{R_1 + R_2} = \frac{V^-}{R_1} \quad (23)$$

Reemplazando (22) y (23) en (21) obtendremos:

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{A_{Vol}} &= R_4 \frac{V_{in}}{R_3 + R_4} + R_1 \frac{V_{out}}{R_1 + R_2} \\ V_{out} \left(\frac{1}{A_{Vol}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) &= R_4 \frac{V_{in}}{R_3 + R_4} \end{aligned} \quad (24)$$

Trabajando aritméticamente:

$$H(S) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} * \frac{R_1 + R_2}{\frac{R_1 + R_2}{A_{Vol}} + R_1} \quad (25)$$

1.2.3. Función Transferencia Operacional Para $A_{Vol}(S)$

Partiendo de la ecuación (25) y reemplazando $A_{Vol}(S)$ en la misma obtendremos:

$$\begin{aligned} A_{Vol} &= \frac{A_o}{\frac{S}{W_p} + 1} \\ H(S) &= \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_3 + R_4} * \frac{1}{\frac{R_1 + R_2}{A_o} \left(\frac{S}{W_p} + 1 \right) + R_1} \\ H(S) &= \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_3 + R_4} * \frac{1}{\frac{S}{W_p} * \frac{R_1 + R_2}{A_o} + R_1 A_o + R_1 + R_2} \end{aligned}$$

Reagrupando convenientemente, se obtiene la siguiente función transferencia:

$$H(S) = \frac{R_4(R_1 + R_2)A_o}{(R_3 + R_4)(R_1 + R_2 + R_1 A_o)} * \frac{1}{\frac{S(R_1 + R_2)}{W_p(R_1 + R_2 + R_1 A_o)} + 1}$$

| | Ganancia Ideal(Veces) | Ganancia Ideal(dB) | Polo |
|--------|-----------------------|--------------------|----------|
| Caso 1 | 8,8 | 18,9dB | 118,2KHz |
| Caso 2 | 1,6 | 4,1dB | 650KHz |
| Caso 3 | 0.88 | -1,1dB | 1,18MHz |

Cuadro 4: Ganancias Ideales y Polos Circuito No Inversor

Análogo a lo obtenido para el caso inversor, se obtuvieron los siguientes gráficos:

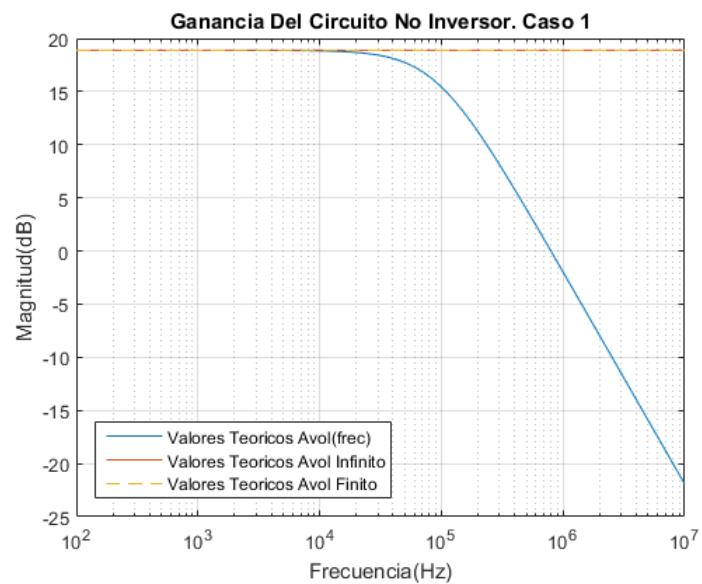


Figura 21: Comparación Ganancia No Inversor Ideal, No Ideal Caso 1

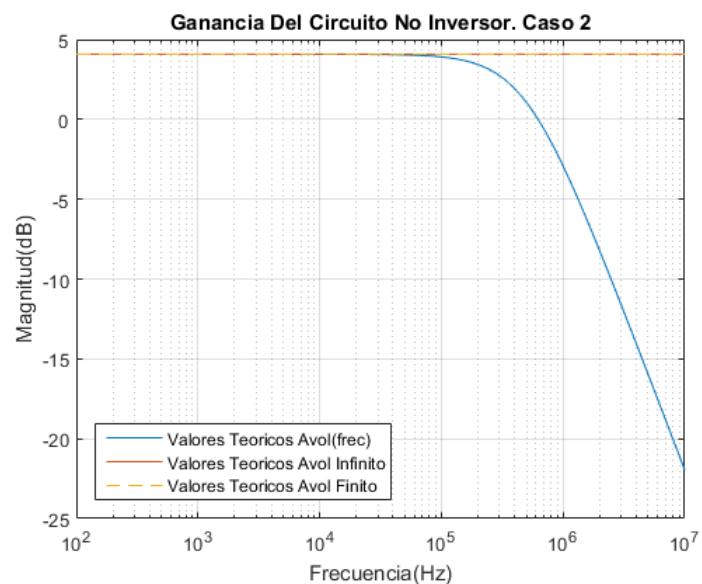


Figura 22: Comparación Ganancia No Inversor Ideal, No Ideal Caso 2

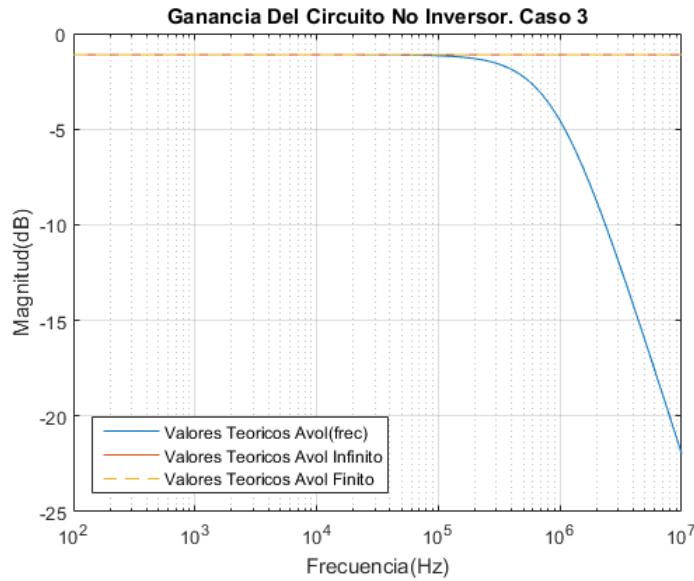


Figura 23: Comparación Ganancia No Inversor Ideal, No Ideal Caso 3

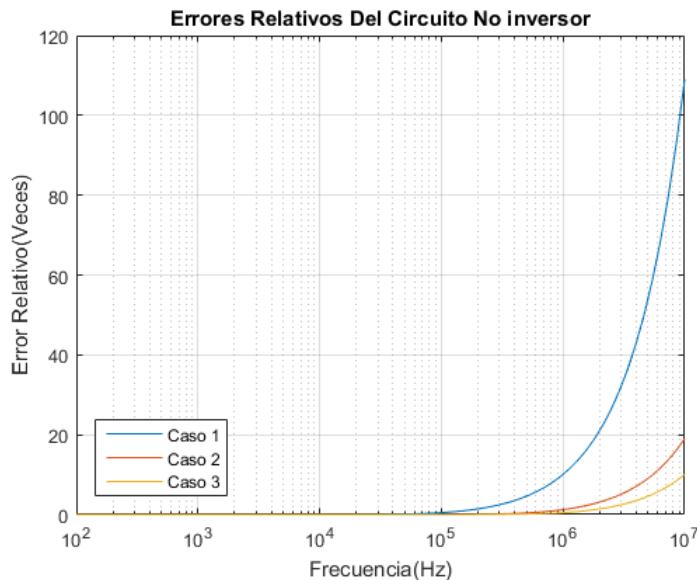


Figura 24: Error Relativo Del Circuito No Inversor

1.2.4. Calculo de impedancia de entrada vista por el generador en función de la frecuencia $Z_{in}(w)$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{V_{in}}{i_{R_3}} \quad (26)$$

Sabemos del circuito que:

$$\frac{V_{in} - V^+}{R_3} = i_{R_3} \quad (27)$$

y por lo visto anteriormente:

$$V_{out} = A_{Vol}(V^+ - V^-)$$

Remplazando V^- de la ecuación (23) llegamos a que:

$$V_{out} \left(\frac{1}{A_{Vol}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = V^+$$

Reemplazando V^+ en (27):

$$\frac{V_{in}}{R_3} - \frac{V_{out}}{R_3} \left(\frac{1}{A_{Vol}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = i_{R_3}$$

Reemplazando en la ecuación de Z_{in} :

$$z_{in} = \frac{1}{\frac{1}{V_{in}} \left(\frac{V_{in}}{R_3} - \frac{V_{out}}{R_3} \left(\frac{1}{A_{Vol}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \right)}$$

Acomodando convenientemente llegaremos a que:

$$Z_{in} = \frac{R_3}{1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \left(\frac{1}{A_{Vol}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}$$

Reemplazando la función transferencia calculada en (25):

$$Z_{in} = \frac{R_3}{1 - \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} * \frac{A_{Vol}(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_1 A_{Vol}} \right) \left(\frac{1}{A_{Vol}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}$$

Agrupando convenientemente se podrá simplificar considerablemente en el denominador, llegando a:

$$Z_{in} = R_3 + R_4$$

Este resultado es bastante llamativo, ya que a pesar de tomar en cuenta A_o es finito y la existencia del polo dominante, llegamos a que la impedancia de entrada visto por la fuente(Z_{in}) **no depende de la frecuencia**, un gran contraste con lo obtenido anteriormente para el circuito inversor.

1.2.5. DC Sweep

Se realizó un análisis en continua del circuito inversor, alimentando el OpAmp con $V_{CC} = \pm 15V$, para cada uno de los casos presentados en la tabla 1. El DC Sweep se realizó entre $\pm 15V$, la misma tensión que la de alimentación del OpAmp, se puede ver en la figura 25 la respuesta del circuito ante estos distintos valores de tensión, y para los distintos casos de resistencia.

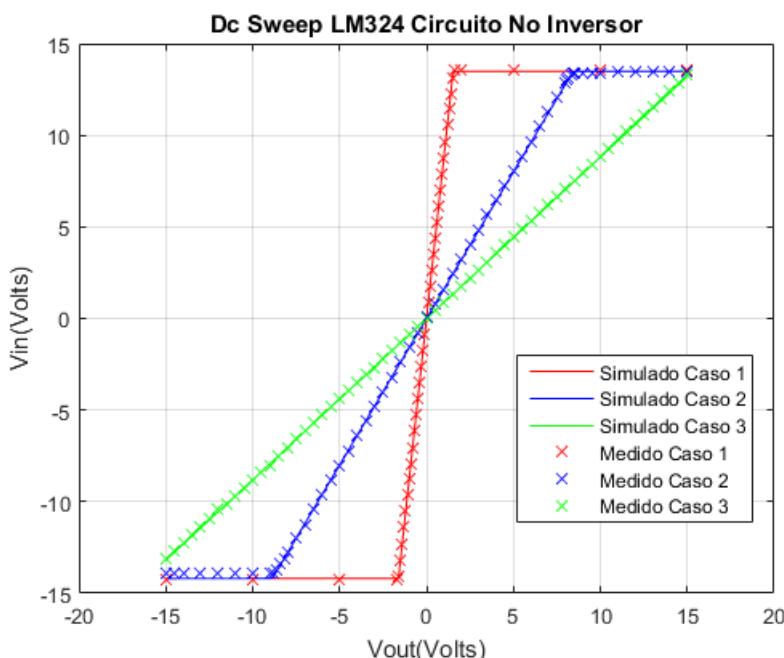


Figura 25: Circuito No Inversor Distintos Casos DC Sweep

Los gráficos permiten visualizar los valores de las ganancias, se puede ver como las ganancias coinciden **en el rango lineal** con lo calculado anteriormente en la tabla 4, en donde la ganancia corresponde a las pendientes de los gráficos siendo estas de 8,8, 1,6 y 0,88 para los casos 1, 2, y 3 respectivamente. La no linealidad en los sectores donde la pendiente es cero se debe, como fue explicando en la subsección 1.1.5, a la saturación de la tensión de salida del OpAmp limitando de esta forma V_{out} unos volts por debajo de la tensión de alimentación (En estos caso donde $V_{CC} = \pm 15V$, la saturación es $|V_{sat}| \approx 13,5V$)

La diferencia principal entre los casos es el rango de no saturación/linealidad:

- El primer caso al tener una ganancia de 8,8 veces (**amplificación**), funcionará linealmente en un rango de V_{in} de aproximadamente $[-1,5V, 1,5V]$ fuera de ese rango $|V_{out}| = |V_{sat}| \approx 13,5V$
- El segundo caso al tener una ganancia de 1,6 vez (**amplificación**), funcionará linealmente en un rango mayor de V_{in} que el primer caso, siendo este de aproximadamente $[-8,4V, 8,4V]$
- El tercer caso tienen una ganancia de 0,88 veces (**atenuación**), teóricamente funcionará linealmente en un rango mucho mayor de V_{in} que los anteriores, siendo este de aproximadamente $[-15,9V, 15,9V]$. Sin embargo, mirando el datasheet el absolute maximum V_{in} va desde $[-0,3-VCC, 0,3+VCC]$, limitando de esta forma V_{in} a un rango de $[-15,3V, 15,3V]$. (Se decidió limitarlo a este valor, caso de si se pone en corto R1 no se supere el máximo absolute rating del OpAm, el Vin máximo sería mayor).

1.2.6. Máximo Valor De V_{in} Que Permite Suponer Linealidad

Como fue explicado en la subsección 1.1.6 hay dos factores que limitan la linealidad para ciertos valores de V_{in} , estos siendo el SlewRate y la Tensión de Saturación. Repitiendo los mismo cálculos que para el caso inversor, llegaremos a los siguientes gráficos (figura 26) de valores posibles de V_{in} a una frecuencia dada para que la salida no se vea distorsionada por la saturación o el SlewRate.

