

1 Caracterización del amplificador operacional LM833

1.1 Objetivos y resumen

Se realizo un circuito en configuración no inversora como el ilustrado en la siguiente figura:

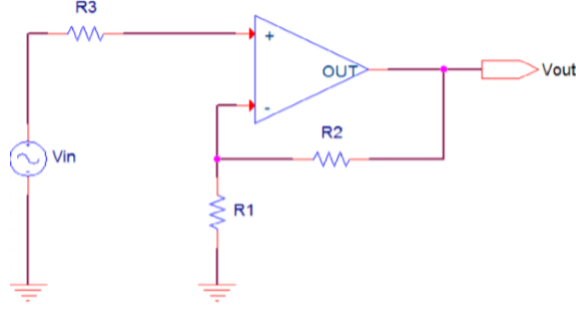


Figura 1: Circuito no inversor utilizando el LM833 como amplificador oepricional

Dicho circuito se implemento haciendo uso del modelo de amplificador LM833.El objetivo principal de la experiencia fue la medir la respuesta en frecuencia de la salida del circuito así también como su impedancia de entrada. Luego, se compararon los resultados obtenidos con aquellos obtenidos mediante la resolución teórica del circuito, como también con las simulaciones del mismo realizadas en LTSpice.

En una primera instancia los resultados iban a ser comparados con lo de otro modelo(NE5534), pero como no pudimos conseguir el componente en cuestión hicimos el análisis solo para el LM833.

1.2 Resolución del circuito

Para esta primera resolución teórica el circuito se realizo asumiendo que el amplificador tiene una impedancia de entrada infinita así como también impedancia de salida nula, así como también se despreciaron las corrientes de bias y la tensión de offset del amplificador. El circuito se resolvió utilizando el método de nodos en conjunto con la ecuación característica del opamp, las ecuaciones resultantes son:

- $V_{in} = v^+$
- $v^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$
- $V_{out} = A_o(\omega)(v^+ - v^-)$
- $A_{vol} = \frac{A}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}}$, donde A es una constante y ω_0 es el ancho de banda del LM833 en lazo abierto.

Donde A_{vol} es la ganancia a lazo abierto del LM833, y v^+ , v^- son las tensiones no inversora y la inversora respectivamente, del LM833. Resolviendo el sistema se llega a que la ganancia del sistema en función de la frecuencia es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = G(\omega) = \frac{A}{(1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_2})(1 + \frac{j\omega}{\omega_p})} \quad (1)$$

$$\omega_p = \omega_0(1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_2}) \quad (2)$$

Si se considera el modelo todavía mas ideal ($A \rightarrow \infty$), se llega a la ganancia ideal de la configuración no inversora:

$$G_i = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

A continuación se presenta una tabla con los valores utilizados de componentes y los parámetros del LM833 obtenidos de la hoja de datos del mismo:

$R_1(k\Omega)$	$R_2(k\Omega)$	$R_3(k\Omega)$	A	$\omega_0(rad/seg)$	$R_{in}(k\Omega)$
2.7	220	100	$3,16 \times 10^4 < A < 3,16 \times 10^5$	298	175

Cuadro 1: Valores utilizados en la resolucion

Reemplazado los valores de los componentes en las ecuaciones (2) y (3), se obtienen los valores:

- $144KHz < f_p < 182KHz$
- $G_i = 82,5$

El GBP(Gain Bandwith Product) del amplificador operacional se define como:

$$GBP = G(\omega).\omega$$

Lo que quiere decir que es el producto entre el ancho de banda y la ganancia medida a esa frecuencia.El GBP tiene un valor que se considera constante y depende del amplificador operacional, este parámetro se proporciona en las datasheets de los amplificadores operacionales. Como el GBP se considera constante y es independiente de a que ganancia se mide, se puede usar la formula:

$$GBP = A_o.\omega_o \quad (4)$$

Donde A_o es la ganancia a lazo abierto del amplificador operacional y ω_o es el ancho de banda en lazo abierto. Despejando la ecuación (4) se tiene que:

$$\omega_o = \frac{GBP}{A_o}$$

Por lo que el GBP influye en la respuesta en frecuencia del circuito, ya que el valor del mismo influye en el valor del polo dominante dado por la ecuación (2).

La impedancia de entrada vista por el generador puede calcularse también de forma teórica, si consideramos que la resistencia interna del amplificador operacional tiene un valor finito. El circuito resolver es el siguiente:

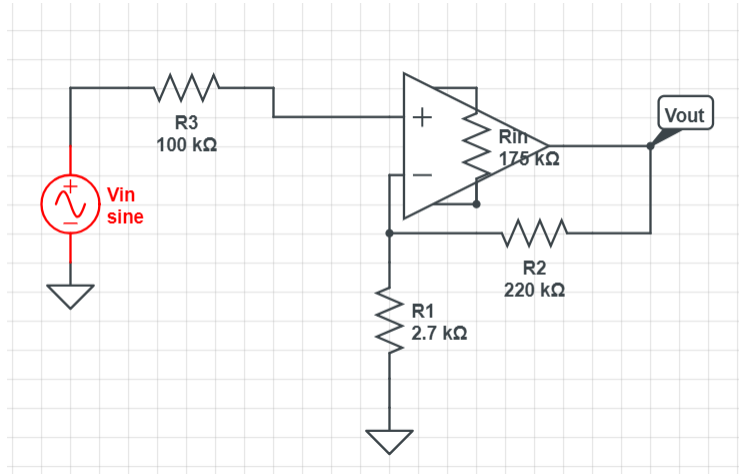


Figura 2: Circuito equivalente con resistencia interna finita

Las ecuaciones del mismo son:

- $\frac{v_{in} - v^+}{R_3} = I$
- $v^+ = IR_{in} + v^-$
- $v^- = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I + \frac{R_2 + R_1}{R_1 R_2} v_{out}$
- $v_{out} = A_{vol}(v^+ - v^-)$
- $A_{vol}(s) = \frac{A}{\frac{s}{\omega_o} + 1}$

La resolución del sistema anterior es tedioso y largo por lo que a continuación se presenta simplemente la forma final que se obtuvo para la impedancia de entrada:

$$Z_{inp} = \frac{v_{in}}{I} = \frac{(R_3+R_{in})(R_1+R_2)+R_1R_2+AR_{in}R_1}{R_1+R_2} \cdot \frac{(1+\frac{s}{\omega_p})}{(1+\frac{s}{\omega_o})} \quad (5)$$

$$\omega_p = \frac{\omega_o[(R_3+R_{in})(R_1+R_2)+R_1R_2+AR_{in}R_1]}{(R_3+R_{in})(R_1+R_2)+R_1R_2}$$

Remplazando la expresión por los valores utilizados de resistencias y con el A , el ω_o como datos de la datasheet se llega a:

$$Z_{inp} = \frac{v_{in}}{I} = 670731192 \cdot \frac{(1+\frac{s}{\omega_p})}{(1+\frac{s}{\omega_o})}$$

$$f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} = 114,6KHz$$

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = 47,4Hz$$

1.3 Resultados obtenidos

Todas las mediciones se realizaron con una amplitud a la entrada menor que 270mV, ya que para valores de entrada mayores que este la salida excede la tensión de saturación por lo que ya no se puede hablar de una respuesta en frecuencia porque no hay una sola frecuencia a la salida. Este limite se obtuvo mediante la simulación en LTSpice del circuito, la siguiente es la gráfica de la tensión a la salida en función de la tensión de entrada(trabajando en continua):