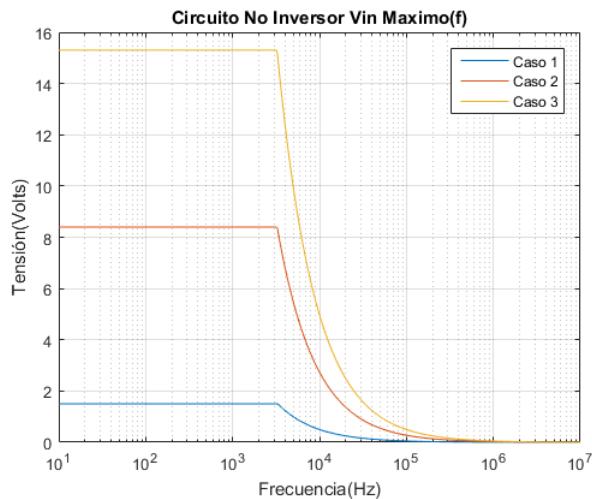


Figura 26: Valores V_{in} Para Un Comportamiento Lineal Del Circuito Inversor

1.2.7. Respuesta en Frecuencia

Análogo a lo realizado para el caso inversor (subsección 1.1.8) obtuvimos:

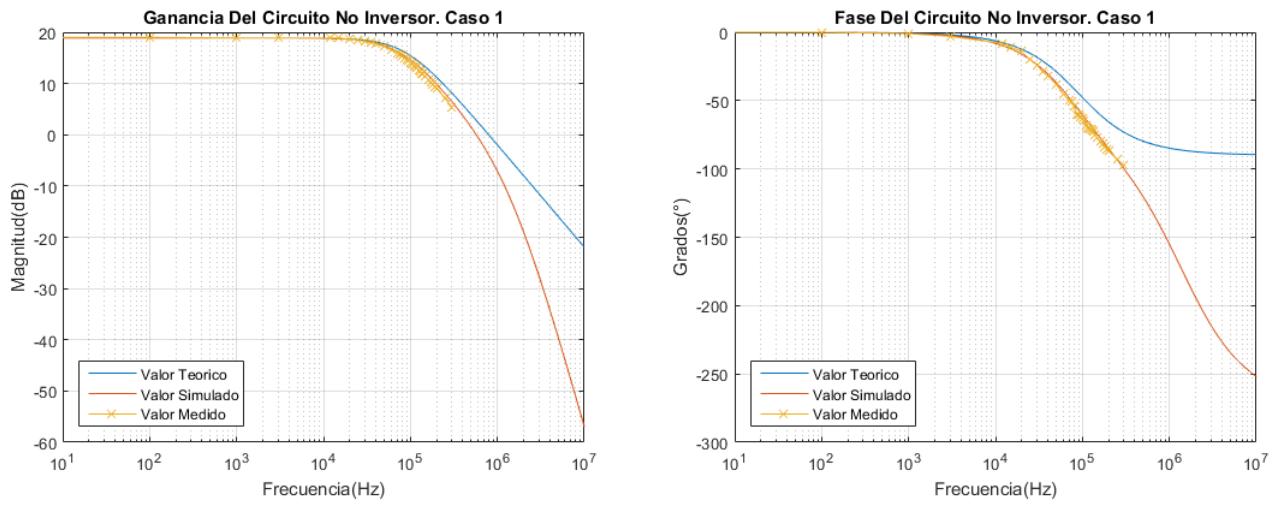


Figura 27: Gráficos De Bode Del Circuito No Inversor Caso 1

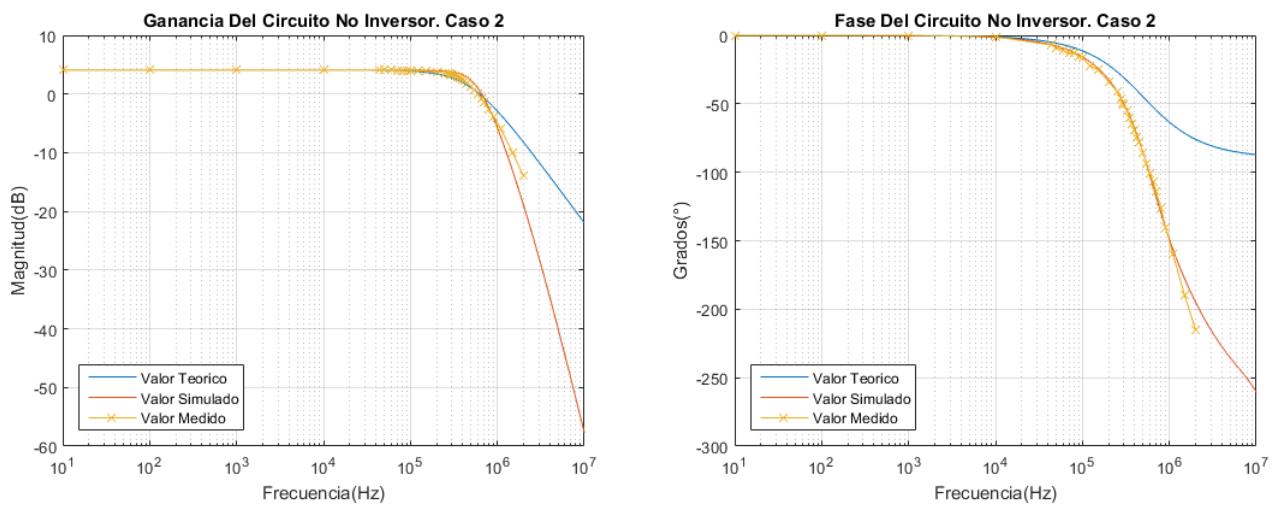


Figura 28: Gráficos De Bode Del Circuito No Inversor Caso 2

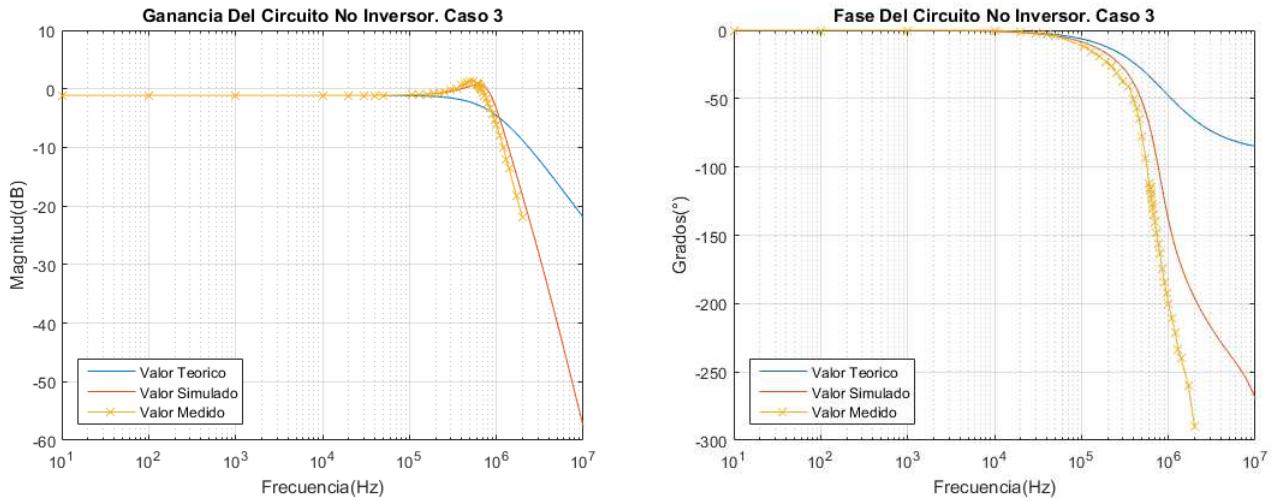


Figura 29: Gráficos De Bode Del Circuito No Inversor Caso 3

1.2.8. Mediciones De Impedancia De Entrada Z_{in}

Para obtener el valor de Z_{in} ya no se pudo medir, como en el caso inversor, la caída de tensión sobre un resistor en la entrada ya que consideraciones ideales R_3 se encuentra referido a una tierra virtual, por lo cual la diferencia de caída de tensión sería muy pequeña, y por ende muy propenso a errores. Se decidió entonces, agregar una resistencia (R_a) del mismo orden que la Z_{in} simulada para que la caída de tensión sobre R_a sea comparable con la tensión de entrada y minimizar el error. Se midió la caída de tensión sobre la resistencia R_a , y sabiendo la tensión de entrada provista por un generador de señal a la frecuencia deseada obtenemos el valor de Z_{in} mediante la siguiente cuenta:

$$Z_{in} = \frac{V_a}{i_{R_a}} = \frac{V_a}{\frac{V_{in} - V_a}{R_a}} = \frac{V_a}{V_{in} - V_a} * R_a$$

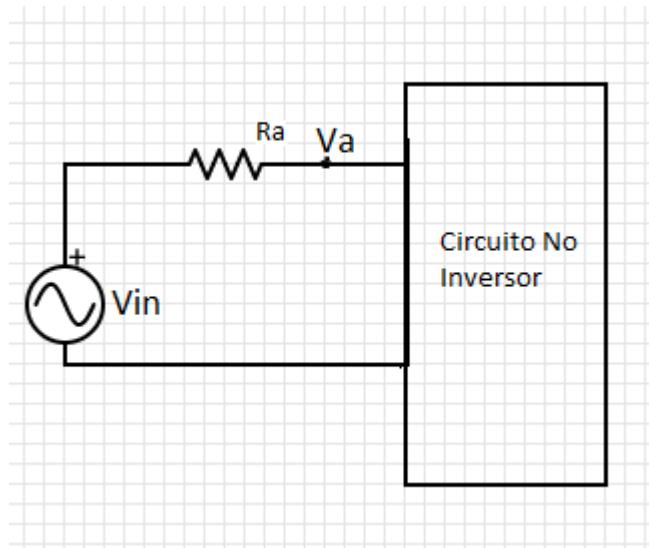


Figura 30: Circuito No Inversor, mediciones Z_{in}

Al igual que en la medición de respuesta en frecuencia, se tuvo que tener en cuenta el efecto del Slewrate , la tensión de saturación, y la distorsión de Crossover. Mirando nuevamente la figura de tensión máxima de V_{in} para linealidad(figura 26), se decidió aplicar una tensión de 300mV_{pp} con un offset de continua de 160mV_{pp}. Analogo a lo realizado para el caso inversor(subsección 1.1.9) se obtuvieron las siguientes mediciones:

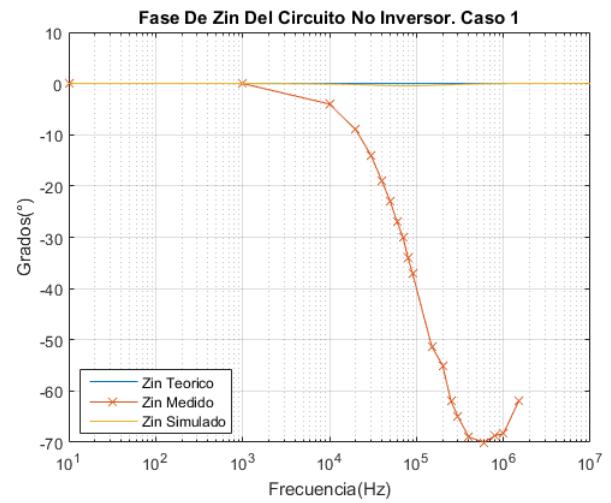
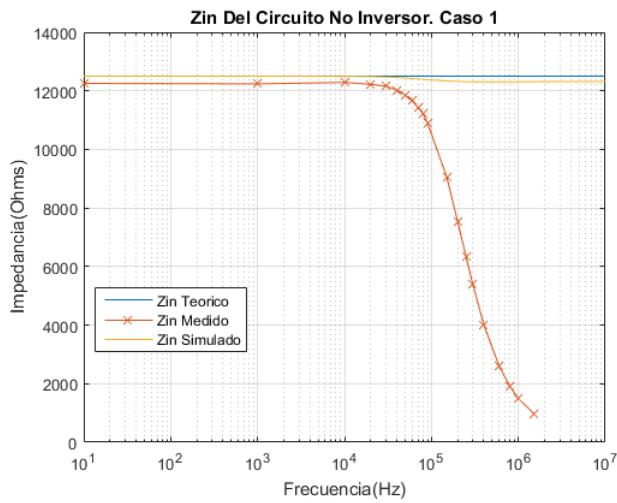


Figura 31: Z_{in} Medido Para El Circuito Inversor Caso 1

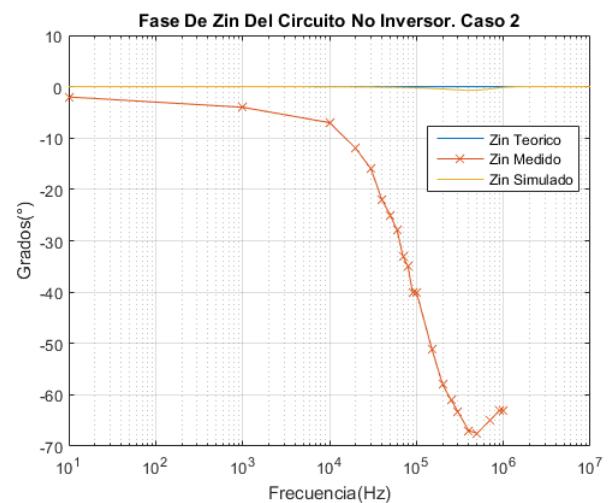
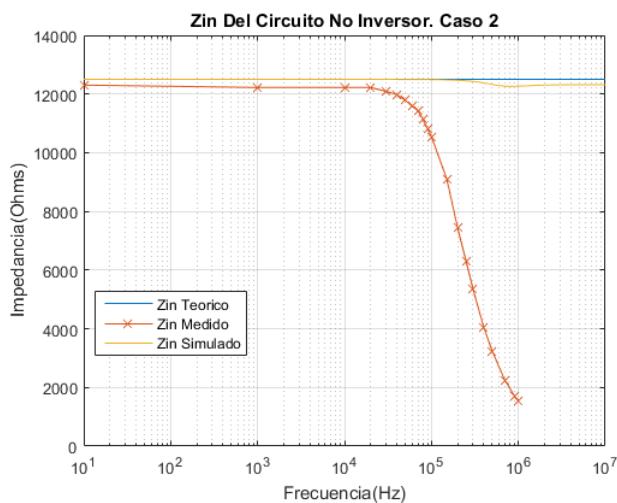


Figura 32: Z_{in} Medido Para El Circuito Inversor Caso 2

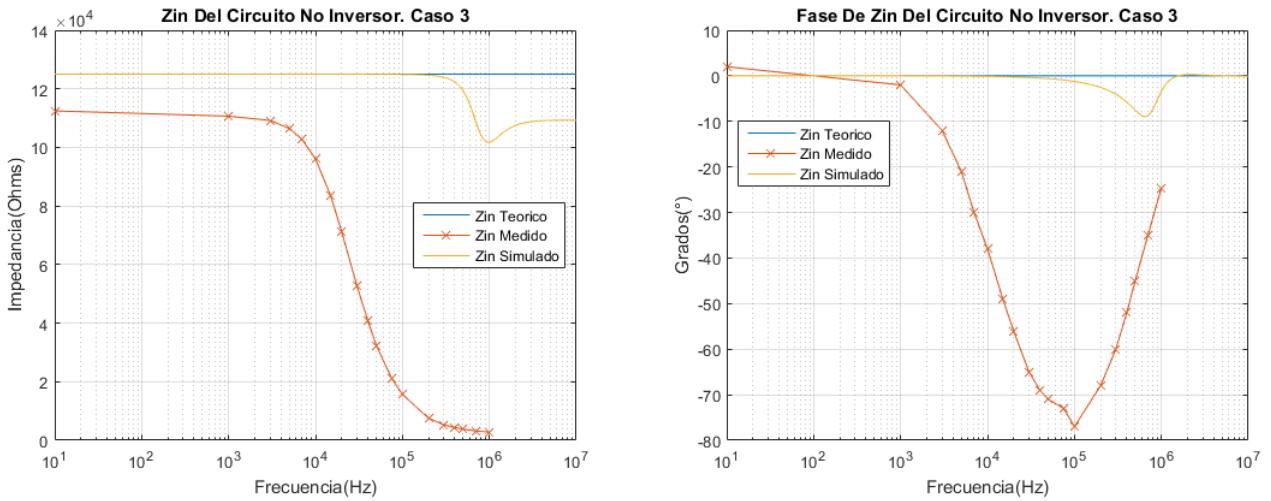


Figura 33: Z_{in} Medido Para El Circuito Inversor Caso 3

1.2.9. Observaciones del Circuito

Si R_3 tuviese un valor de 0Ω , $V^+ = V_{in}$ y la resistencia que verá la fuente sera solamente R_4 . Analizando la función transferencia ideal en este caso, llegaremos a que $H(S) = \frac{R_2+R_1}{R_1}$, esta configuración no inversora **no puede atenuar la señal**, la función de R_3 y R_4 en conjunto es de dar la posibilidad de poder atenuar la señal de entrada, mirando la función transferencia ideal original $H(S) = \frac{R_4}{(R_3+R_4)} \frac{(R_1+R_2)}{R_1}$, veremos que la primera parte corresponde a posibilidad de atenuación y la segunda parte a la posibilidad de amplificación.

1.3. Conclusiones

Se pueden sacar conclusiones de lo realizado tanto para el caso inversor como el no inversor. En primer lugar, considerando el polo dominante colocado por el fabricando, de no tener en cuenta capacitancias parásitas, los OpAmps se compartan como un filtro pasa bajos de primer orden. Sin embargo, al aumentar la frecuencia esta simplificación se degrada producto de efectos como la capacitancia parásita, y comienza entonces a aparecer nuevos polos. En este caso la aparición del segundo polo rondó 1MHz(depende del caso de resistencias tomadas), es muy importante saber que esto muchas veces no aparece en las hojas de datos(en ninguna de las hojas empleadas se vio una mención del segundo polo), ni en algunos modelos de Spice creados por el fabricante(por ejemplo el modelo de Texas Instrument para el LM324), por lo cual al momento de diseñar circuitos hay que considerar que a ciertas frecuencias comienzan a degradarse la simplificación de un solo polo, y puede verse afectada la precisión de los modelos de simulación. Además, pueden surgir otros fenómenos que afecten la linealidad, entre ellos la distorsión de Crossover en OpAmps de clase B, el Slewrate, y la tensión de saturación, limitando el rango de comportamiento lineal y por ende distanciando las mediciones del modelo esperado.

En conclusión es muy importante conocer en que rango de exigencias en frecuencias y amplitud se van a ver sometidos nuestros diseños, y saber según el OpAmp en que casos se pueden realizar simplificaciones y en cuales hay que evitar cometer errores producto de simplificaciones.

2. Corrientes y Tensiones de Offset en Amplificadores Operacionales

En un Amplificador Operacional, debido a que los transistores integrados en las entradas de éste no tienen exactamente las mismas características, existe una pequeña tensión interna denominada tensión de Offset. También, debido a la corriente de base de dichos transistores, existe una pequeña corriente que circula en las entradas, denominada corriente de entrada de bias. Esta situación puede ser modelada con el esquema de la Figura 34

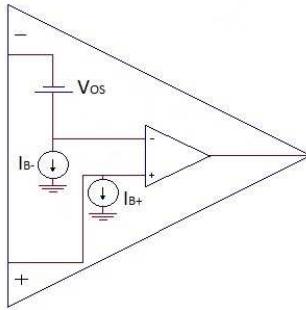


Figura 34: Modelo de Amplificador Operacional con tensión y corrientes de Offset

Dependiendo de la aplicación para la cual se quiera utilizar un Amplificador Operacional, puede resultar necesario conocer los valores de V_{OS} , I_B^- e I_B^+ para lograr que el circuito funcione correctamente. Cabe recordar que, a pesar de que se traten de valores “chicos”, al ser amplificados, los efectos producidos pueden afectar al comportamiento del circuito y ser un problema - por ejemplo si se trabaja con circuitos de alta precisión.

Una forma de medir estos valores es utilizando el circuito de medición de tensión de Offset y corriente de entrada de bias - que se muestra en la Figura 35

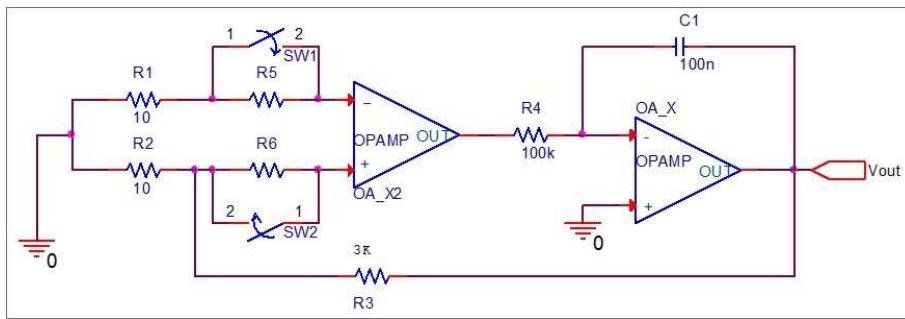


Figura 35: Circuito de medición de tensión de Offset y corriente de bias

En particular, se busca realizar la medición de estos parámetros para un ejemplar de *LF356* y uno de *TL081*. Con el objetivo de entender cómo este circuito puede servir para realizar la medición de dichos parámetros, se procede a hacer un análisis del mismo.

2.1. Análisis y modo de operación del circuito de medición

En la Figura 35 se observa que el circuito posee dos Amplificadores. Concentrándose en el OpAmp OA_X, aislando del resto del circuito, se llega al esquema de la Figura 36

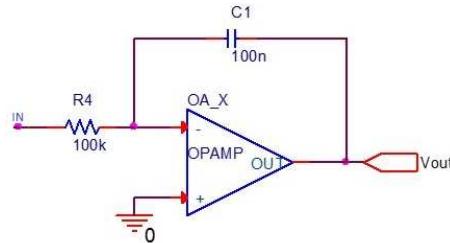


Figura 36: Subcircuito con OpAmp OA_X

Notar que este circuito es un circuito integrador, cuya función transferencia está dada por la Ecuación (28)

$$H(s) = \frac{1}{s \cdot R_4 \cdot C_1} = \frac{1}{R_4 \cdot C_1} \cdot \frac{1}{s} \quad (28)$$

Como se puede apreciar en la Ecuación (28), las muy bajas frecuencias son fuertemente amplificadas, mientras que las altas frecuencias son fuertemente atenuadas. Esto también puede ser explicado desde el concepto de re-alimentación ya que, a bajas frecuencias, el capacitor impide la re-alimentación negativa del circuito, produciendo como consecuencia la fuerte amplificación de la señal, mientras que el capacitor permite la re-alimentación del circuito en altas frecuencias.

El objetivo de este subcircuito es reducir el ancho de banda del circuito, lo que permite obtener una mejor medición de los parámetros en estudio, reduciendo los efectos producidos por el ruido de alta frecuencia, además de re-amplificar los efectos de las corrientes de bias y tensión de Offset.

En cuanto al valor del capacitor, si el valor de éste es muy chico, la impedancia producida a altas frecuencias será muy alta, impidiendo la re-alimentación del circuito, y amplificando el ruido.

Volviendo al análisis completo del circuito, se puede observar que el OpAmp OA_X2 - que es el OpAmp a medir - está re-alimentado desde la salida del circuito por la entrada no inversora. A pesar de esto, el circuito es estable, ya que la salida es previamente invertida por el OpAmp OA_X. De invertir las terminales de entrada de cualquiera de los dos OpAmps por separado, el circuito sería re-alimentado positivamente, y éste sería inestable. Si se invierten ambos, el OpAmp OA_X es re-alimentado positivamente, por lo que deja de atenuar el ruido y, por el contrario, se amplifica y produce la saturación del circuito.

Notar que, al ser amplificadas la tensión de Offset así como los efectos de las corrientes de bias del OpAmp OA_X2, los efectos de la tensión de Offset así como los efectos de las corrientes de bias del OpAmp OA_X, que serán amplificados por éste, serán despreciables frente a los del OpAmp OA_X2, cuyos efectos son amplificados en dos etapas y resultan ser mucho mayores.

Se optó por utilizar un Amplificador TL082 como OpAmp OA_X.

2.1.1. Medición de tensión de Offset

Si las llaves SW1 y SW2 se cierran, considerando la tensión de Offset de entrada V_{OS} del OpAmp OA_X2 y despreciando las caídas de tensión producidas sobre las resistencias R_1 y R_2 como consecuencia de las corrientes de bias (las cuales son “pequeñas”, y siendo estas resistencias también relativamente pequeñas, la caída de tensión resultará despreciable), entonces la tensión en la entrada inversora será V_{OS} y, por considerar el dispositivo con ganancia infinita, la tensión en la entrada no inversora también será V_{OS} . Por lo tanto, despreciando la corriente de bias frente a la corriente que circula por la rama de la resistencia de $3K\Omega$, se puede utilizar la fórmula de divisor resistivo para obtener la tensión V_{OUT} , según la Ecuación (29)

$$V_{OUT_1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot V_{OS} \Rightarrow V_{OS} = \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3}\right) V_{OUT_1} \quad (29)$$

Por lo tanto, midiendo V_{OUT_1} se puede obtener el valor de V_{OS} .

Recordar que hasta ahora las corrientes de bias fueron despreciables y no pasivadas, por lo que la fórmula obtenida es válida por si sola para obtener V_{OS} . De pasivarlas, el resultado obtenido no cambia al cambiar los estados de las llaves, por lo que se puede aplicar principio de superposición para tener en cuenta los efectos de las corrientes con las llaves abiertas.

En cuanto al error cometido según los valores de R_3 y R_2 , considerando $R_3 \gg R_2$ y aplicando propagación de errores se tiene que

$$V_{OS} = V_{OUT_1} \cdot \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3}\right) \approx \frac{R_2}{R_3} \cdot V_{OUT_1} \Rightarrow \Delta V_{OS} = \left(\frac{1}{R_3} \Delta R_2 + \frac{R_2}{R_3^2} \cdot \Delta R_3\right) \cdot V_{OUT_1} = V_{OUT_1} \cdot \frac{R_2}{R_3} \left(\frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3}\right)$$

De esta ecuación se puede observar que los valores de tolerancia de los componentes R_2 y R_3 afectan de igual manera para el cálculo de V_{OS} , así como también se puede observar que como $R_3 \gg R_2 \Rightarrow \frac{R_2}{R_3} \ll 1$ y el error en la medición de ΔV_{OS} como consecuencia de la tolerancia de estos resistores es bajo.

2.1.2. Medición de corriente de Bias I_B^+

Considerando la llave SW1 cerrada y la llave SW2 abierta, y pasivando la fuente de tensión V_{OS} , se puede despreciar la caída de tensión en la resistencia R_1 por el mismo motivo que antes, pero debido a que en la rama de re-alimentación positiva se agrega la resistencia R_6 de valor lo suficientemente grande para no ser despreciable, hay que considerar la corriente de bias I_B^+ .

Por considerar el dispositivo con ganancia infinita y ser la tensión en la rama inversora $0V$, la tensión en la entrada no inversora también será $0V$, por lo que considerando que en las resistencias R_2 y R_6 debe caer la misma tensión, se tiene que

$$I_{R_2} \cdot R_2 = -R_6 \cdot I_B^+$$

Por lo que, resolviendo para I_{R_2} y considerando el nodo donde se cruzan estas corrientes, se tiene que la corriente que circula por la resistencia R_3 está dada por

$$I_{R_3} = I_{R_2} - I_B^+ = -\frac{R_6 \cdot I_B^+}{R_2} - I_B^+ = -I_B^+ \cdot \left(\frac{R_6}{R_2} + 1 \right)$$

Por lo tanto, la tensión en V_{OUT_2} está dada por

$$V_{OUT_2} = -R_2 \cdot I_{R_2} - R_3 \cdot I_{R_3} = -R_2 \cdot \left(\frac{-R_6 \cdot I_B^+}{R_2} \right) - R_3 \cdot \left(-I_B^+ \left(\frac{R_6}{R_2} + 1 \right) \right) = \left[1 + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_6} \right] \cdot R_6 \cdot I_{B+} \quad (30)$$

Esta tensión se superpondrá a la dada por la Ecuación (29) cuando se abra la llave $SW2$, por lo tanto, midiendo V_{OUT_2} y conociendo V_{OS} se puede obtener el valor de I_B^+ .

Notar que la corriente I_B^- fue despreciada, pero no pasivada. Por lo tanto, se puede utilizar este resultado superpuesto con el de la tensión de Offset, sin tener en cuenta la corriente I_B^- . De pasivarla, el resultado es equivalente, e invariante al cambiar el estado de la llave $SW1$.

2.1.3. Medición de corriente de Bias I_B^-

Considerando la llave $SW2$ cerrada y la llave $SW1$ abierta, y pasivando la fuente de tensión V_{OS} , se puede despreciar la caída de tensión en resistencia R_2 como causa de la corriente de bias I_{B+} por el mismo motivo que antes, pero debido a que en la rama de re-alimentación negativa se agrega la resistencia R_5 de valor lo suficientemente grande para no ser despreciable, hay que considerar la corriente de bias I_B^- . El problema es análogo al estudiado en el caso de la tensión de Offset, por lo que se omite el cálculo (matemáticamente equivale a tomar $V_{OS} = -R_5 \cdot I_B^-$). El valor de V_{OUT_3} está dado por

$$V_{OUT_3} = - \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \cdot R_5 \cdot I_B^- \quad (31)$$

Por lo tanto, midiendo V_{OUT_3} y conociendo V_{OS} se puede obtener el valor de I_B^- .

Notar que la corriente I_B^+ fue despreciada, pero no pasivada. Por lo tanto, se puede utilizar este resultado superpuesto con el de la tensión de Offset, sin tener en cuenta la corriente I_B^+ . De pasivarla, el resultado es equivalente, e invariante al cambiar el estado de la llave $SW2$.

2.1.4. Tensión total de Salida

Considerando los resultados anteriores y por las justificaciones dadas previamente, y siendo SW_i una variable que toma los valores 0 o 1 si la llave SWi se encuentra cerrada o abierta respectivamente, se tiene que la tensión de salida está dada por

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \cdot V_{OS} + SW_2 \cdot \left[1 + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_6} \right] \cdot R_6 \cdot I_{B+} - SW_1 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \cdot R_5 \cdot I_{B-} \quad (32)$$

2.2. Elección de los valores de $R5$ y $R6$ a utilizar

Según los datasheets de los OpAmps a medir, se tiene qué

| V_{OUT} | Texas Instruments TL081 | National Semiconductor LF356 |
|---------------------------------|--------------------------------|-----------------------------------|
| Input Offset Voltage - V_{OS} | Tip: $3mV$, Máx = $15mV$ | Tip: $3mV$, Máx = $10mV$ |
| Input Bias Current - I_{IB} | Tip: $30pA$, Máx = $400pA$ | Tip: $30pA$, Máx = $200pA$ |
| | Máx (Full Temp Range) = $10nA$ | Máx (a $T_J < 70^\circ$) = $8nA$ |

Cuadro 5: Valores obtenidos de datasheets de productos, a $T = 25^\circ$, a menos que se indique lo contrario

$$\text{Donde } I_{IB} = \frac{I_B^+ + I_B^-}{2}$$

Considerando los valores típicos de estos parámetros, se optó por utilizar $R_5 = R_6 = 1M\Omega$, con lo que, considerando el valor típico $30pA$, se espera que los aportes a V_{OUT} de I_B^+ y I_B^- estén en el orden de $9mV$. En el caso límite, $10nA$, el aporte a V_{OUT} estaría en el orden de $300mV$.