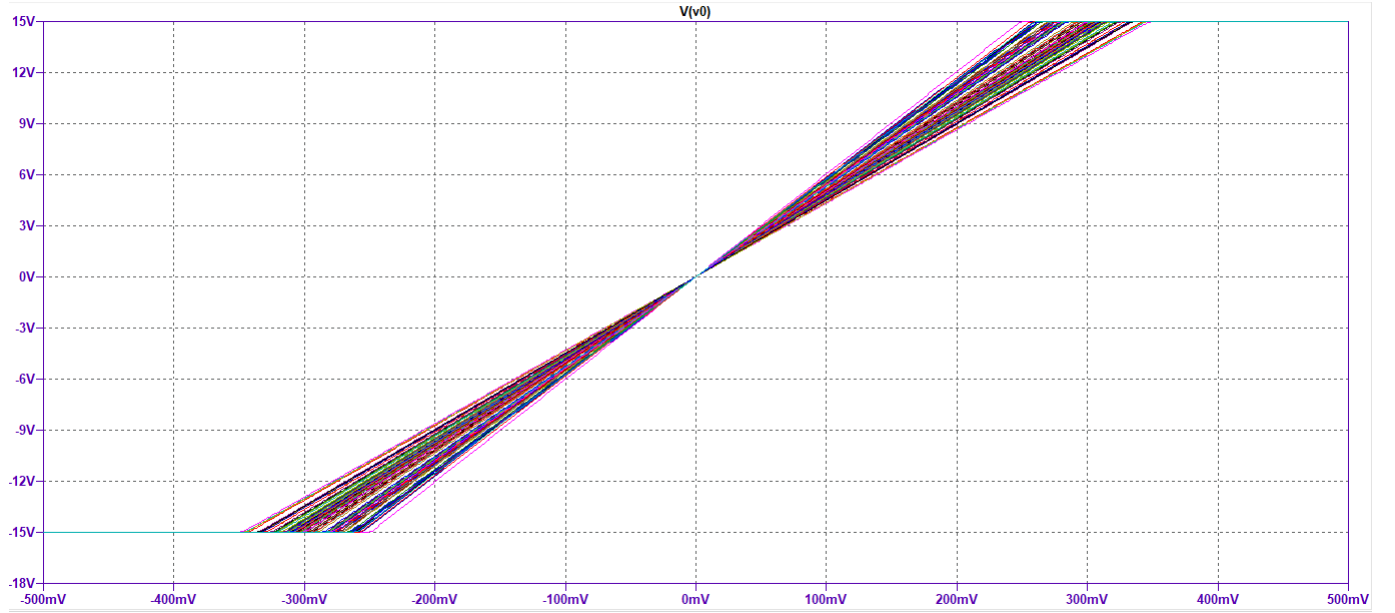


Figura 3: Saturacion del circuito

A continuación se muestra la superposición de la respuesta en frecuencia medida del circuito superpuesta con la teórica (ecuación 1):

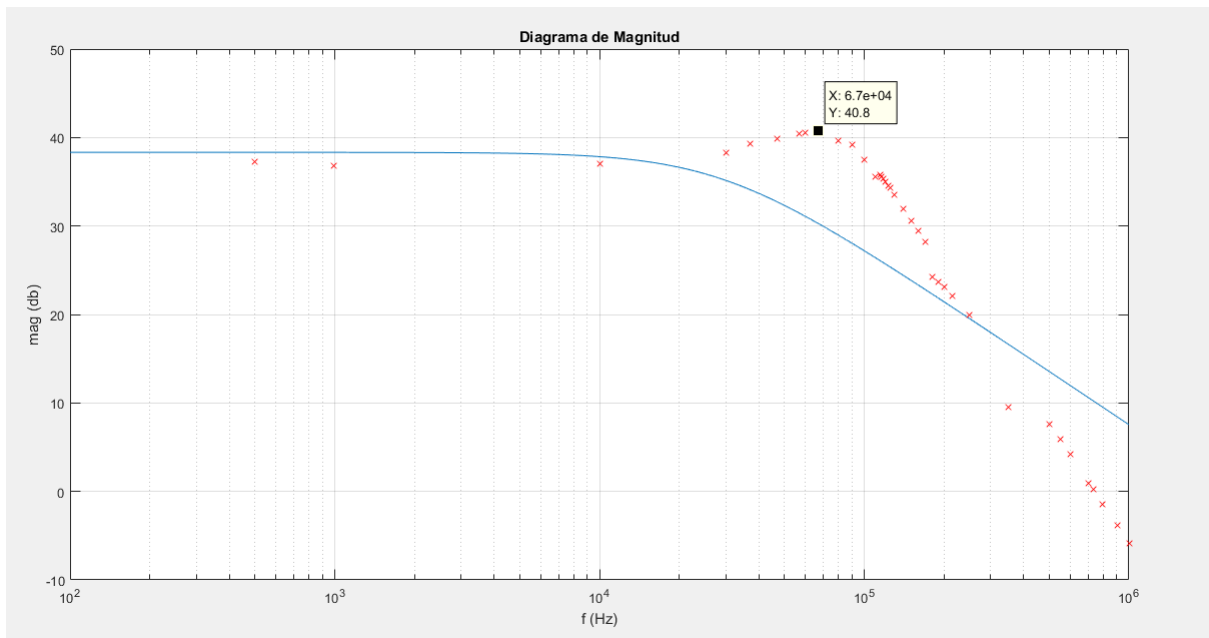


Figura 4: Grafico de la magnitud medida

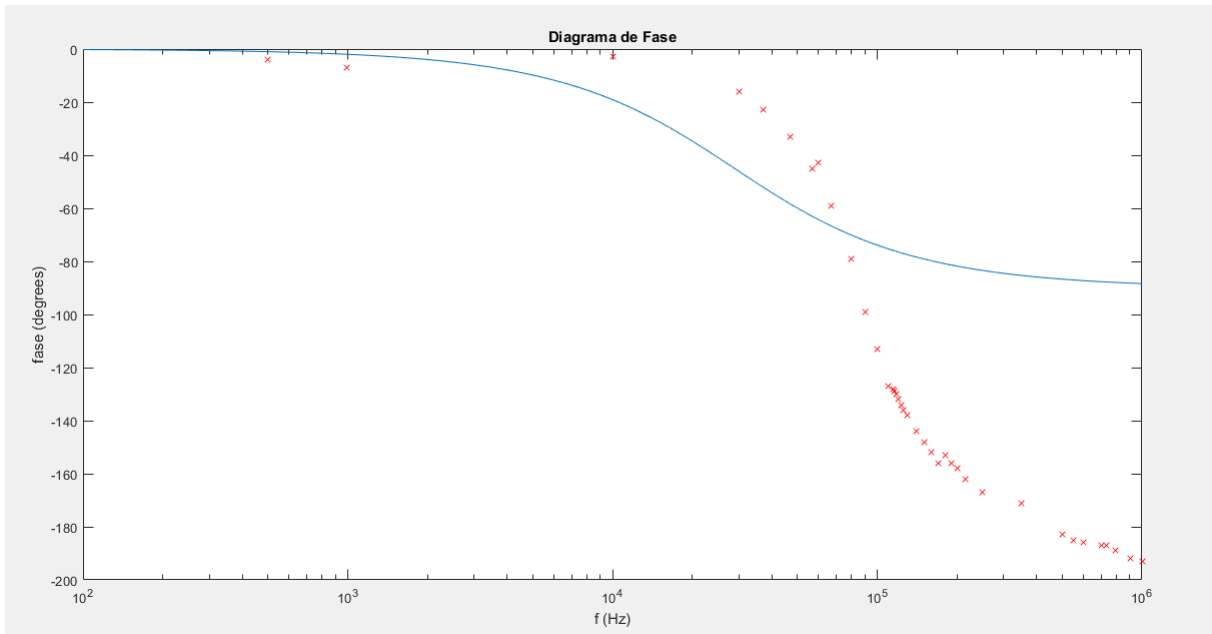


Figura 5: Grafico de la fase

Donde la curva azul representa la respuesta en frecuencia teórica y las cruces rojas los puntos medidos de mismo. Las dos próximas figuras muestran las mediciones obtenidas de la impedancia de entrada del circuito:

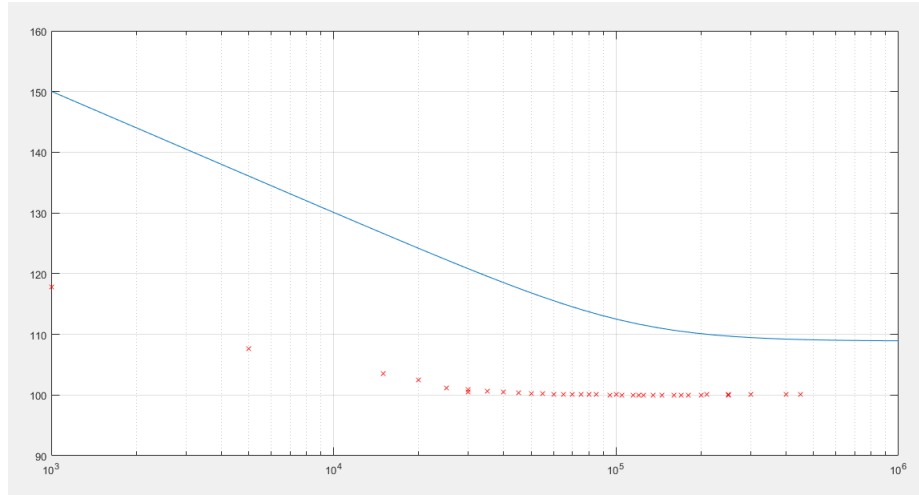


Figura 6: Magnitud de la impedancia de entrada

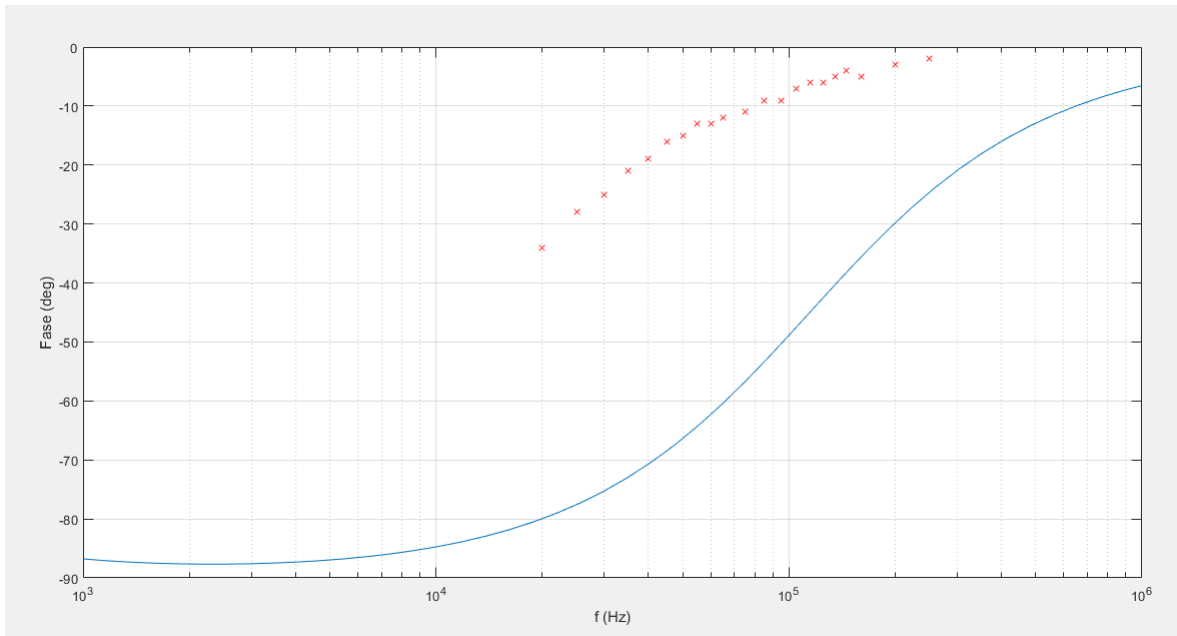


Figura 7: Fase de la impedancia de entrada

1.4 Análisis de los resultados

Primero se analizaran los resultados obtenidos para la respuesta en frecuencia de la salida del circuito y luego aquellos obtenidos para la impedancia de entrada.

Puede verse claramente que la respuesta en frecuencia obtenida de manera teórica utilizando el modelo de A_{vol} con un polo simple, no se ajusta a los resultados medidos. Puede presenciarse que hay un sobre pico en la magnitud a la salida centrado en los 67KHz y al analizar la fase se puede ver que la misma queda establecida en -180° y no en -90° como sugiere la teoría. Esto indica que el circuito elaborado tiene mas de un polo y que el modelo de un polo simple no alcanza para modelar satisfactoriamente al circuito. En la datasheet del LM833 se puede encontrar que hay un efecto capacitivo entre los pins de entradas del op-amp y que el valor típico de esta capacitancia parásita es de 12pf. Modelando en LTSpice el circuito teniendo en cuenta esta capacitancia parásita, así también como el efecto de las puntas sobre el circuito (Todas las mediciones se realizaron con las puntas en configuración x1):

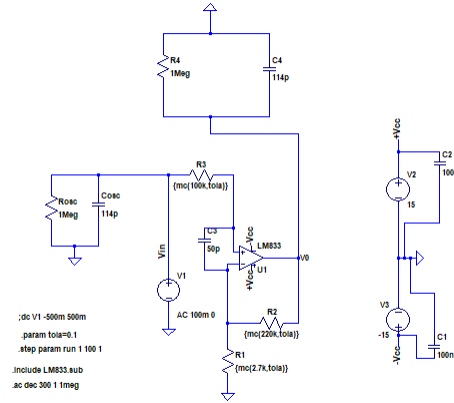


Figura 8: Modelo del circuito simulado en LTSpice

Se obtuvieron resultados que se ajustan mejor a los resultados medidos:

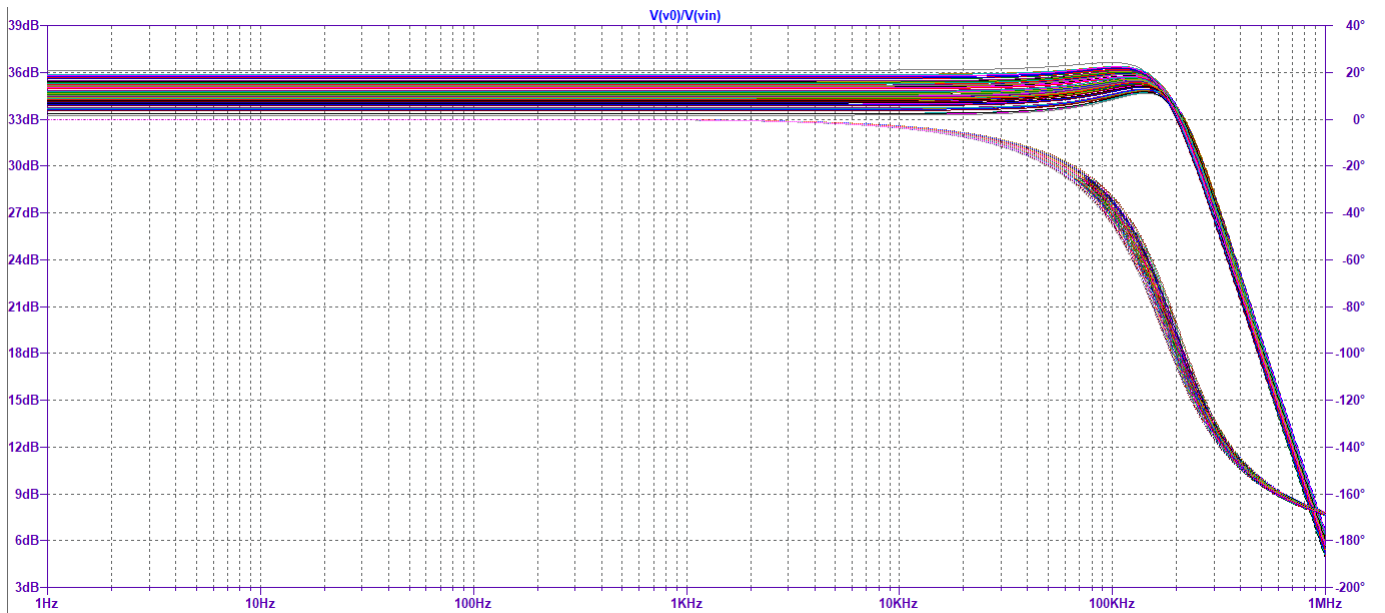


Figura 9: Respuesta en frecuencia simulada en LTSpice

Siguen habiendo discrepancias entre la simulación y los valores medidos, una de las razones puede ser los efectos de la capacitancia parásita de la protoboard utilizada. También consideramos que la capacitancia parásita del op-amp debe diferir del valor típico, al realizar la simulación con una capacitancia parásita de 50pf entre los pins de entrada se obtuvieron resultados muy similares a los medidos.

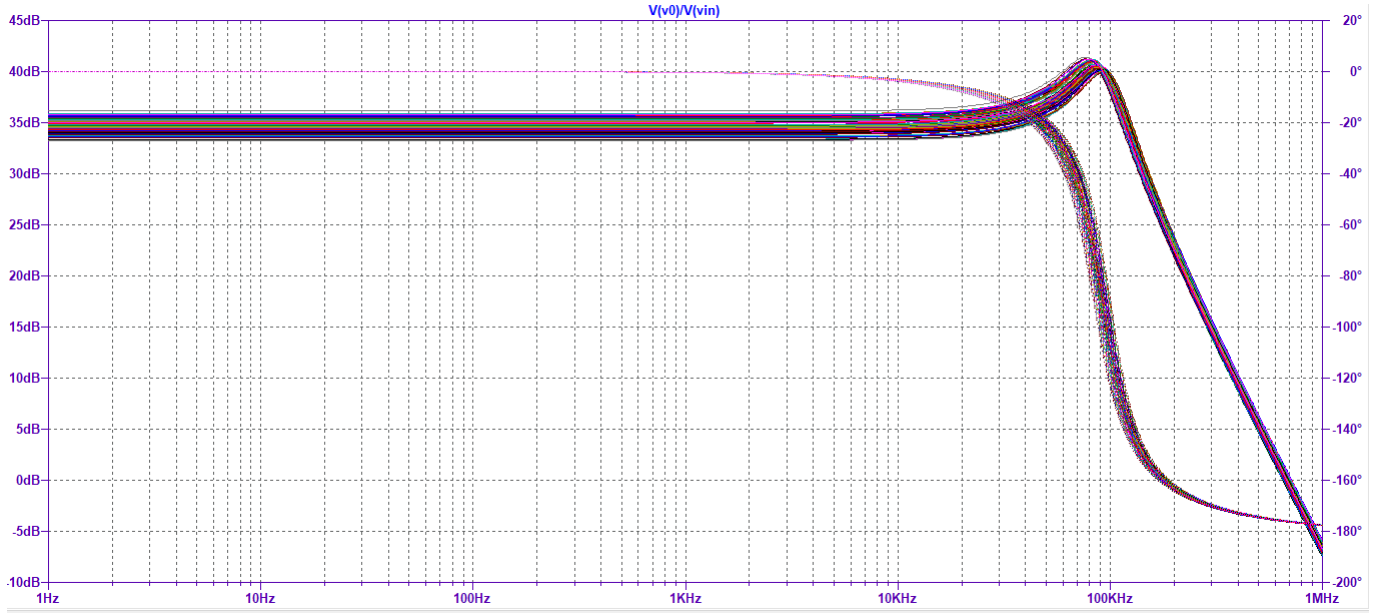


Figura 10: Simulacion utilizando capacitancia parasita de 50pf

Otra inconsistencia entre el modelo teórico, y la simulación es el valor de la ganancia a bajas frecuencias. Esto puede ser debido a que para el análisis teórico se consideraron corrientes de bias y tensión de offset nulas. Sin embargo, en la datasheet se da como valor típico de corriente de bias 500nA y como tensión de offset típica 0.3mV. Al considerar que antes de la entrada del pin no inversor hay una resistencia de 100kΩ se obtiene que:

$$v^+ = v_{in} - I_b^+, 100k\Omega - v_{offset}$$

$$v^+ \approx v_{in} - 50,3mV$$

A primera vista puede parecer una caída despreciable, pero considerando que el circuito tiene una ganancia de cerca de 82 veces y que esta alimentado con $V_{CC} = 15V$. La v_{in} no toma valores superiores a 200mV, ya que en ese caso se estaría trabajando en condición de saturación, por lo que una diferencia de 50mV a la entrada es significativa, ya que ademas esta sale amplificada 82 veces.

En cuanto a la impedancia de entrada, también hay fuertes diferencias entre el modelo teórico y las mediciones obtenidas. En primer lugar, la gráfica de magnitud tiene una forma similar pero difiere en el valor en el que comienza la impedancia de entrada para bajas frecuencias. Esto puede deberse en cierta medida al valor de A utilizado en la ecuación (5), ya que el mismo tiene un valor que aunque es grande su valor preciso puede variar hasta en un orden de magnitud. Ademas de esto, se tiene que para el modelo teórico no se tuvo en cuenta la influencia de la capacitancia parásita del amplificador operacional, ni de las puntas del osciloscopio ni de la protoboard utilizada. La fase teórica no guarda ninguna relación con la teórica, esto era de esperarse ya que como se menciono anteriormente, el análisis teórico se realizo para el modelo de un solo polo simple, el cual no es el caso. Asimismo, la medición de la fase obtenida no es muy confiable. Esto se debe a que para obtener la fase de la impedancia de entrada, se midió la tensión en la entrada no inversora del op-amp y la tensión de excitación. Luego, mediante el canal 'MATH' del osciloscopio se hizo la resta de estas dos tensiones, ya que por mallas:

$$v_{in} - v_R - v^+ = 0$$

$$v_R = v_{in} - v^+$$

Como se tiene que:

$$Z_{inp} = \frac{v_{in}}{I} = \frac{v_{in}}{v_R} \cdot R_3$$

La resistencia es un numero real positivo, por lo que no afecta la fase, por lo que con medir el desfase de la tensión en la resistencia con respecto a la fase de la entrada ya es posible obtener la fase de la impedancia de entrada. Sin embargo, como los valores de tensión obtenidos con el osciloscopio al utilizar 'MATH' fueron muy pequeños, para valores bajos de frecuencias el osciloscopio no pudo resolver el desfase entre las tensiones. Asimismo, a

mayores frecuencias la tensión de la entrada no inversora se volvía considerablemente pequeña por lo que también era difícil obtener mediciones sin un error importante.