2.3. Mediciones y Cálculos

Al realizar las mediciones, el ruido de linea de $50Hz$ resultó ser amplificado (en algunos casos se pudo observar una señal aproximadamente triangular de dicha frecuencia), por lo que en la señal de salida se obtuvo la superposición entre el valor buscado y la amplificación de este ruido. Para obtener mediciones de la tensión de salida del circuito, se utilizó un osciloscopio (en vez de un voltímetro, que de no haber tenido este inconveniente hubiera resultado más adecuado para esta medición) y se procedió a realizar el promedio de los valores obtenidos en pantalla durante un tiempo relativamente largo, bajo la hipótesis de que el valor medio del ruido de linea captado es nulo.

Se tomaron todas las mediciones necesarias, y una vez obtenidas se volvieron a medir nuevamente a modo de control de errores. En cada medición se tomaron distintos valores, y luego se buscó un valor representativo y un intervalo que incluya los valores que fueron observados.

Cabe resaltar que la medición se vio fuertemente afectada por el ruido, y estos valores son los obtenidos en las condiciones particulares en la que se midieron, buscando alejar del circuito de las fuentes de ruido. De mover dispositivos cercanos o cambiar la posición del circuito, se podían observar fluctuaciones en los valores a medir.

Se probaron varias alternativas para disminuir el ruido de $50Hz$, como utilizar cables más cortos, implementar el circuito en una placa multiperforada en vez de en un protoboard, y agregar capacitores de desacople. Recordar que, por la naturaleza del ambiente en el que se desarrollaron estas mediciones, el laboratorio de electrónica, el nivel de ruido es importante.

Además, cabe recordar que, al utilizar valores altos de resistencia de entrada ($1M\Omega$), el nivel de ruido es mayor (pues, modelando el ruido como una fuente y una resistencia, se forma un divisor resistivo, y al ser alto el valor de la impedancia de entrada, es relativamente alto el nivel de ruido en la salida del divisor resistivo, y por lo tanto es alto el ruido que afecta el circuito). Sin embargo, se necesitan resistencias altas para medir estas corrientes, por lo que hay una relación de compromiso entre el nivel de ruido medido y la medición de la corriente de bias.

| V_{OUT} | TL081 | LF356 |
|--------------------|-----------------|------------------|
| $SW1 = 0, SW2 = 0$ | $29mV \pm 5mV$ | $-209mV \pm 2mV$ |
| $SW1 = 0, SW2 = 1$ | $441mV \pm 2mV$ | $-218mV \pm 1mV$ |
| $SW1 = 1, SW2 = 0$ | $18mV \pm 3mV$ | $-213mV \pm 2mV$ |
| $SW1 = 1, SW2 = 1$ | $28mV \pm 4mV$ | $-203mV \pm 1mV$ |

Cuadro 6: Tensiones medidas, en las distintas configuraciones posibles

Para el cálculo de los valores buscados, se utilizaron los valores representativos de las mediciones. Los resultados obtenidos fueron los siguientes

| V_{OUT} | TL081 | LF356 |
|-----------|----------|---------|
| V_{OS} | $0,1mV$ | $0,7mV$ |
| I_B^+ | $1,37nA$ | $-30pA$ |
| I_B^- | $37pA$ | $13pA$ |
| I_{IB} | $703pA$ | $8,3pA$ |

Cuadro 7: Valores calculados a partir de los valores medidos

Los valores obtenidos, menos el caso de I_B del TL081, si bien son menores que los valores típicos de estos integrados, están dentro de los valores esperados. En el caso de I_B^+ del TL081, el valor se encuentra fuera del rango de valores de $T = 25^\circ$, pero dentro del rango de valores para el rango completo de temperaturas.

2.4. Circuitos de compensación

Los OpAmps Utilizados tienen conectores para poder realizar una compensación de V_{OS} .

2.4.1. Compensación de TL081

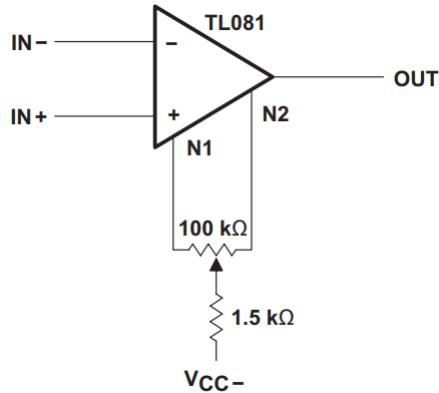


Figura 37: Circuito de compensación para TL081, según datasheet

En el caso del TL081, este puede ser compensado utilizando un preset de $100K\Omega$, según el fabricante, y conectando el cursor del preset a V_{CC}^- . Notar la resistencia de $1,5K$ entre el cursor del preset y V_{CC}^- , para evitar que se pueda dar el caso de cero impedancia (mínimo de preset), y limitar la corriente que puede circular. Con este preset se puede ajustar el valor de V_{OS} .

2.4.2. Compensación de LF356

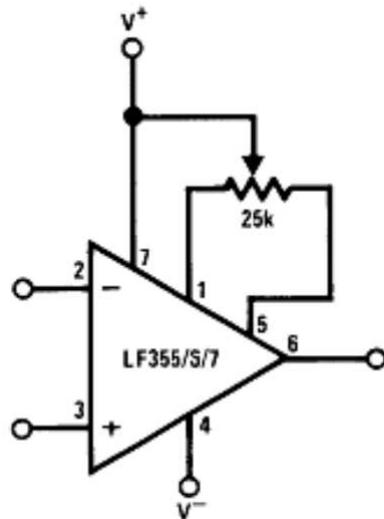


Figura 38: Circuito de compensación para LF356, según datasheet

En el caso del LF356, este puede ser compensado utilizando un preset de $25K$, según el fabricante, y conectando el cursor del potenciómetro a V_{CC}^+ . Notar que, a diferencia del circuito de compensación del LT081, este no posee una resistencia entre el cursor del preset y V_{CC}^+ . Considerando el circuito anterior, se podría agregar una resistencia, para evitar el problema de cero impedancia.

Con este preset se puede ajustar el valor de V_{OS} .

3. Estudio del circuito derivador y del circuito integrador

3.1. Resolución del circuito genérico

3.1.1. Estudio del circuito

Como en las siguientes experiencias se van a resolver dos circuitos, en el que solo cambian las impedancias, se procede a resolver el circuito genérico para evitar realizar el procedimiento más de una vez.

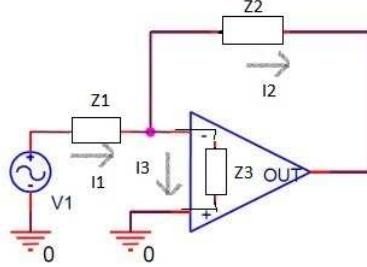


Figura 39: Circuito genérico a resolver

Para resolver el circuito se utiliza el método de resolución por nodos.
Se sabe que

$$V^+ = 0 \quad (33)$$

Por ende, por ley de nodos

$$I_1 = I_2 + I_3$$

$$\frac{V_{in} - V^-}{Z_1} = \frac{V^- - V_{out}}{Z_2} + \frac{V^-}{Z_3} \quad (34)$$

Despejando V^- de la ecuación (34), se obtiene que

$$V^- = (Z_1 // Z_2 // Z_3) \left(\frac{V_{out}}{Z_2} + \frac{V_{in}}{Z_1} \right) \quad (35)$$

siendo $Z_1 // Z_2 // Z_3$, la impedancia resultante de hacer el paralelo entre Z_1, Z_2 y Z_3 .
Planteando la ecuación que relaciona al operador retroalimentado

$$V_{out} = A.(V^+ - V^-) \quad (36)$$

Reemplazando en la ecuación (36) los resultados de las ecuaciones (33) y (35), se obtiene que:

$$\begin{aligned} \left(\frac{Z_2 + A(Z_1 // Z_2 // Z_3)}{Z_2} \right).V_{out} &= -\frac{A.(Z_1 // Z_2 // Z_3)}{Z_1} V_{in} \\ \frac{V_{out}}{V_{in}} &= H(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{A(Z_1 // Z_2 // Z_3)}{Z_2 + A(Z_1 // Z_2 // Z_3)} \end{aligned} \quad (37)$$

Para el análisis de las funciones transferencias, consideramos que la impedancia $Z_3 \rightarrow \infty$, por ende si se busca la función transferencia del circuito, se determina que $H_{genérico}(s)$:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{A \cdot \frac{Z_2}{Z_1}}{A + \frac{Z_2}{Z_1} + 1} \quad (38)$$

Circuito con amplificador operacional ideal

Si se aplica que el OpAmp del circuito es ideal ($A \rightarrow \infty$ a la ecuación (38)), se obtiene que $H_{ideal}(s) = G_I$ es:

$$G_I = H_{ideal}(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (39)$$

Círculo con amplificador operacional con amplificación finita

Si se aplica que el OpAmp del circuito tiene una amplificación finita ($A = A_o < \infty$ en la ecuación (38)), se determina que $H_{finito}(s)$ es:

$$H_{finito}(s) = -\frac{A_o \cdot \frac{Z_2}{Z_1}}{A_o + \frac{Z_2}{Z_1} + 1} \quad (40)$$

donde se puede remplazar en la anterior ecuación, la ganancia ideal (G_I , ecuación (39)), con lo que quedaría

$$H_{finito}(s) = \frac{A_o \cdot G_I}{(A_o + 1 - G_I)} \quad (41)$$

Círculo con amplificador operacional con polo dominante

Si se aplica que la amplificación que realiza el OpAmp depende de la frecuencia, es decir

$$A = \frac{A_o}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (42)$$

siendo

- A_o : amplificación máxima del amplificador operacional (la amplificación a bajas frecuencias)
- ω_p : frecuencia de corte del amplificador (a partir del cual la amplificación cae con una pendiente de $-20dB/dec$) sin retroalimentación. Sus unidades son *radianes/segundos*.

Aplicando la igualdad (42) en la ecuación (38) y despejando términos, se consigue que $H_\omega(s)$ es: sacando factor común en el denominador A_o , se llega a que

$$H_\omega(s) = -\frac{\frac{Z_2}{Z_1}}{1 + \frac{\frac{Z_2}{Z_1}}{A_o} + \frac{s}{A_o \omega_p} + \frac{1}{A_o} + \frac{s \cdot \frac{Z_2}{Z_1}}{A_o \omega_p}} \quad (43)$$

También conociendo la relación

$$BWP = A_o \omega_p \quad (44)$$

y reemplazando la ecuación (44) y (39) en la ecuación (43), se consigue que

$$H_\omega(s) = \frac{G_I}{1 + \frac{1}{A_o} - \frac{G_I}{A_o} + \frac{s}{BWP} - \frac{s \cdot G_I}{BWP}} \quad (45)$$

3.1.2. Impedancia de entrada

Sabiendo que

$$I_1 = \frac{V_{in} - V^-}{Z_1}$$

y reemplazando las ecuación (35), se obtiene que:

$$I_1 = \frac{V_{in}}{Z_1} - \frac{(Z_1//Z_2//Z_3)V_{out}}{Z_1 Z_2} - \frac{(Z_1//Z_2//Z_3)V_{in}}{Z_1^2}$$

aplicando la relación de la ecuación (37) y despejando términos se obtiene que:

$$Z_{inp} = \frac{V_{in}}{I_1} = \frac{Z_1^2(Z_2 + A_o(Z_1//Z_2//Z_3))}{Z_1 Z_2 + (Z_1//Z_2//Z_3)(A \cdot Z_1 - Z_2)} \quad (46)$$

3.2. Componentes de los circuitos

3.2.1. Amplificador operacional

El amplificador operacional a utilizar es el LM833.

Sus características son, según la hoja de datos de 'ON Semiconductor':

- $A_{vol} = 110dB$
- $BWP = 15MHz$
- $R_{op} = 175K\Omega$
- $C_{op} = 12pF$

La impedancia que se logra a partir de realizar el paralelo entre R_{op} y C_{op} es aquella que se encuentra entre los bornes de los potenciales V^+ y V^- . Los valores de dichos componentes se encuentran en la hoja de datos de 'Texas Instruments'; se realiza la suposición de que a pesar de que utilice un amplificador operacional de otro fabricante, dicha impedancia es relativamente similar.

3.2.2. Resistencia y capacitor

Valores teóricos

Para las simulaciones del circuito con componentes ideales, se utilizan los siguientes valores:

| | |
|-------------|------------|
| R_{ideal} | $5k\Omega$ |
| C_{ideal} | $20nF$ |

Cuadro 8: Valores teóricos elegidos

Valores reales

Para la experiencia, se usan los siguientes valores de componentes:

| Componente | Valor | Error Relativo |
|------------|-------------------------------------|----------------|
| R_{real} | $10k\Omega // 10k\Omega = 5k\Omega$ | 0 % |
| C_{real} | $10nF // 10nF = 20nF$ | 0 % |

Cuadro 9: Valores reales elegidos

3.3. Circuito derivador

3.3.1. Estudio del circuito

Al circuito genérico de la Figura 39, se fija que $Z_1 = \frac{1}{sC}$ y $Z_2 = R$.