En cuanto a la simulación en LTSpice, teniendo en cuenta el efecto de las puntas y la capacitancia parásita se obtuvo la siguiente impedancia de entrada:

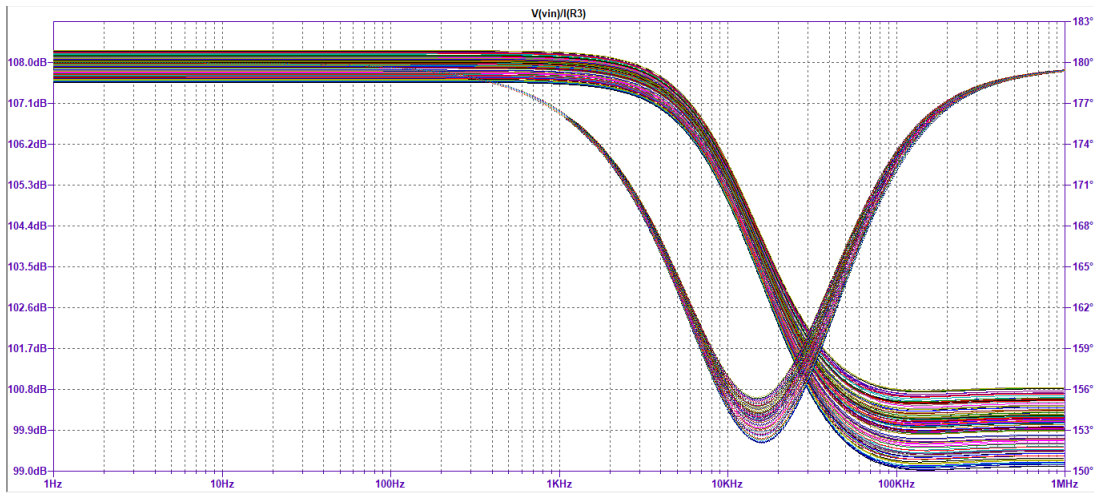


Figura 11: Impedancia de entrada simulada en LTSpice

Se puede notar que la magnitud de la impedancia simulada se corresponde mucho mejor con la magnitud medida que como lo hacia la magnitud teórica. En cuanto a la fase, aunque como por las razones explicadas previamente no se pudieron realizar mediciones de fase para frecuencias altas ni para frecuencias bajas, se puede ver que para los valores de frecuencia medidos la fase también se ajusta mejor a la simulación que a la fase teórica. Estos resultados son lo que se esperaba ya que el modelo teórico con el que se trabajo para la impedancia de entrada deja afuera todos los elementos capacitivos así como también el efecto de las impedancias de los instrumentos de medición.

1.5 Aplicaciones del LM833

Como características principales del LM833 se tiene un valor alto de GBP(entre 10Mhz y 15MHz), un alto valor de ganancia a lazo abierto($3,16 \times 10^4 < A < 3,16 \times 10^5$) por lo que tiene el potencial de amplificar señales con una gran ganancia a un rango considerable de señales. Además de las cualidades de amplificación, tiene un buen slew rate(valor típico de $7 \frac{V}{\mu s}$), una tensión de offset muy baja(0.3mV como valor típico) y poca distorsión armónica total(0.002 %). Estas características en particular hacen que el LM833 tenga un gran valor para aplicaciones de amplificar señales débiles de audio, ya que las mismas se encuentran en un rango desde los 20Hz hasta los 20KHz, por lo que el op-amp es capaz de amplificar fuertemente señales en ese rango dentro de un circuito retroalimentado sin que el polo dominante del A_{vol} sea un problema, debido a su alto valor de GBP. Además, el hecho de que tenga un slew rate de $7 \frac{V}{\mu s}$ permite amplitudes mayores de entrada siempre(teniendo en cuenta que la amplificación no excede la tensión de saturación del op-amp). Por ultimo, el bajo nivel de distorsión también juega un papel muy importante, ya que se desea que la salida del sistema no este distorsionada con respecto a como era la entrada inicialmente (idealmente los armónicos a la salida deben ser los mismos que a la entrada).

1.6 Conclusiones

Como conclusión, al trabajar con circuitos retroalimentados que tienen altos valores de ganancias, hay que tener especial cuidado de que se puedan seguir estableciendo ciertas suposiciones del modelo ideal sin que influyan significativamente en el análisis. Por ejemplo, tener en cuenta efectos de corrientes de bias, tensión de offset, impedancia de entrada finita, el polo dominante de la ganancia a lazo abierto y capacitancias parásitas. Asimismo, hay que tener en cuenta el efecto del instrumento de medición al realizar ciertas mediciones, como en el caso de la impedancia de entrada donde el efecto de la resistencia del osciloscopio y el capacitor de las puntas afectan considerablemente al circuito. Otro aspecto a tener en cuenta al trabajar con altos valores de ganancia, es el de no excederse de la tensión de saturación a la salida del circuito y también tener presente el slew rate del amplificador operacional utilizado.

2 Medición de corrientes de Bias y Offset

2.1 Objetivos y resumen

El objetivo de la experiencia realizada fue el de estimar la magnitud de la tensión de offset para dos modelos distintos de amplificadores operacionales, el LF356 y el TL081. También se realizaron mediciones para estimar la corriente de bias y de offset de cada modelo. El circuito utilizado es el que se muestra en la siguiente figura:

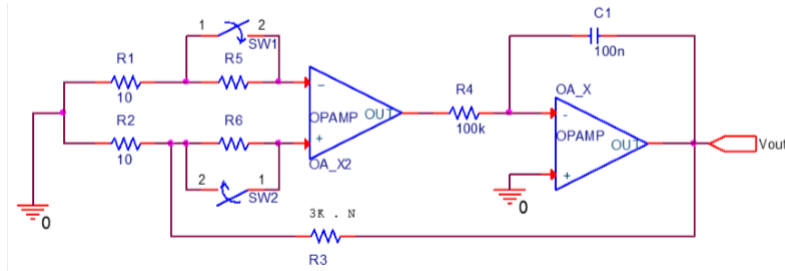


Figura 12: Configuración utilizada para las mediciones

Cerrando y abriendo los distintos switches se pueden medir los distintos parámetros deseados. Se explicará el funcionamiento del circuito ilustrado, cuando funciona el mismo para la medición y qué combinación de switches corresponde a la medición de cada parámetro.

2.2 Introducción teórica

Cuando se trabaja con el modelo ideal de un amplificador operacional, se supone que las corrientes entrantes por el pin inversor y el no inversor del mismo son nulas, así como también que si ambas entradas están puestas a tierras entonces la salida del op-amp a lazo abierto es nula. Sin embargo, en la realidad existen corrientes no nulas que circulan por las entradas de los op-amps, estas mismas se denominan corrientes de bias y por lo general rondan en el orden de los pico-amperes o los nanoamperes. Asimismo, debido a imperfecciones y diferencias entre los pines de entrada de los op-amps, al conectar ambas entradas del mismo a la misma referencia sigue existiendo una tensión de salida. La diferencia de tensión necesaria entre ambas entradas para lograr que la salida sea nula se denomina tensión de offset.

Una representación de un op-amp con corrientes de bias y tensión de offset es la siguiente:

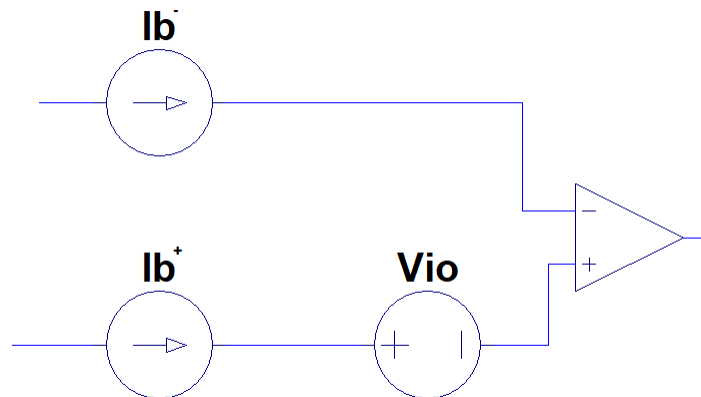


Figura 13: Corrientes de bias y tensión de offset en un op-amp

Utilizando las corrientes representadas en la figura anterior se definen la corriente de bias y la corriente de offset como:

$$I_{bias} = \frac{I_b^- + I_b^+}{2} \quad (0)$$

$$I_{offset} = |I_b^- - I_b^+| \quad (1)$$

2.3 Compensación de las corrientes de bias

Asumiendo que las corrientes I_b^+ e I_b^- son comparables entre si, puede proponerse el siguiente circuito como posible circuito de compensación para un amplificador operacional en configuración inversora:

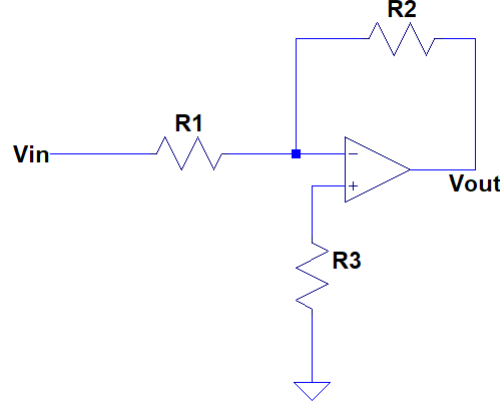


Figura 14: Circuito de compensacion en configuracion inversora

Considerando que la tensión en las entradas del Op-amp son casi iguales y despreciando la tensión de offset, se tienen las siguientes ecuaciones:

- $v^+ = -I_b^+ R_3$
- $v^- = v^+$
- $\frac{v_{in} - v^-}{R_1} = I_b^- + \frac{v^- - v_{out}}{R_2}$

Remplazando la primera ecuación en la segunda, luego la segunda en la tercera y despejando v_{out} se llega a:

$$v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} + I_b^- (R_2 - R_3) - I_b^+ \left(\frac{R_2 R_3}{R_1} \right) \quad (2)$$

Planteando:

$$R_2 - R_3 = \frac{R_2 R_3}{R_1}$$

$$R_2 = R_3 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$$

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 \parallel R_2 \quad (3)$$

Entonces asumiendo que se cumple (3), se puede sacar factor común en la ecuación (2) y la nueva forma de la ecuación compensada es :

$$v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} + \frac{R_2^2}{R_1 + R_2} I_{offset}$$

Por lo que, asumiendo que las corrientes de bias son comparables, el valor de I_{offset} debería ser pequeño.

2.4 Resolución del circuito

2.4.1 Estabilidad del circuito

En primer lugar, se analiza la estabilidad del circuito propuesto, para hacer esto se divide el circuito en dos partes distintas donde solo hay un opamp en cada parte. Primero se hace el análisis de la región donde se encuentra el amplificador OA_X:

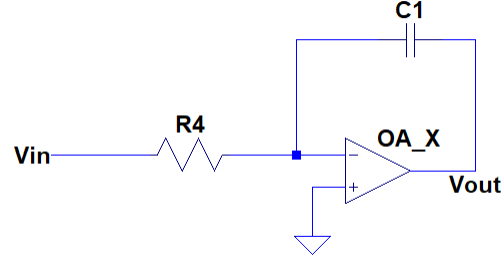


Figura 15: Sector derecho del circuito de medicion

De la figura anterior se puede ver que el OA_X esta en configuración inversora, por lo que la salida del mismo es la entrada amplificada y negada. Planteando las ecuaciones del circuito se obtienen:

- $v_{out} = -A_{vol}v^-$
- $v^- = \frac{1}{sR_4C+1}v_{in} + \frac{sCR_4}{1+sCR_4}v_{out}$

El grafo resultante es:

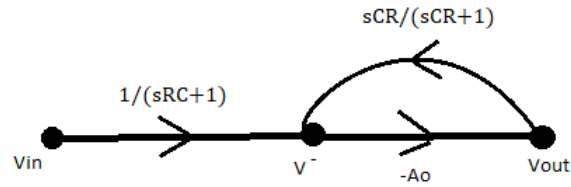


Figura 16: Grafo de la configuracion inversora utilizada

Puede verse del grafo que la configuración actual es estable ya que la retroalimentacion es negativa. Sin embargo, si el amplificador se diera vuelta (retroalimentado por la entrada no inversora), el peso de abajo ($-A_o$) cambiaría de signo y se obtendría una retroalimentacion regenerativa que correspondería a una configuración inestable en la que se llega siempre a la saturación a la salida.

En cuanto a la región con el OpAmp a ser medido (OA_X2):

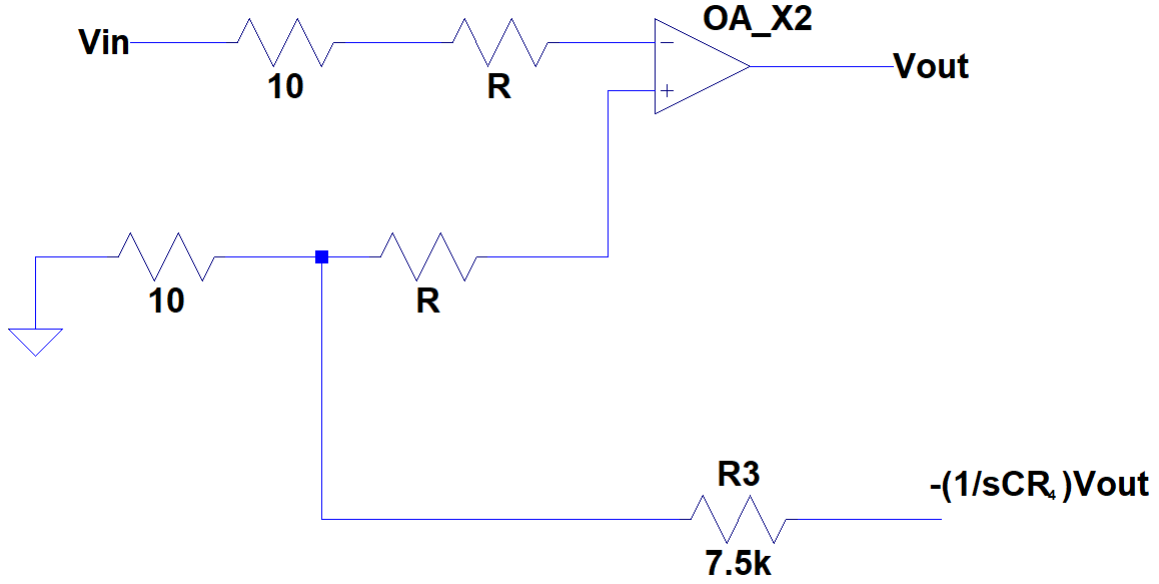


Figura 17: Sector izquierdo del circuito de medición

Donde las ecuaciones de dicho circuito son:

- $v_{out} = A_o v^+ - A_o v_{in}$
- $v^+ = \frac{1}{sR_4C(1+\frac{R_3}{10\Omega})} v_{out}$

v_{in} representa las caídas de tensión ocasionadas por las corrientes de bias y la tensión de offset del OpAmp. Realizando el grafo asociado se tiene:

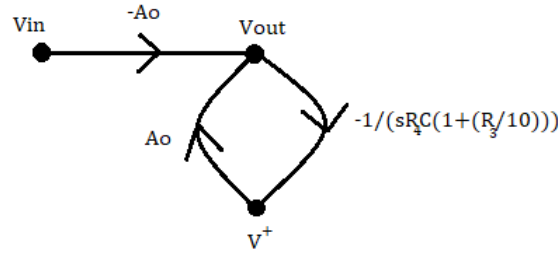


Figura 18: Grafo del sector del circuito con OA_X2

Puede verse en el ciclo que la retroalimentación es negativa y por lo tanto el sistema es estable. Sin embargo, si se dan vuelta las entradas del OA_X2 entonces cambia de signo el peso del lazo que une a v_{in} con v_{out} así como también el peso del enlace que va desde v^+ hacia v_{out} . En dicha situación el signo se invierte dos veces en el bucle, por lo que se tiene una retroalimentación regenerativa y el sistema no es estable.