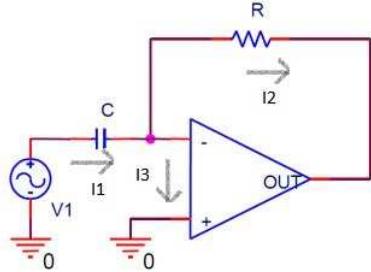


Figura 40: Circuito derivador a analizar

Circuito con amplificador operacional ideal

Si se aplica a la ecuación (39) que $Z_1 = \frac{1}{sC}$ y $Z_2 = R$, se consigue que $H_{ideal}(s)$ del mismo es:

$$G_I = H_{ideal}(s) = -sRC \quad (47)$$

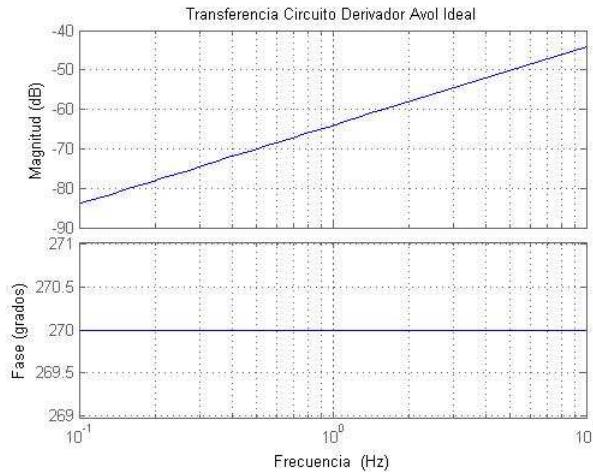


Figura 41: Diagrama de Bode de la función transferencia de la ecuación (47)

Circuito con amplificador operacional con amplificación finita

Si se fija en la ecuación (40) que $Z_1 = \frac{1}{sC}$ y $Z_2 = R$, se llega a que $H_{finito}(s)$ del mismo es:

$$H_{finito}(s) = -\frac{A_o \cdot sRC}{(A_o + 1) \cdot (1 + \frac{s}{\frac{(A_o + 1)}{RC}})} \quad (48)$$

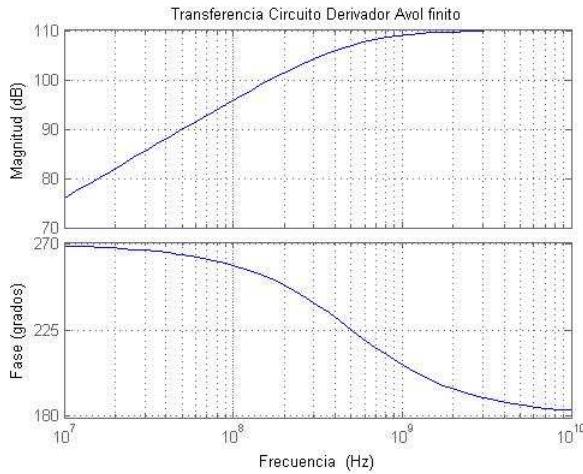


Figura 42: Diagrama de Bode de la función transferencia de la ecuación (48)

Circuito con amplificador operacional con polo dominante

Si se determina en la ecuación (43) que $Z_1 = \frac{1}{sC}$ y $Z_2 = R$, se obtiene que $H_\omega(s)$ del mismo es:

$$H_\omega(s) = -\frac{sRC}{1 + \frac{1}{A_o} + \frac{sRC}{A_o} + \frac{s}{A_o\omega_p} + \frac{s^2RC}{A_o\omega_p}} = -\frac{sRC}{(1 + \frac{1}{A_o})(1 + s(\frac{RC}{(1+A_o)} + \frac{1}{BWP.(1+\frac{1}{A_o})}) + \frac{s^2}{RC(1+\frac{1}{A_o})})} \quad (49)$$

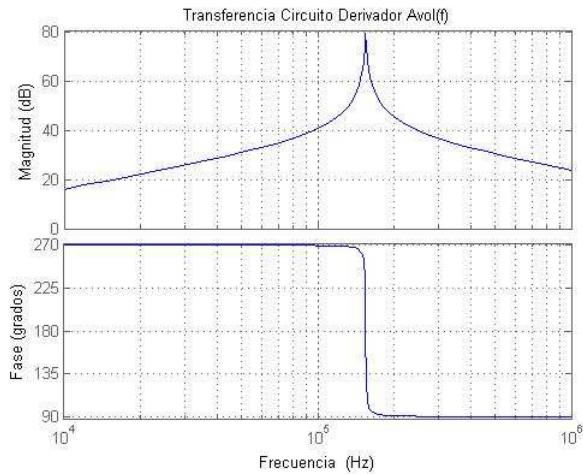


Figura 43: Diagrama de Bode de la función transferencia de la ecuación (49)

Comparación de las funciones transferencias

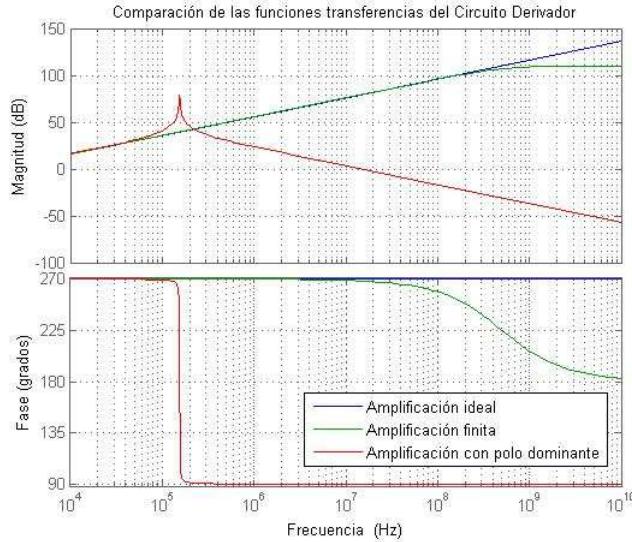


Figura 44: Comparación del las funciones transferencias según la amplificación del OpAmp

Los análisis que se pueden obtener entre las distintas funciones transferencias son que a bajas frecuencias (menores a los $80kHz$ aproximadamente) la amplitud y la fase de las tres funciones se comportan de forma similar. Dicho rango de frecuencias, es el cual se puede utilizar, al circuito real, con el propósito con el que se lo diseñó, el cual es derivar.

Avanzando en valor a la frecuencia, cercano a los $100kHz$, empieza a tener efecto el polo dominante del amplificador operacional; y por ende se puede observar que en la amplitud y la fase de la función transferencia con polo dominante, la aparición de un sobre-pico en la amplitud y un cambio muy rápido de -180° en la fase, lo que implica que en dicha función haya la existencia de dos polos conjugados con una frecuencia f_o , que se encuentra en el entorno de los $100kHz$. Como el cambio de fase es rápido y el sobre-pico es notable, se puede deducir que el factor ξ es bajo. A la frecuencia f_o y el factor ξ se los puede calcular, analizando la ecuación (49).

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{BWP}{RC}} \left(1 + \frac{1}{A_o}\right) \simeq 150kHz \quad (50)$$

$$\xi = \frac{\frac{RC}{(1+A_o)} + \frac{1}{BWP \cdot (1+\frac{1}{A_o})}}{2\sqrt{\frac{BWP}{RC}} \left(1 + \frac{1}{A_o}\right)} \simeq 5,15, 10^{-11}$$

Si se sigue avanzando en el rango de frecuencias, cercano a los $500MHz$, se produce la degradación de la tierra virtual y se puede visualizar que la función de transferencia con amplificación finita en amplitud toma un valor constante y en cuanto a fase, una década antes ($50MHz$ aproximadamente), la fase de dicha función empieza a cambiar hasta adoptar un valor constante, una década después de los $500MHz$ aproximadamente, de 90° menos del cual tenía previo a cambiar. Estas características implican la existencia de un polo con frecuencia f_1 que se encuentra en dicho entorno. Para calcular la frecuencia f_1 se puede utilizar de la igualdad (48) y obtener lo siguiente:

$$f_1 = \frac{(A_o + 1)}{2\pi RC} \simeq 503MHz$$

Simulación del circuito

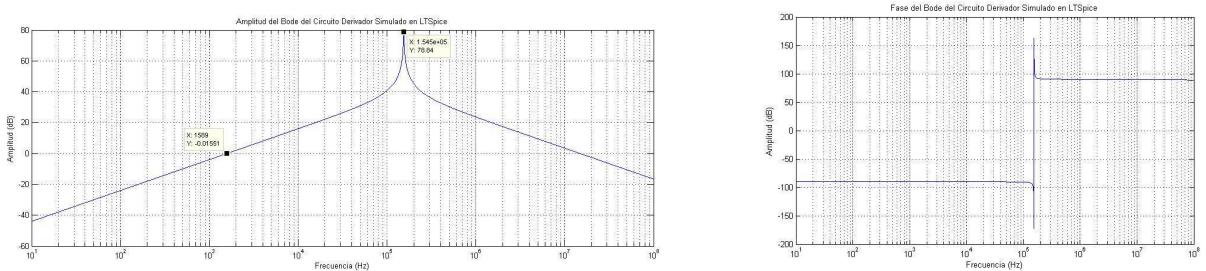


Figura 45: Simulación del circuito en LTSpice

Valores medidos

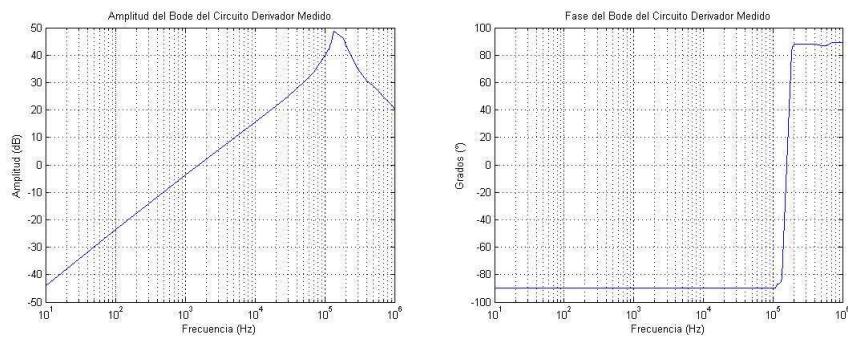


Figura 46: Diagrama de Bode según los valores medidos

Comparación teórico, simulado y medido

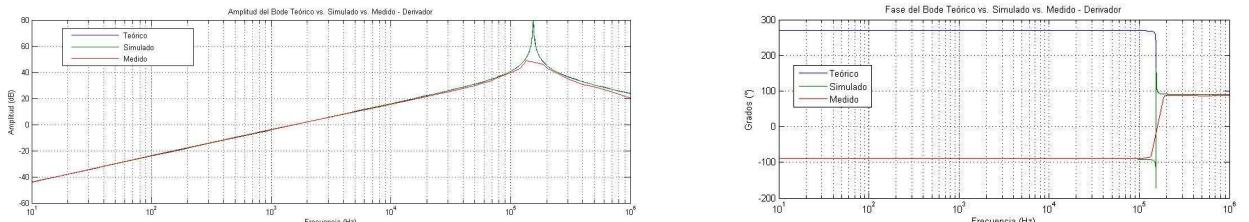


Figura 47: Comparación de la respuesta en frecuencia del circuito teórico, simulado y medido

Observando la Figura (47), se puede notar que el modelo teórico permite una muy buena aproximación con lo observado en la experiencia real.

El circuito real funciona como un derivador hasta determinada frecuencia (la cual es, según la igualdad (50), 150kHz aproximadamente) y a partir de ahí deja de derivar debido a la existencia del polo dominante del amplificador operacional.

3.3.2. Caracterización del circuito

Como se observa, la función transferencia de la ecuación (47) posee la forma de un derivador.

Se puede observar que si se busca que la amplitud en la función transferencia de la ecuación (47) sea igual a 1 (es decir, que la salida tenga la misma amplitud que la entrada), se obtiene lo siguiente:

$$|sCR| = 1$$

siendo $s = 2\pi f$ y tomando los valores para R y C de la Tabla 8, se llega a que

$$f \simeq 15,9kHz \quad (51)$$

Además, a partir de la ecuación (47) y la relación $s = 2\pi f$, el modulo de $H_{ideal}(f)$ es igual

$$|H_{ideal}(f)| = \frac{CR.f}{2\pi} \quad (52)$$

mostrando que aumenta proporcionalmente con la frecuencia.

Lo anterior se puede entender físicamente ya que a medida que la frecuencia aumenta, la impedancia del capacitor disminuye (ya que su impedancia asociada es $\frac{1}{2\pi f.C}$), haciendo que la caída de tensión sobre el mismo sea cada vez menos y por ende la tensión en V^- se acerque cada vez más a la tensión en V_{in} y como la tensión en V^+ está fija (es igual a cero, debido a que está conectado a Tierra), aumenta la diferencia entre V^+ y V^- y en consecuencia por la ecuación que caracteriza al amplificador (la ecuación (36)), la tensión V_{out} es amplificada cada vez más.

Para observar el carácter derivador del circuito, se alimenta al mismo con una señal triangular de la frecuencia que se obtiene de la relación (51), por lo que, a la salida se debería visualizar la derivada de la señal triangular, la cual es una función cuadrada.



Figura 48: Señal triangular de 1,59kHz y su respuesta al circuito

Luego, a la señal de entrada se le disminuye la frecuencia para visualizar si la ganancia disminuye al bajar la frecuencia. Lo que se obtiene es lo siguiente:



Figura 49: Señal triangular de 100Hz y su respuesta al circuito

3.3.3. Impedancia de entrada

Se conecta una resistencia entre el generador V_{in} y el capacitor, y luego se mide la caída de tensión sobre dicha resistencia. La misma debe ser suficientemente pequeña para no influir en el circuito, pero lo suficientemente grande para poder medir con mayor precisión la corriente que circula por ella. Por lo tanto, se utiliza una resistencia de un orden de magnitud menor de la impedancia de entrada del circuito sin la resistencia.

Se aplica a la ecuación (46) que $Z_1 = \frac{1}{sC}$, $Z_2 = R$ y $Z_3 = R_{op} // \frac{1}{sC_{op}}$ por ende se sabe que Z_{inp} :

$$Z_{inp} = \frac{s^2(C_{op}.R.R_{op} + C.R.R_{op}) + s(C.R.R_{op}\omega_p + C_{op}.R.R_{op}\omega_p + R + R_{op}) + A_o.R_{op}\omega_p + R\omega_p + R_{op}\omega_p}{C.s.(C_{op}.R.R_{op}.s^2 + s(C_{op}.R.R_{op}\omega_p + R + R_{op}) + A_{op}.R_{op}\omega_p + R\omega_p + R_{op}\omega_p)} \quad (53)$$

Luego se grafica en un misma figura la función impedancia Z_{inp} de la ecuación (53) y los valores medidos que representan la función impedancia.

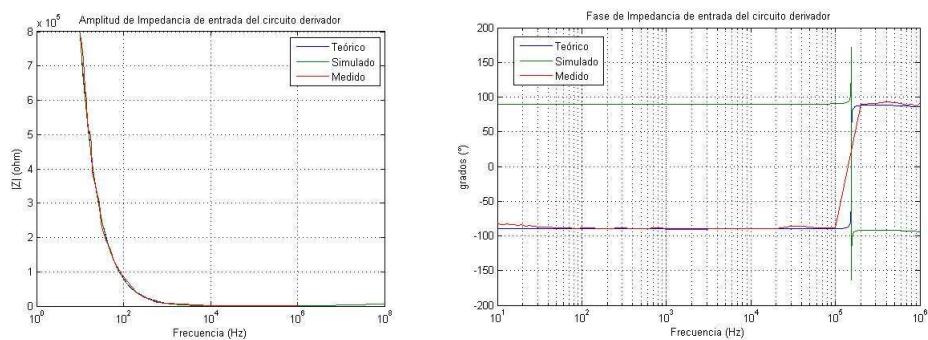


Figura 50: Impedancia de entrada del circuito derivador: teórica, simulada y medida

Durante la experiencia se alterna entre resistencias, ya que como se observa en la Figura (50), la impedancia de entrada varia notablemente en bajas frecuencias. Por ejemplo, las primeras mediciones de la impedancia de entrada se obtienen valores del orden de los $100k\Omega$ pero al final se obtienen valores del orden $1k\Omega$ menor, por ende, no se podía realizar dicha medición de la impedancia de entrada del circuito con una resistencia fija en toda la experiencia, ya sea porque la caída de tensión en la resistencia fija sería muy despreciable (si fuera el caso en que la resistencia fija sea de algunos ordenes de magnitud menor que la impedancia de entrada del circuito) o porque la impedancia de entrada del circuito sería despreciable (el caso en que la resistencia fija sea de algunos ordenes de magnitud mayor que la impedancia de entrada del circuito).