Como conclusión, la configuración original propuesta es estable. Si se invierte solo OA_X entonces la configuración se vuelve inestable ya que se obtiene una retroalimentación regenerativa en la segunda parte del circuito. Asimismo, si se invierte solo OA_X2 la configuración resultante también es inestable ya que se obtiene una retroalimentación regenerativa en la primera parte del circuito. Como última posibilidad, si se invierten ambos amplificadores operacionales, la configuración obtenida también es inestable, ya que la parte del circuito correspondiente a OA_X termina con retroalimentación regenerativa.

2.4.2 Tensión de salida

Resolviendo el circuito con los dos interruptores abiertos (sin cortocircuitar ninguna resistencia) y asumiendo que $R_5 = R_6 = R$, se tienen las ecuaciones:

$$\begin{aligned} v^- &= -I_b^-(10\Omega + R) \\ v^+ &= -v_{offset} - I_b^-(10\Omega + R) \\ \frac{v_c}{10\Omega} + I_b^+ &= \frac{v_{out} - v_c}{R_3} \\ \frac{v_c - v^+}{R} &= I_b^+ \end{aligned}$$

Resolviendo el sistema, queda que la salida del sistema sin cortocircuitar ninguna resistencia es:

$$v_{out} = I_b^+ R \left(1 + \frac{R_3}{10\Omega}\right) - I_b^-(R_3 + \frac{R_3 \times R}{10\Omega} + R + 10\Omega) - v_{offset} \left(\frac{R_3}{10\Omega} + 1\right) \quad (4)$$

Como puede analizarse de la ecuación obtenida, el circuito realizado sirve para medir las corrientes de bias y tensión de offset del amplificador "OA_X2", y el otro amplificador operacional sirve para proporcionar la ganancia necesaria para que la tensión de salida sea lo suficientemente apreciable para ser medida. Al activar los switches del circuito se puede jugar con que términos de la ecuación (4) son relevantes y cuales despreciables.

Si ambos switches están abiertos y se desprecia la caída:

$$-I_b^-(R_3 + 10\Omega) \approx -(200pA)(7,5k\Omega + 10\Omega) = -1,502\mu V$$

Se obtiene de (4) una expresión para la corriente de offset:

$$\begin{aligned} v_{out} &\approx I_{offset} R \left(1 + \frac{R_3}{10\Omega}\right) - v_{offset} \left(1 + \frac{R_3}{10\Omega}\right) \\ I_{offset} &\approx \frac{v_{out}}{R \left(1 + \frac{R_3}{10\Omega}\right)} + \frac{v_{offset}}{R} \end{aligned}$$

Con ambos switches cerrados ($R=0$), la ecuación (4) se convierte en:

$$v_{out} = -I_b^-(R_3 + 10) - v_{offset} \left(\frac{R_3}{10\Omega} + 1\right)$$

Si despreciamos la caída generada por I_b^- , obtenemos que la salida depende únicamente de la tensión de offset según la relación:

$$v_{out} \approx -v_{offset} \left(\frac{R_3}{10\Omega} + 1\right) \quad (5)$$

Como justificación de que la caída ocasionada por la corriente de bias es despreciable para nuestro caso, se realiza el cálculo de la caída con el valor de resistencia utilizado y el valor máximo de corriente de bias proporcionado en la datasheet:

$$I_b^-(R_3 + 10\Omega) = (200pA)(7,5k\Omega + 10\Omega) = 1,502\mu V$$

De la datasheet de ambos Op-amps se obtiene que la v_{offset} está en el orden de los millivolts, por lo que la caída ocasionada por la corriente de bias es de 3 órdenes menor que la tensión de offset. Además a la salida la tensión de offset sale amplificada 751 veces, por lo que esta caída se hace todavía más despreciable.

Si solo se cortocircuita R_5 (SW1 cerrado y SW2 abierto), entonces se tiene de (4) que:

$$v_{out} = I_b^+ R \left(1 + \frac{R_3}{10\Omega}\right) - I_b^-(R_3 + 10\Omega) - v_{offset} \left(\frac{R_3}{10\Omega} + 1\right)$$

Por las mismas razones que en el caso anterior, se puede despreciar la caída ocasionada por I_b^- y se obtiene:

$$v_{out} \approx I_b^+ R \left(1 + \frac{R_3}{10\Omega}\right) - v_{offset} \left(\frac{R_3}{10\Omega} + 1\right) \quad (6)$$

$$I_b^+ \approx \frac{v_{out} + v_{offset} \left(\frac{R_3}{10\Omega} + 1\right)}{R \left(1 + \frac{R_3}{10\Omega}\right)} \quad (7)$$

Asumiendo que conocemos la v_{offset} (obtenida midiendo con ambas resistencias cortocircuitadas), podemos medir la tensión a la salida del circuito y obtener la I_b^+ despejando la ecuación (6). Para minimizar el error ocasionado por las imprecisiones de la medición, lo mejor es que R sea lo suficientemente grande para que la caída ocasionada por I_b^+ sea apreciable. Tomando $R = 1M\Omega$, y la corriente típica de bias de la datasheet obtenemos que la caída ocasionada por el primer término de (6) es:

$$I_b^+ R(1 + \frac{R_3}{10\Omega}) = (30pA)(1M\Omega)(1 + \frac{7.5K\Omega}{10\Omega}) \approx 22,6mV$$

Finalmente, en el caso en el que solo cortocircuitamos R_6 (SW1 abierto y SW2 cerrado), llegamos de (4) a la ecuación:

$$v_{out} = -I_b^-(R_3 + \frac{R_3 \times R}{10\Omega} + R + 10\Omega) - v_{offset}(\frac{R_3}{10\Omega} + 1)$$

$$I_b^- = -\frac{v_{out} + v_{offset}(\frac{R_3}{10\Omega} + 1)}{R_3 + \frac{R_3 \times R}{10\Omega} + R + 10\Omega} \quad (8)$$

2.4.3 Interferencia de linea

Volviendo a analizar el circuito de la figura 7, se tiene que la ganancia ideal de dicho circuito es:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = H(s) = -\frac{1}{sR_4C} \quad (9)$$

Dicha función transferencia es la de un pasa-bajos con frecuencia de corte $f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C}$ (frecuencia en la que la ganancia es 0Db). Por lo tanto el valor de C determina a partir de que valor las frecuencias a la salida salen atenuadas, para valores de C grandes la f_c es mas pequeña y por lo tanto hay un menor rango de frecuencias que salen amplificadas y un mayor rango que sale atenuadas. En cambio, mientras mas chico el valor de C, la f_c es mas grande, y un mayor rango de frecuencias sale amplificado y un menor rango atenuado. En teoría esto no debería afectar al modelo ideal de medición ya que se trabaja solo en continua por lo que el capacitor se comporta simplemente como un circuito abierto. Sin embargo, en la realidad existe interferencia de linea, lo que significa que en el circuito hay señales de distintas frecuencias ocasionadas por factores externos, principalmente señales de $f=50Hz$.

Por lo tanto, mientras mas alto el valor de C, la medición sera mas precisa ya que el circuito filtra mejor la salida correspondiente a las señales indeseadas que entran al circuito. En un principio se realizaron las mediciones con un valor de 100nf, pero como la interferencia de linea era mas significativa que la tension que se queria medir, se cambio a un capacitor de 1uf el cual sirvio para atenuar considerablemente la interferencia.

2.5 Resultados obtenidos

Utilizando el modelo de OpAmp LF356 como OA_X2 y el modelo TL081 como OA_X se midieron los siguientes valores:

SW1	SW2	$V_{out}(V)$	$V_{offset}(mV)$	$I_b^+(pA)$	$I_b^-(pA)$	$I_{offset}(pA)$
cerrado	cerrado	-1.074	1.43	-	-	-
cerrado	abierto	-1.2	-	-168	-	-
abierto	cerrado	-0.92	-	-	-205	-
abierto	abierto	-0.92	-	-	-	205

Cuadro 2: Tabla para la medicion del LF356

Realizando la experiencia nuevamente, pero con el modelo TL081 como OA_X2 y el modelo LF356 como OA_X se obtuvo:

SW1	SW2	$V_{out}(mV)$	$V_{offset}(mV)$	$I_b^+(pA)$	$I_b^-(pA)$	$I_{offset}(pA)$
cerrado	cerrado	70	-0.09	-	-	-
cerrado	abierto	30	-	-50	-	-
abierto	cerrado	-16	-	-	114	-
abierto	abierto	50	-	-	-	-23

Cuadro 3: Tabla para la medicion del TL081

2.6 Analisis de los resultados

Para el caso del amplificador operacional LF356, el valor de tension de offset medido es cercano al valor tipico provisto por la datasheet de 3mV. Las corrientes de bias resultaron ser superiores al valor tipico de 30pA pero la corriente de bias medida de 186.5pA, sigue estando dentro del valor maximo de 200pA a una temperatura de 25°C. Algo inusual que se obtuvo de las mediciones es el alto valor para la corriente de offset, lo mas probable es que dicha

medicion haya tenido un error muy grande. Sin embargo si se obtiene la corriente de offset por medio de la ecuacion (1) y los valores medidos queda una corriente de offset de 37pA, lo cual es un valor aceptable ya que se encuentra por debajo del valor maximo de 100pA a 25°C.

En cuanto al amplificador operacional TL081, la tension de offset medida es considerablemente mas baja que el valor tipico de la datasheet(3mV), sin embargo el valor de offset medido es similar al que se obtiene de simular la medicion en LTSPICE:

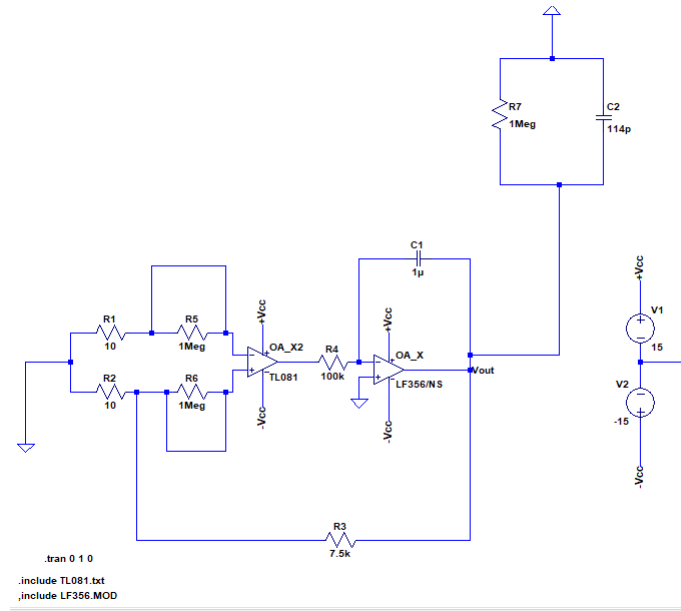


Figura 19: Modelo simulado en LTspice para la tension de offset

Donde se obtuvo como salida:

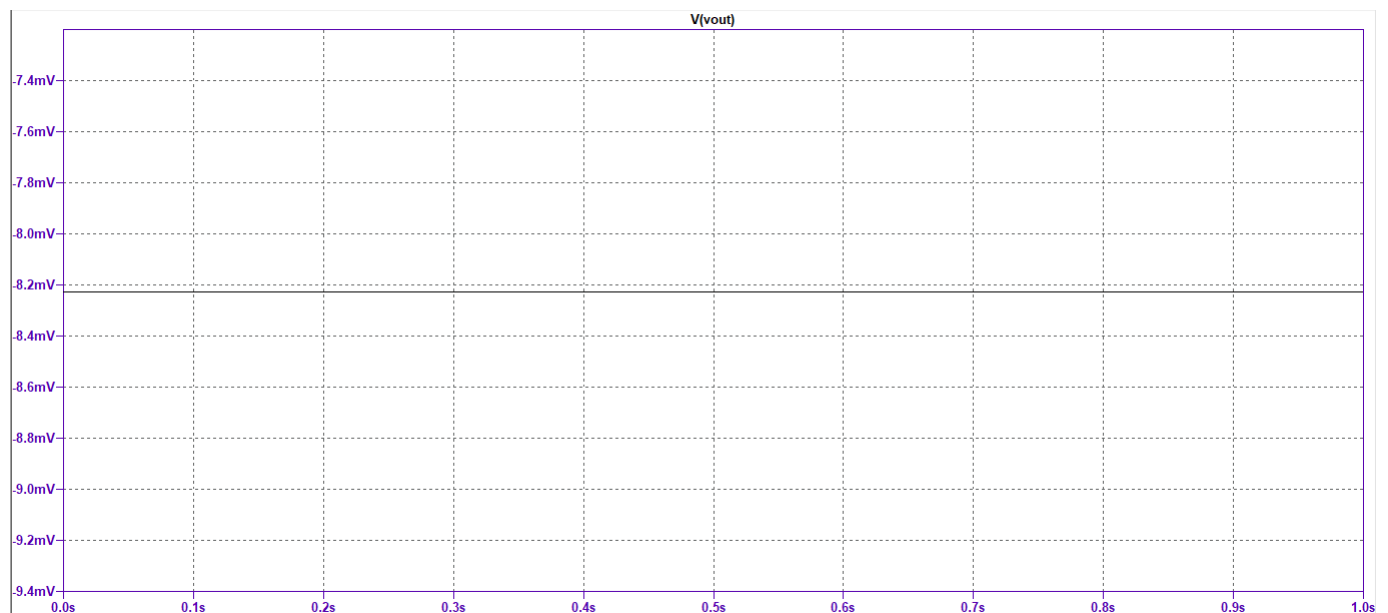


Figura 20: Salida medida en la simulacion

La tension de salida medida dio casi 10 veces mas que en la simulacion. Sin embargo, con el resultado de la simulacion y utilizando la ecuacion (5) se obtiene una tension de offset de aproximadamente 0.01mV. Este valor obtenido de la simulacion es claramente menor que el valor tipico obtenido de la datasheet(3mV), y mucho mas

cercano al valor medido (-0.09mV). Es posible que esto se deba a que la datasheet este desactualizada con respecto al modelo de spice utilizado, o que el amplificador operacional utilizado ya tenga una compensacion interna que disminuya la tension de offset. En cuanto a las corrientes de bias y la de offset, ambas dan dentro de los valores maximos provistos por la datasheet (100pA para la de offset y 200pA para la de bias).

2.7 Conclusiones

Para concluir, los efectos de las corrientes de bias y la tension de offset deben ser tenidos en cuenta antes del diseno de un circuito, ya que sus efectos pueden ocasionar que el circuito no cumpla el fin para el cual fue disenado. A su vez hay que tener en cuenta que las corrientes de bias, dependen de la temperatura y que a mayor temperatura estas corrientes se vuelven mas apreciiables. Es posible elaborar un circuito de compensacion para minimizar el efecto de estas corrientes a la salida del amplificador operacional. En cuanto a su circuito de medicion, el orden de magnitud de estas corrientes es por lo general del orden de los nA o los pA . Para el circuito y los modelos de op-amps propuestos, debio considerarse previamente el efecto de la interferencia de linea y el valor de los componentes que influyeron en la amplificacion de las caidas ocasionadas por las corrientes de bias.

3 Sensor de temperatura

3.1 Introduccion

3.2 Objetivos y resumen

3.3 Diseno y funcionamiento del dispositivo