Como se puede visualizar en la Figura 50 y/o en la ecuación (53), para este circuito, su impedancia de entrada va aumentando a medida que se baja la frecuencia. Esto físicamente se puede ver, ya que el capacitor a muy alta frecuencia se comporta como un cable y la única impedancia que ve la fuente es la resistencia. A medida que voy disminuyendo la frecuencia, el capacitor se va comportando cada vez más como un cable cortado, y cuando sucede dicho suceso, se pierde la conexión entre la fuente y la tensión de salida, y por ende la impedancia de entrada aumenta hasta el infinito.

3.3.4. Circuito compensado

Por lo visto, el circuito a altas frecuencias muestra comportamientos indeseados, por este motivo, se compensa el circuito para atenuar dichos efectos. Dicho comportamiento se produce, ya que a altas frecuencias, el capacitor actúa como un corto circuito.

Se elige para la compensación colocar una resistencia, para que la misma a las frecuencias en que el circuito deja de funcionar de la forma deseada, el mismo se comporte como un circuito inversor, ya que la impedancia asociada resistencia, en las frecuencias en que el capacitor se comporta como un corto circuito, empieza a predominar. Como el capacitor se comporta como un corto circuito, no sirve de nada colocar la resistencia en paralelo al capacitor, es por eso que se procede a colocar a la resistencia en serie al capacitor. Además, hay que tener en cuenta que la impedancia asociada a la resistencia no afecte el correcto funcionamiento del circuito en el rango de frecuencias en que no había comportamientos indeseados, previo a colocar la resistencia.

Visualizando la Figura (45) y/o la ecuación (50), se puede obtener donde se encuentra el pico de la función transferencia del circuito derivador, el cual es $f_o \simeq 150kHz$.

Teniendo en cuenta esto, se busca un valor de resistencia que comience a ser comparable a la impedancia del capacitor en frecuencias previas. La frecuencia que se elige a partir de la cual va ser comparable la resistencia es $80kHz$. Por ende, se puede llegar, de esta manera, al valor de la resistencia, el cual es:

$$R_{serie} = \frac{1}{2\pi \cdot 80kHz \cdot C} = 99,47\Omega \simeq 100\Omega$$

Respuesta en frecuencia

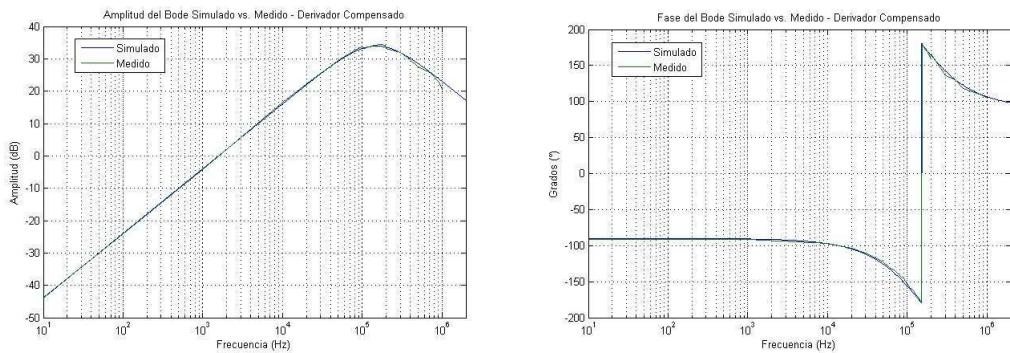


Figura 51: Comparación del diagrama de Bode del circuito derivador compensado: simulado vs. medido

Caracterización del circuito



Figura 52: Señal triangular de $1,59kHz$ y su respuesta al circuito



Figura 53: Señal triangular de $690Hz$ y su respuesta al circuito

Impedancia de entrada

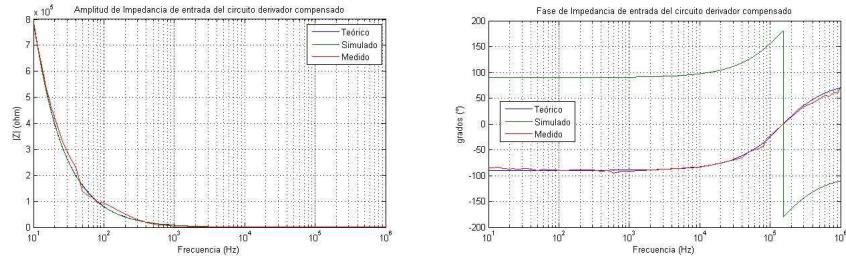


Figura 54: Impedancia de entrada del circuito derivador compensado: teórica, simulada y medida

Comparación

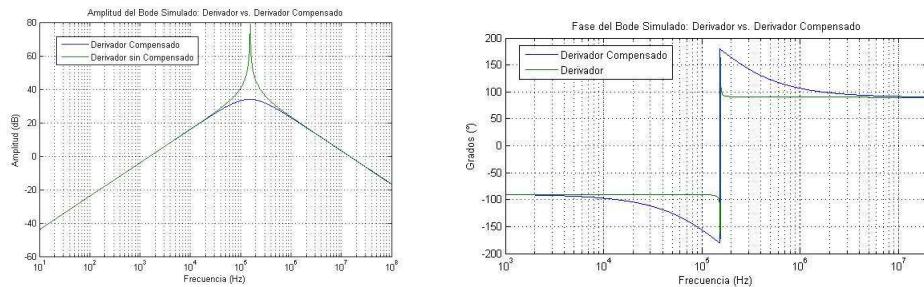


Figura 55: Comparación del diagrama de Bode simulado: circuito derivador compensado vs. circuito derivador sin compensado

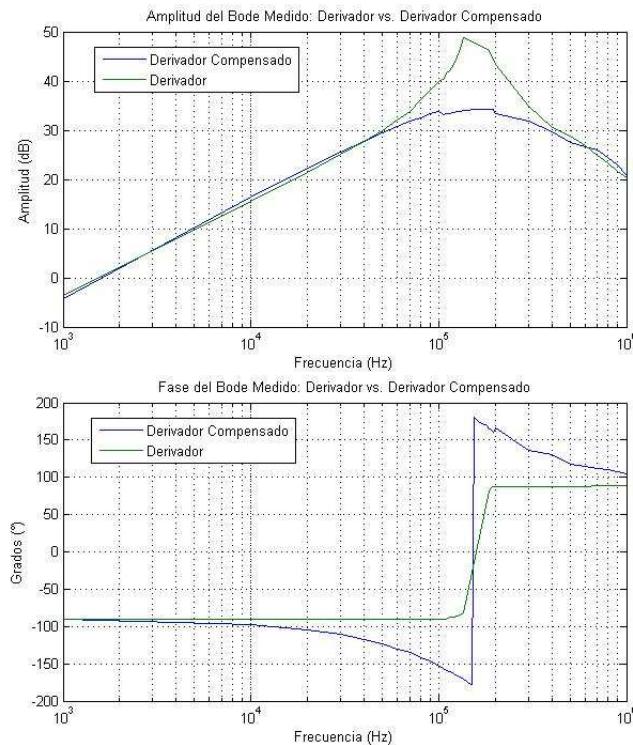


Figura 56: Comparación del diagrama de Bode medido: circuito derivador compensado vs. circuito derivador sin compensado

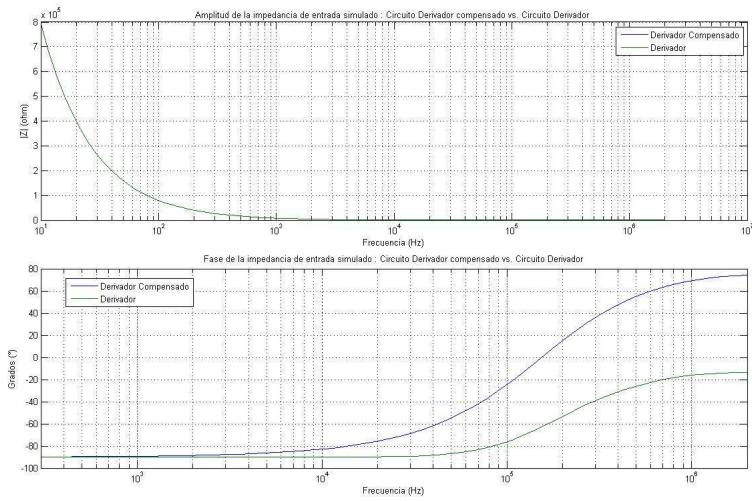


Figura 57: Comparación de la impedancia de entrada simulada: circuito derivador compensado vs. circuito derivador sin compensado

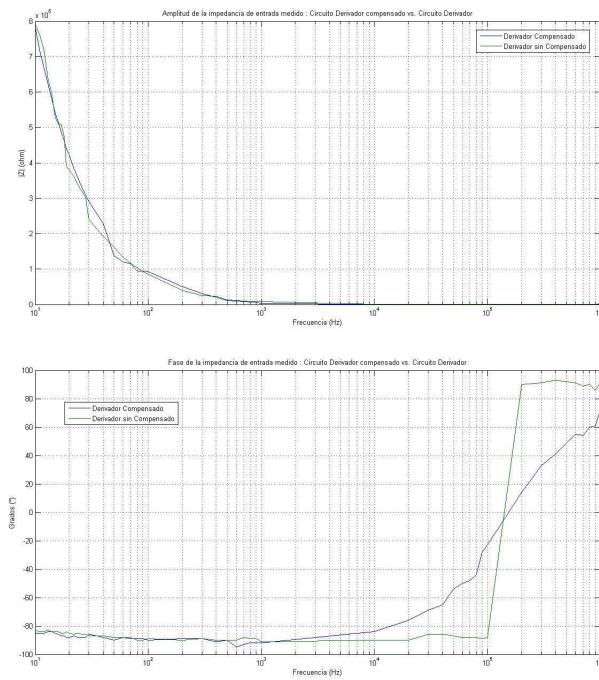


Figura 58: Comparación de la impedancia de entrada medida: circuito derivador compensado vs. circuito derivador sin compensado

- En el diagrama de Bode se puede apreciar de la mejor manera el efecto de la compensación, ya que, no se encuentra el sobre-pico en la amplitud de la función de transferencia. Además, se puede observar que ambos comparten el carácter derivador hasta aproximadamente los 80kHz (frecuencia que se estableció como la máxima a la cual el circuito deriva). También, se puede visualizar, sea compensado o no el circuito, el mismo posee una pendiente negativa de $-20\text{dB}/\text{dec}$ a partir del entorno de la frecuencia de 500kHz ; este efecto es producto del polo dominante del OpAmp.
- En la caracterización, se realizó el mismo procedimiento (aplicándolo en este caso al circuito derivador compensado) explicado en la sub-subsección 3.3.2 para observar el carácter derivador del mismo.

3.4. Circuito integrador

3.4.1. Estudio del circuito

Al circuito genérico de la Figura 39, se aplica que $Z_1 = R$ y $Z_2 = \frac{1}{sC}$.

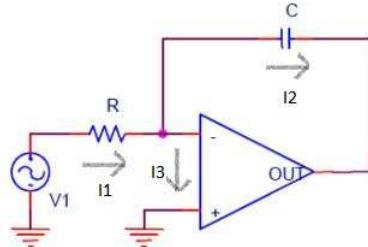


Figura 59: Circuito integrador a analizar

Circuito con amplificador operacional ideal

Si se fija en la ecuación (39) que $Z_1 = R$ y $Z_2 = \frac{1}{sC}$, se consigue que $H_{ideal}(s)$ del mismo es:

$$G_I = H_{ideal}(s) = -\frac{1}{sRC} \quad (54)$$

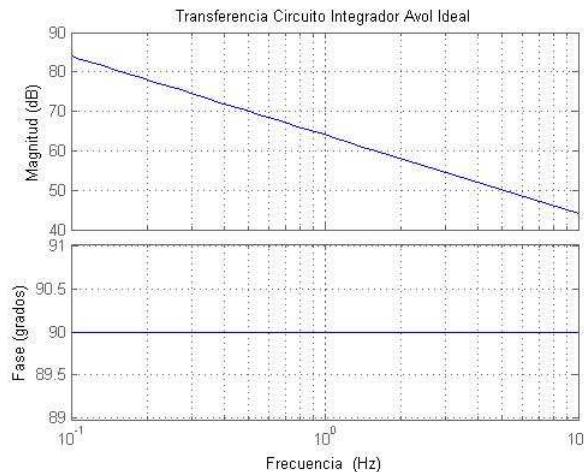


Figura 60: Diagrama de Bode de la función transferencia de la ecuación (54)

Circuito con amplificador operacional con amplificación finita

Si se determina en la ecuación (40) que $Z_1 = R$ y $Z_2 = \frac{1}{sC}$, se llega a que $H_{finito}(s)$ del mismo es:

$$H_{finito}(s) = -\frac{A_o}{1 + \frac{s}{(A_o+1)RC}} \quad (55)$$

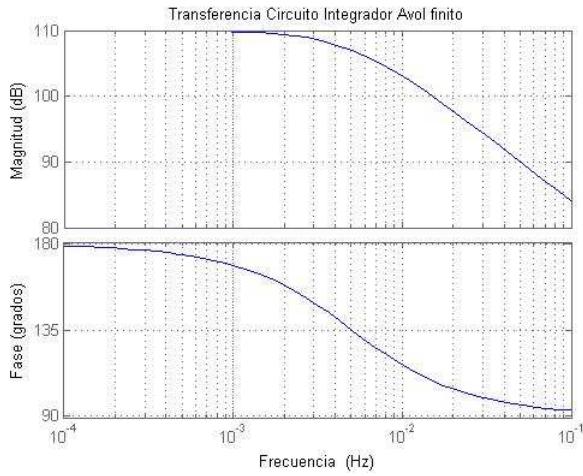


Figura 61: Diagrama de Bode de la función transferencia de la ecuación (55)

Circuito con amplificador operacional con polo dominante

Si se aplica a la ecuación (43) que $Z_1 = \frac{1}{sC}$ y $Z_2 = R$, se obtiene que $H_\omega(s)$ del mismo es:

$$H_\omega(s) = -\frac{A_o}{A_o sRC + sRC + 1 + \frac{s}{\omega_p} + \frac{s^2 RC}{\omega_p}} = -\frac{A_o}{1 + s(A_o RC + RC + \frac{1}{\omega_p}) + \frac{s^2}{\omega_p^2 RC}} \quad (56)$$

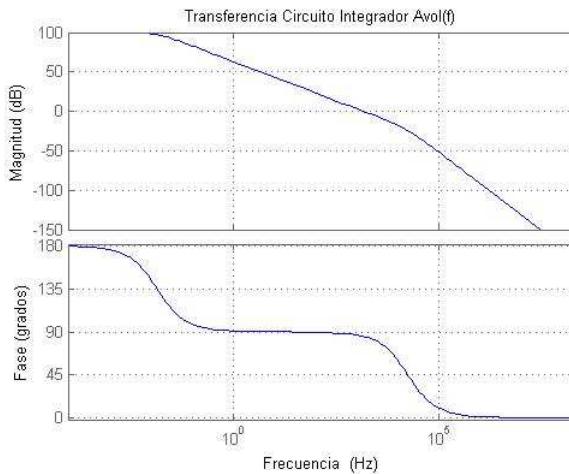


Figura 62: Diagrama de Bode de la función transferencia de la ecuación (56)

Comparación de las funciones transferencias

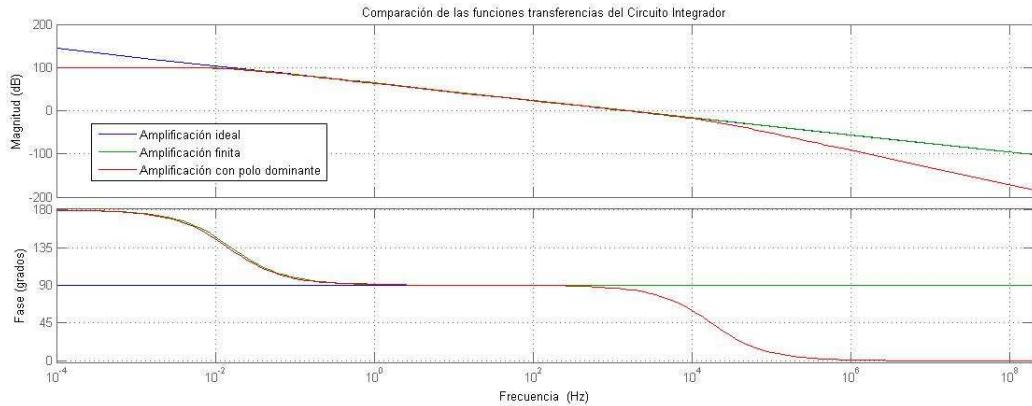


Figura 63: Comparación del las funciones transferencias según la amplificación del OpAmp

Los análisis que se pueden obtener entre las distintas funciones transferencias son que a altas frecuencias (mayores a los $5mHz$ aproximadamente) la amplitud y la fase de las tres funciones se comportan de forma similar. Dicho rango de frecuencias, es el cual se puede utilizar, al circuito real, con el propósito con el que se lo diseñó, el cual es integrar.

Disminuyendo en valor a la frecuencia, cercano a los $5mHz$, empieza a tener efecto el polo dominante del amplificador operacional y por ende el BWP ; y por ende se puede visualizar que la función de transferencia con amplificación con polo dominante en amplitud toma un valor constante y en cuanto a fase, una década antes ($500\mu Hz$ aproximadamente), la fase de dicha función empieza a cambiar hasta adoptar un valor constante, una década después de los $50mHz$ aproximadamente, de 90° menos del cual tenía previo a cambiar. Estas características implican la existencia un polo con frecuencia f_0 que se encuentra en dicho entorno. Para calcular la frecuencia f_0 se puede visualizar el denominador de la igualdad (56) y reemplazar los valores de la Tabla 8 en el denominador, obteniendo lo siguiente:

$$1 + 31,62.s + 3,35 \cdot 10^{-7}s^2 = 0$$

buscando las raíces de dicha ecuación, se puede obtener que una de sus soluciones es:

$$s_0 \simeq -0,0316 \rightarrow f_0 \simeq 5,03mHz$$

Simulación del circuito

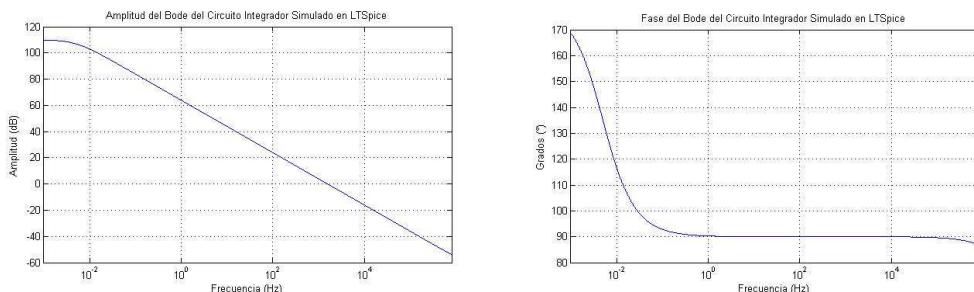


Figura 64: Simulación del circuito en LTSpice

Valores medidos

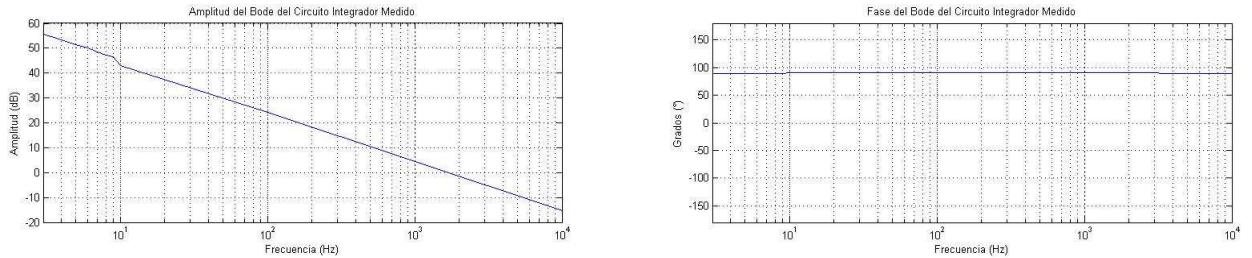


Figura 65: Diagrama de Bode según los valores medidos

No se pueden tomar valores en un rango de frecuencias menor al medido (2Hz) ya que, la ganancia del circuito, como se visualiza en la Figura (64), es mayor a 60dB aproximadamente. Lo que implicaría que para que el amplificador no sature, hay que alimentarlo con

$$10^3 \cdot V_{in} \leq V_{out}$$

y como la alimentación del amplificador es $\pm 15(V)$, el máximo valor que puede tomar V_{out} es $15(V)$, por ende

$$V_{in} \leq 15,10^{-3} = 15(mV)$$

valor de tensión de entrada que es menor del mínimo valor que se puede dar con el generador de funciones que se posee como herramienta de trabajo, el cual ofrece como mínimo $20(mV)$ pico a pico.

Además tampoco, se tomaron mediciones de frecuencias mayores a 1MHz , ya se si se visualiza en la Figura (64), es aproximadamente a -60dB , lo que implicaría que la tensión pico a pico máxima de salida (siendo la tensión máxima de entrada $20(V)$ pico a pico), alrededor de $20(mV)$

Comparación teórico, simulado y medido

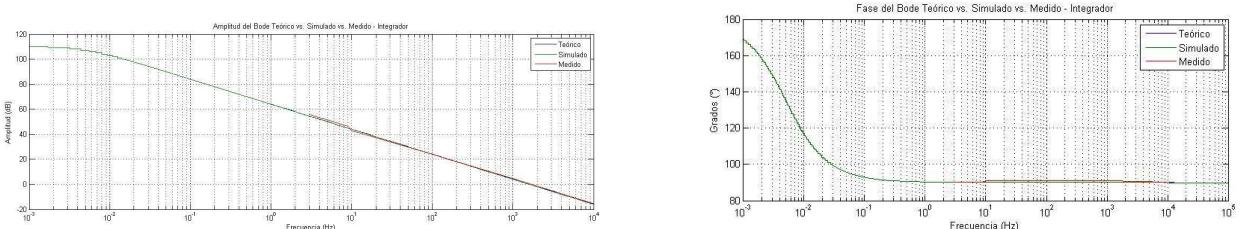


Figura 66: Comparación de la respuesta en frecuencia del circuito teórico, simulado y medido

3.4.2. Caracterización del circuito

Como se observa, la función transferencia de la ecuación (54) posee la forma de un integrador.

Se puede observar que si se busca que la amplitud en la función transferencia de la ecuación (54) sea igual a 1 (es decir, que la salida tenga la misma amplitud que la entrada), se obtiene lo siguiente:

$$\left| \frac{1}{sCR} \right| = 1$$

siendo $s = 2\pi f$ y tomando los valores para R y C de la Tabla 8, se llega a que

$$f = 1,59\text{kHz} \simeq 1,6\text{kHz} \quad (57)$$

Además, a partir de la ecuación (54) y la relación $s = 2\pi f$, el modulo de $H_{ideal}(f)$ es igual

$$|H_{ideal}(f)| = \frac{1}{2\pi f \cdot CR} \quad (58)$$

mostrando que aumenta inversamente proporcional con la frecuencia.

Lo anterior se puede entender físicamente ya que a medida que la frecuencia disminuya, la impedancia del capacitor aumenta (ya que su impedancia asociada es $\frac{1}{2\pi f C}$), haciendo que el capacitor se comporte cada vez más como un cable abierto, y haciendo la corriente entre los nodos V_{in} y V^- disminuya cada vez más y por ende la diferencia de potencial entre ambos nodos disminuye (ya que la caída de tensión en la resistencia depende de la corriente de forma proporcional). De esta manera, aumenta la diferencia entre V^+ (que se encuentra fija, debido que está conectado a Tierra) y V^- y en consecuencia por la ecuación que caracteriza al amplificador (la ecuación (44)), la tensión V_{out} es amplificada cada vez más.

Para observar el carácter integrador del circuito, se alimenta al mismo con una señal cuadrada de la frecuencia que se obtiene de la relación (57), por lo que, a la salida se debería visualizar la integral de la señal cuadrada, la cual es una función triangular. Lo que se obtiene es lo siguiente:

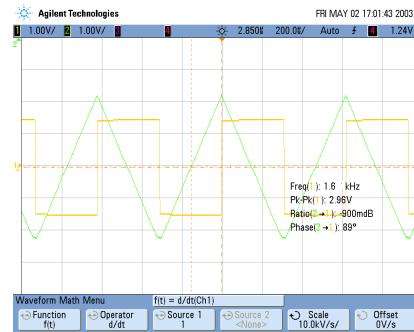


Figura 67: Señal cuadrada de $1,59\text{kHz}$ y su respuesta al circuito

Luego, a la señal de entrada se le aumenta la frecuencia para visualizar si la ganancia disminuía al aumentar la frecuencia. Lo que se obtiene es lo siguiente:



Figura 68: Señal cuadrada de 10kHz y su respuesta al circuito

3.4.3. Impedancia de entrada

Se conecta una resistencia entre el generador V_{in} y la resistencia, y luego se mide la caída de tensión sobre dicha resistencia introducida. La misma debe ser suficientemente pequeña para no influir en el circuito, pero lo suficientemente grande para poder medir con mayor precisión la corriente que circula por ella. Por lo tanto, se utiliza una resistencia de un orden de magnitud menor de la impedancia de entrada del circuito sin la resistencia.

A diferencia de la medición de la impedancia de entrada del circuito derivador (Sub-Subsección 3.3.3), no se alterna entre resistencias, ya que la magnitud de la impedancia de entrada se mantiene constante.

Se aplica a la ecuación (46) que $Z_1 = R$, $Z_2 = \frac{1}{sC}$ y $Z_3 = R_{op} // \frac{1}{sC_{op}}$, por ende se sabe que Z_{inp} :

$$Z_{inp} = \frac{V_{in}}{I_1} = \frac{s^2(C.R.R_{op} + C_{op}.R.R_{op}) + s(A_o.C.R.R_{op}.\omega_p + C.R.R_{op}.\omega_p + C_{op}.R.R_{op}.\omega_p + R + R_{op}) + R.\omega_p + R_{op}.\omega_p}{s^2(C.R_{op} + C_{op}.R_{op}) + s(A_o.C.R_{op}.\omega_p + C.R_{op}\omega_p + C_{op}.R_{op}.\omega_p + 1) + \omega_p} \quad (59)$$

Luego se grafica en un misma figura la función impedancia Z_{inp} de la ecuación (59) y los valores medidos que representan la función impedancia.

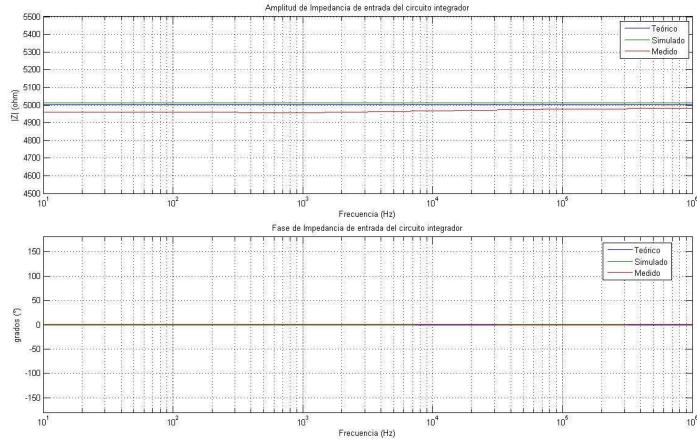


Figura 69: Impedancia de entrada del circuito integrador: teórica, simulada y medida

A diferencia de la medición de la impedancia de entrada del circuito derivador (Subsección 3.3.3), no se alterna entre resistencias, ya que la magnitud de la impedancia de entrada se mantiene constante.

Como se puede visualizar en la Figura 69 y/o en la ecuación (59), para este circuito, su impedancia de entrada va aumentando a medida que se baja la frecuencia. Esto físicamente se podría ver, ya que el capacitor a muy alta frecuencia se comporta como un cable y la única impedancia que ve la fuente es la resistencia. A medida que voy disminuyendo la frecuencia, el capacitor se va comportando cada vez más como un cable cortado, y cuando sucede dicho suceso, se pierde la retroalimentación que tiene el amplificador operacional, y por ende la impedancia de entrada aumenta hasta el infinito.

3.4.4. Circuito compensado

Por lo visto, el circuito a bajas frecuencias muestra comportamientos indeseados, por este motivo, se compensa el circuito para atenuar dichos efectos. Dicho comportamiento se produce, ya que a bajas frecuencias, el capacitor actúa como un cable cortado.

Como a bajas frecuencias, la impedancia del capacitor se comporta como un cable cortado y por ende deja de retroalimentar al sistema, se elige para la compensación colocar una resistencia, para que la misma a las frecuencias en que el circuito deja de funcionar de la forma deseada, el mismo se comporte como un circuito inversor, ya que la impedancia asociada resistencia, en las frecuencias en que el capacitor se comporta como un cable, empieza a predominar. Como el capacitor se comporta como un cable cortado, no sirve de nada colocar la resistencia en serie al capacitor, es por eso que se procede a colocar a la resistencia en paralelo al capacitor. Además, hay que tener en cuenta que la impedancia asociada a la resistencia no afecte el correcto funcionamiento del circuito en el rango de frecuencias en que no había comportamientos indeseados, previo a colocar la resistencia.

Dicha resistencia, tiene que ser muy grande en las frecuencias en que el circuito integrador funcionaba correctamente previo a colocar la resistencia pero mucho menor que la impedancia asociada del capacitor a bajas frecuencias. La forma matemática de representar lo previamente mencionado es:

$$\frac{1}{2\pi.f_{baja}C} \gg R_{paralelo} \gg \frac{1}{2\pi.f_{alta}C}$$

Se tomo como $f_{baja} = 0,01Hz$ y como $f_{alta} = 10kHz$

$$795M\Omega \gg R_{paralelo} \gg 795\Omega$$

Por ende se elige a $R_{paralelo} = 1M\Omega$.

Respuesta en frecuencia

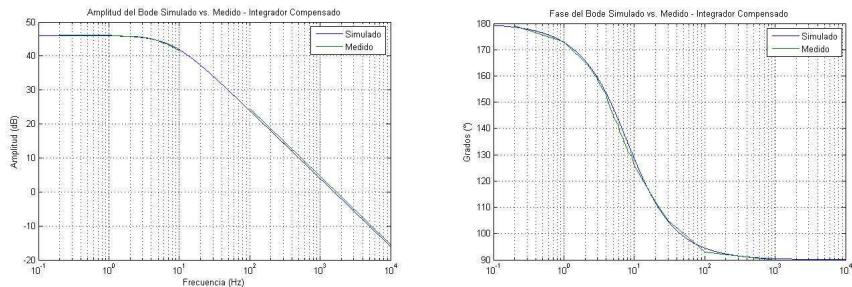


Figura 70: Comparación del diagrama de Bode del circuito integrador compensado: simulado vs. medido

Caracterización del circuito

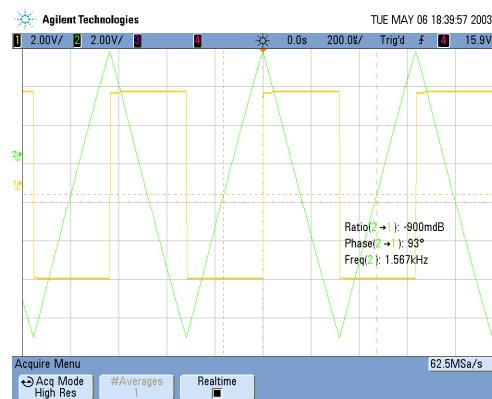


Figura 71: Señal cuadrada de 1,59kHz y su respuesta al circuito



Figura 72: Señal cuadrada de 10kHz y su respuesta al circuito

Impedancia de entrada

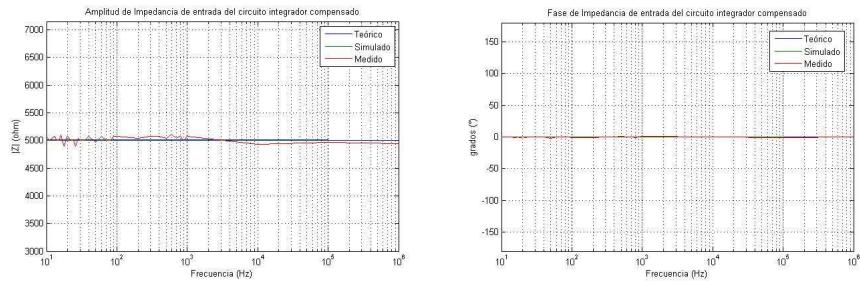


Figura 73: Impedancia de entrada del circuito integrador compensado

Comparación

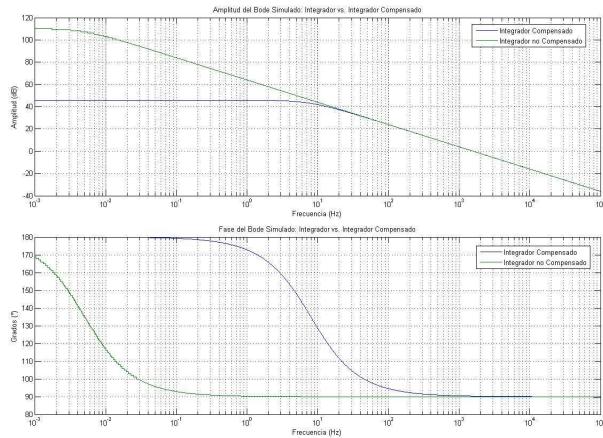


Figura 74: Comparación del diagrama de Bode simulado: circuito integrador compensado vs. circuito integrador sin compensado

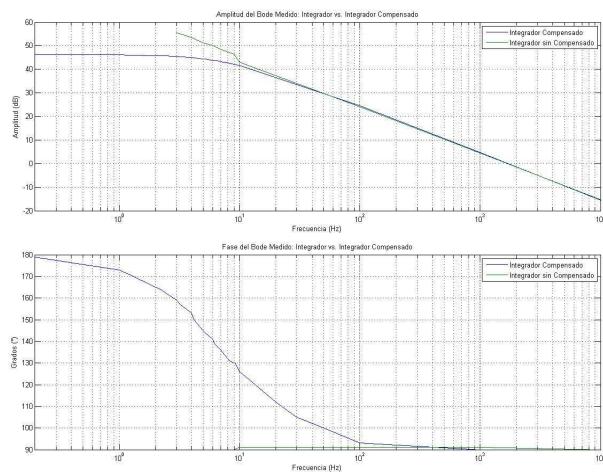


Figura 75: Comparación del diagrama de Bode medido: circuito integrador compensado vs. circuito integrador sin compensado

La diferencia entre el rango de frecuencias donde se toman mediciones entre el circuito integrador compensado y el circuito integrador sin compensar (el circuito sin compensado, posee un rango de frecuencias menor) es debido a lo que se menciona en el Párrafo 3.4.1.

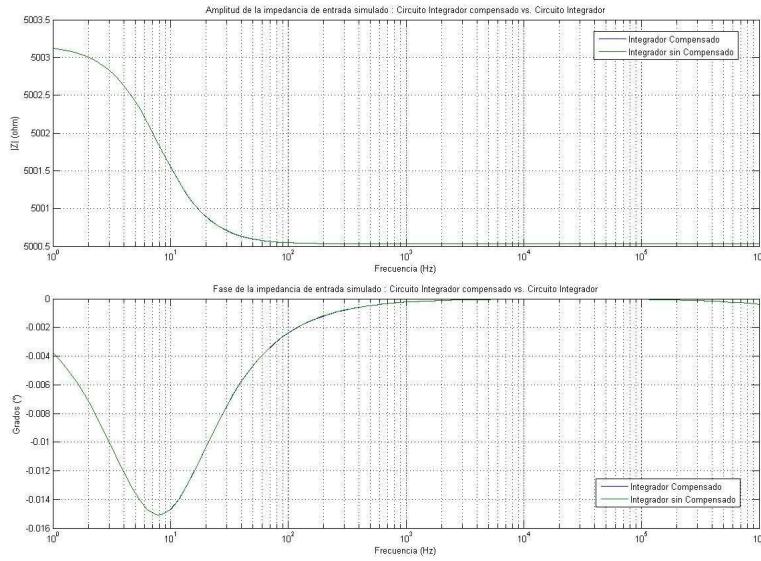


Figura 76: Comparación de la impedancia de entrada simulada: circuito integrador compensado vs. circuito integrador sin compensado

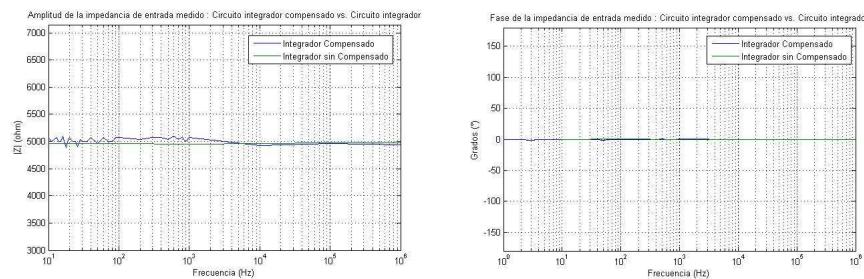


Figura 77: Comparación de la impedancia de entrada medida: circuito integrador compensado vs. circuito integrador sin compensado

- En el diagrama de Bode se puede apreciar de la mejor manera el efecto de la compensación, ya que, en la amplitud de la función transferencia del circuito compensado, a diferencia del circuito no compensado, la ganancia para frecuencias menores a 10Hz es constante; en cambio la ganancia del circuito no compensado, sigue subiendo a medida que se disminuye la frecuencia hasta que adopta una ganancia constante (mayor que el circuito compensado) a partir de frecuencias menores a $800\mu\text{Hz}$.
- En la caracterización, se realizó el mismo procedimiento (aplicándolo en este caso al circuito derivador compensado) explicado en la sub-subsección 3.4.2 para observar el carácter integrador del mismo.

3.5. Conclusiones

En esta experiencia se pudo diseñar circuitos que integren o deriven señales que reciben, en un rango de de frecuencias determinado. Ese rango de frecuencias determinado es debido a que en a partir de ciertas frecuencias (en el circuito derivador) o previo a determinadas frecuencias (en el circuito integrador), se presentan comportamientos no deseados (los circuitos dejan de tener su carácter, ya sea derivador o integrador), y por ende se tuvo la necesidad de compensarlos para que el circuito no tuviera una ganancia muy elevada, haciendo que el amplificador operacional saturara, presentando comportamientos no lineales.

Otro efecto no deseado que introduce el amplificador operacional (por una cuestión constructiva) es un polo, que a altas frecuencias modifica la salida, obteniendo valores indeseados. Dicho polo, se lo conoce como 'polo dominante' ya que el fabricante lo introduce (es decir, conoce su valor) con la intención de que dicho polo domine sobre todos los polos (los cuales varían) que puedan llegar a presentarse por los efectos parásitos; por ende para que dicho efecto, aparezca en frecuencias mayores en las cuales se trabaja, ,se necesita un amplificador operación con mayor BWP ('Bandwith Product' o producto de ancho de banda).

4. Conversor de Tensiones

Se implementó un circuito que convierte tensiones de $350mV - 450mV$ a tensiones de $0V - 5V$, con el objetivo de poder leer la salida de un sensor de temperatura *LM35* por un sistema, como un conversor analógico digital. La salida de este sensor es de $10mV/^\circ C$, y el rango de temperaturas de interés es el de 35° a 45° - de ahí dichos valores de tensión

4.1. Análisis de diseño del circuito

En un primer análisis del problema, se observa que se necesita aplicar una transformación lineal a los valores obtenidos, dada por la siguiente ecuación

$$V_{Out}(V_{Sensor}) = \frac{V_{Sensor} - 350mV}{100mV} \cdot 5V = 50 \cdot V_{Sensor} - 17,5V \quad (60)$$

Observando los valores de esta ecuación, se observa que se requiere que el valor de tensión sea amplificado por un valor $K = 50 > 1$, y a la salida se le debe agregar un offset de $V_{Offset} = -17,5 < 0$.

Con esto en mente, se consideraron los siguientes circuitos

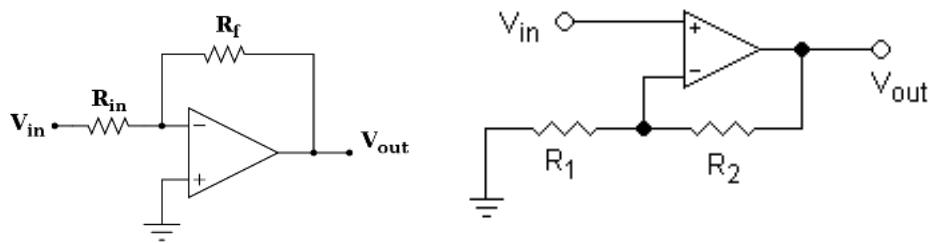


Figura 78: Circuito Inversor y no inversor, respectivamente

La transferencia del circuito inversor es $-R_f/R_{in}$, por lo que resulta útil para agregar un offset negativo, mientras que la transferencia del circuito no inversor es $(1 + R_2/R_1)$, por lo que resulta útil para amplificar la tensión de salida del sensor de temperatura en un factor $K > 1$.

Se busca aplicar una superposición de estos circuitos para obtener la transformación lineal buscada. Viendo que los circuitos son idénticos ($R_f \equiv R_2$, $R_{in} \equiv R_1$), salvo por dónde se encuentra la fuente de excitación. Entonces, se puede aplicar principio de superposición y obtener la salida correspondiente al circuito siendo excitado mediante la terminal inversora y no inversora del OpAmp. La transferencia del circuito resultante es la siguiente

$$V_{Out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{in}^+ - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_{in}^- \quad (61)$$

Considerando V_{in}^+ como la tensión en el sensor y V_{in}^- una tensión para obtener el offset deseado, se observa que este circuito es impráctico, por la imposibilidad de ajustar los valores de los coeficientes a los deseados mediante la variación de las resistencias.

Con el objetivo de agregar un parámetro más en la fórmula de la tensión de salida, se agregó una resistencia R_3 en la entrada inversora del OpAmp. Esta resistencia no afecta la forma del circuito inversor, pues en la transferencia solo cambia el valor de la resistencia R_1 , que pasa a ser $R_1//R_3$. Sin embargo, el circuito no inversor no sufre cambios, debido a que, al haber tierra virtual en la entrada no inversora, y al estar conectada esta resistencia a tierra, no circula corriente por esta.

Entonces, la tensión de salida está dada por la siguiente fórmula

$$V_{Out} = \left(1 + \frac{R_2}{(R_1//R_3)}\right) \cdot V_{in}^+ - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_{in}^- \quad (62)$$

Finalmente, se agrega una resistencia R_C en la salida no inversora del OpAmp, para disminuir los efectos producidos por la corriente de bias (esta resistencia no afecta el valor calculado de la tensión de salida, considerando el OpAmp ideal), y también se agrega un diodo Zener de 5,6V a la salida del circuito, a modo de protección, con el objetivo de que la tensión de salida no salga del rango [-1V, 6V]. Se optó por utilizar un LM833 para implementar el circuito.

Adicionalmente, se agrega la opción de desconectar el sensor de temperatura del circuito, y conectar una señal externa, para facilitar la calibración y la realización de pruebas sobre éste.

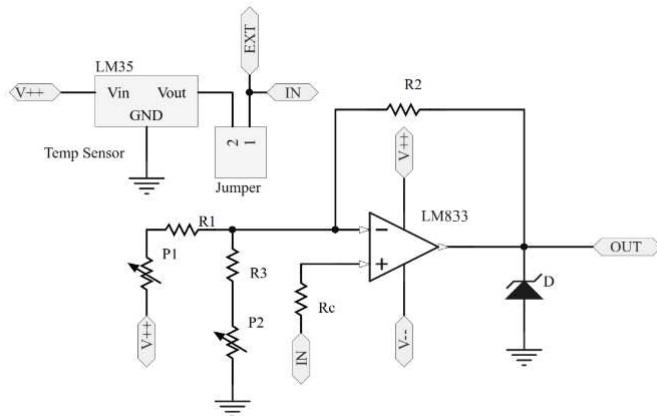


Figura 79: Circuito a implementar

4.2. Cálculo de los valores de los componentes

Reescribiendo la Ecuación (62), se tiene que

$$V_{Out}(V_{Sensor}) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3}\right) \cdot V_{Sensor} - R_2/R_1 \cdot V_{Offset} \quad (63)$$

Si se conecta V_{Offset} directamente a la alimentación del OpAmp, y para éste se determina una tensión de $V_{++} = 6V$ (para que la salida pueda tomar el valor de 5V, sin saturar), y fijando $R_2 = 10K\Omega$ entonces se tiene que, para obtener la transformación lineal dada por la ecuación (60), se deben cumplir las siguientes condiciones

$$\begin{cases} R_1 = 3428,58\Omega \\ R_2 = 217\Omega \end{cases}$$

Para permitir variación de estos parámetros alrededor de estos valores, con el fin de permitir la calibración del circuito se agregaron presets. Para la resistencia R_1 , se utilizó un resistor de $3,3K\Omega$ en serie con un preset de 200Ω . Para la resistencia R_2 , se utilizó un resistor de 180Ω en serie con un preset de 100Ω .

Para la compensación del circuito, se calcula que la resistencia R_C debe ser de 200Ω . Se optó por utilizar el valor comercial disponible de 180Ω .