

# 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:

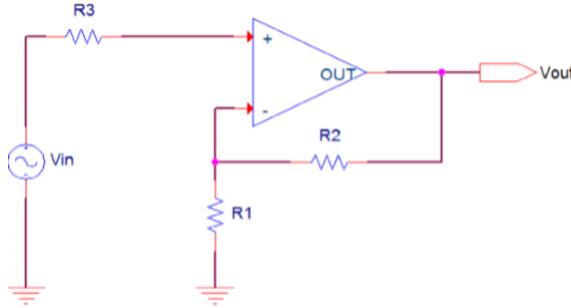


Figura 1: Circuito no inversor utilizando el LM833 como amplificador oepracional

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 resolvio 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  $\omega_0$  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:

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

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

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

Reemplazando 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:

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

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:

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

Donde  $A_o$  es la ganancia a lazo abierto del amplificador operacional y  $\omega_o$  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:

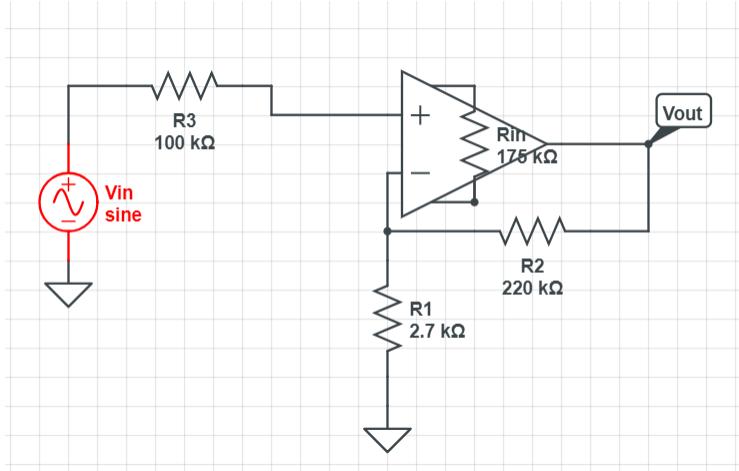


Figura 2: Circuito equivalente con resistencia interna finita

Las ecuaciones del mismo son:

- $\frac{v_{in}-v^+}{R_3} = I$
- $v^+ = IR_{in} + v^-$
- $v^- = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2}I + \frac{R_2+R_1}{R_1R_2^2}v_{out}$
- $v_{out} = A_{vol}(v^+ - v^-)$
- $A_{vol}(s) = \frac{A}{\frac{s}{\omega_o} + 1}$

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:

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

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

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

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

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

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

### 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 límite 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):

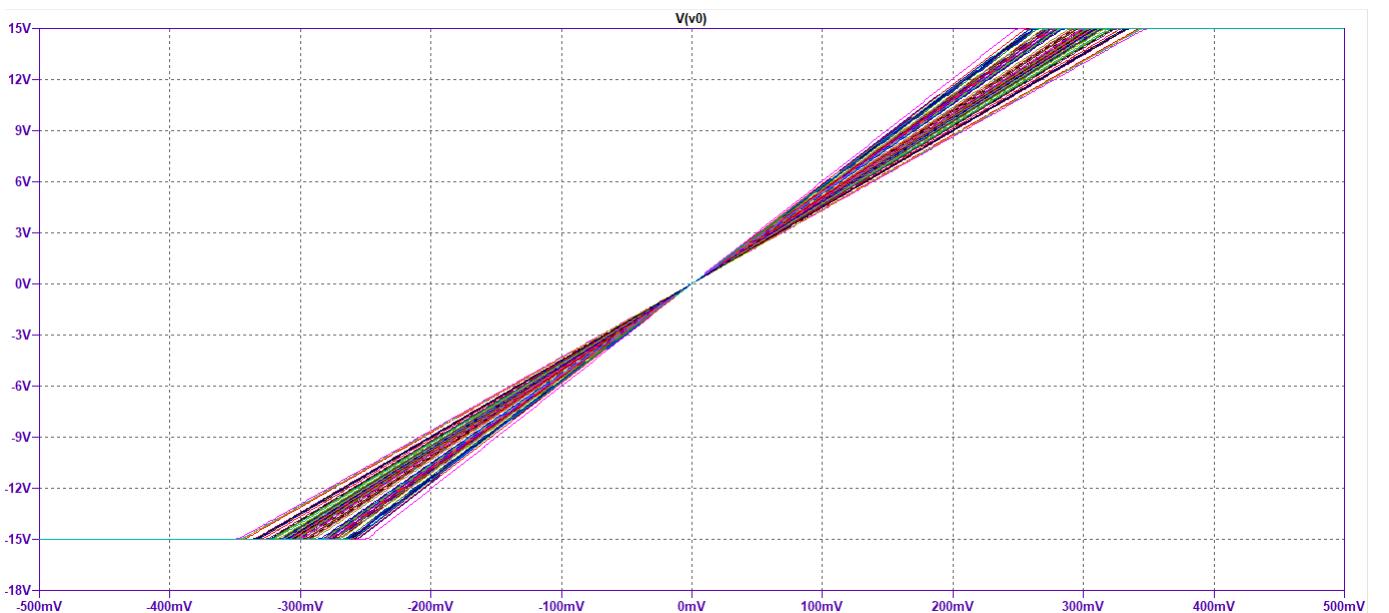


Figura 3: Saturación del circuito

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

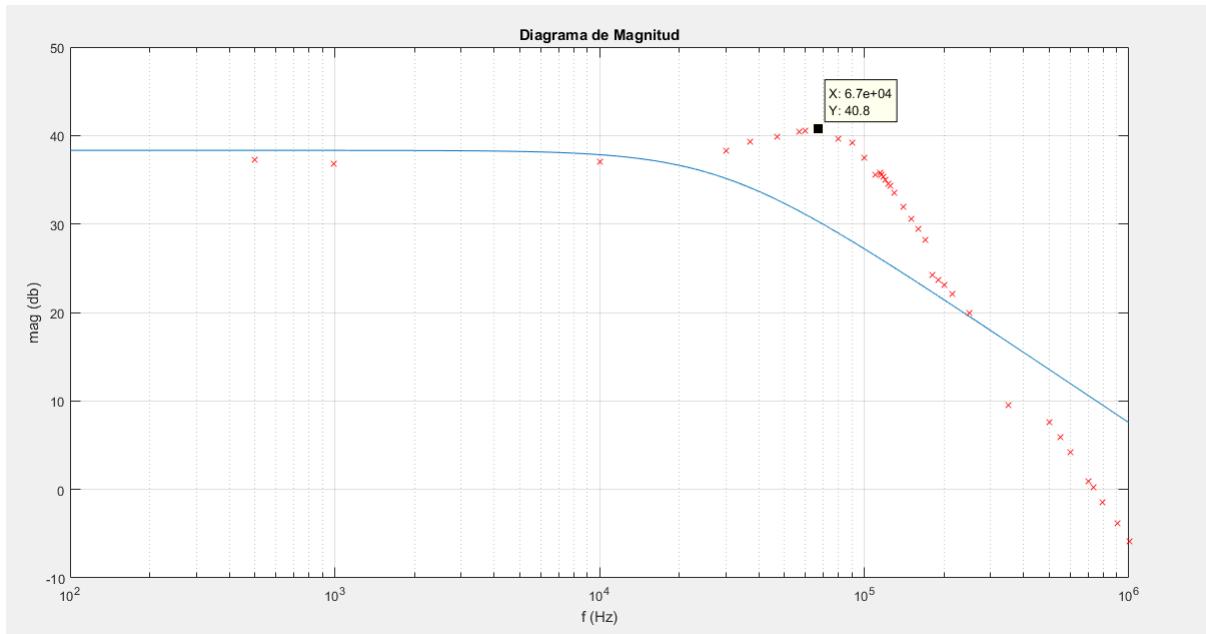


Figura 4: Grafico de la magnitud medida

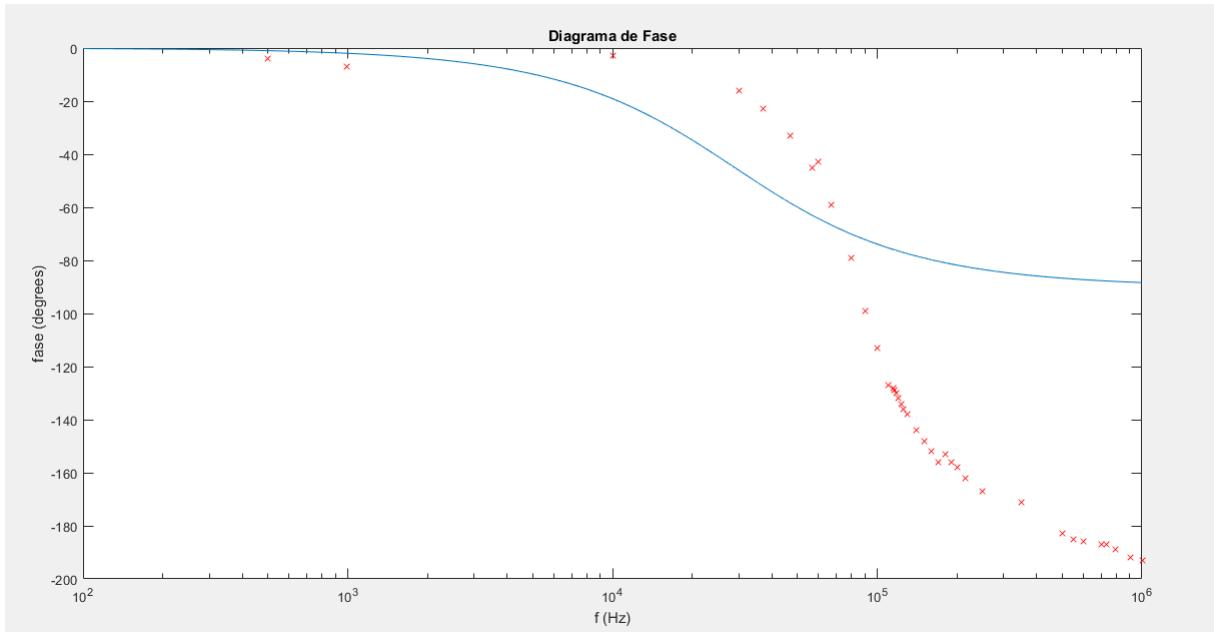


Figura 5: Grafico de la fase

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:

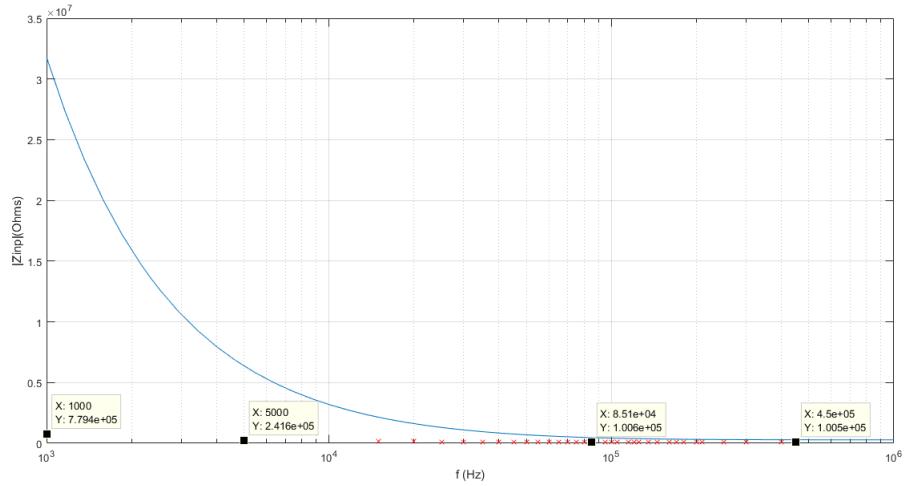


Figura 6: Magnitud de la impedancia de entrada

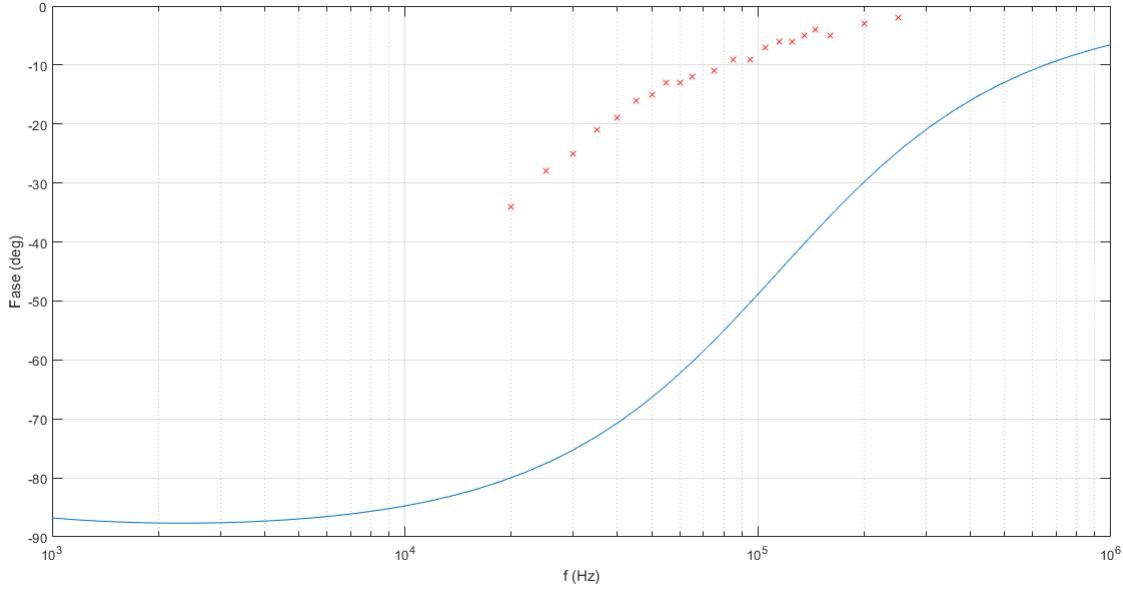


Figura 7: Fase de la impedancia de entrada

#### 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 presenciararse 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  $-180^\circ$  y no en  $-90^\circ$  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):

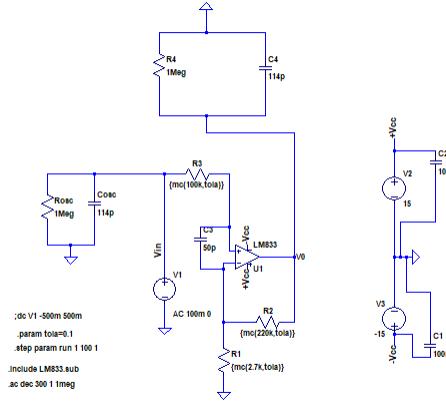


Figura 8: Modelo del circuito simulado en LTSpice

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

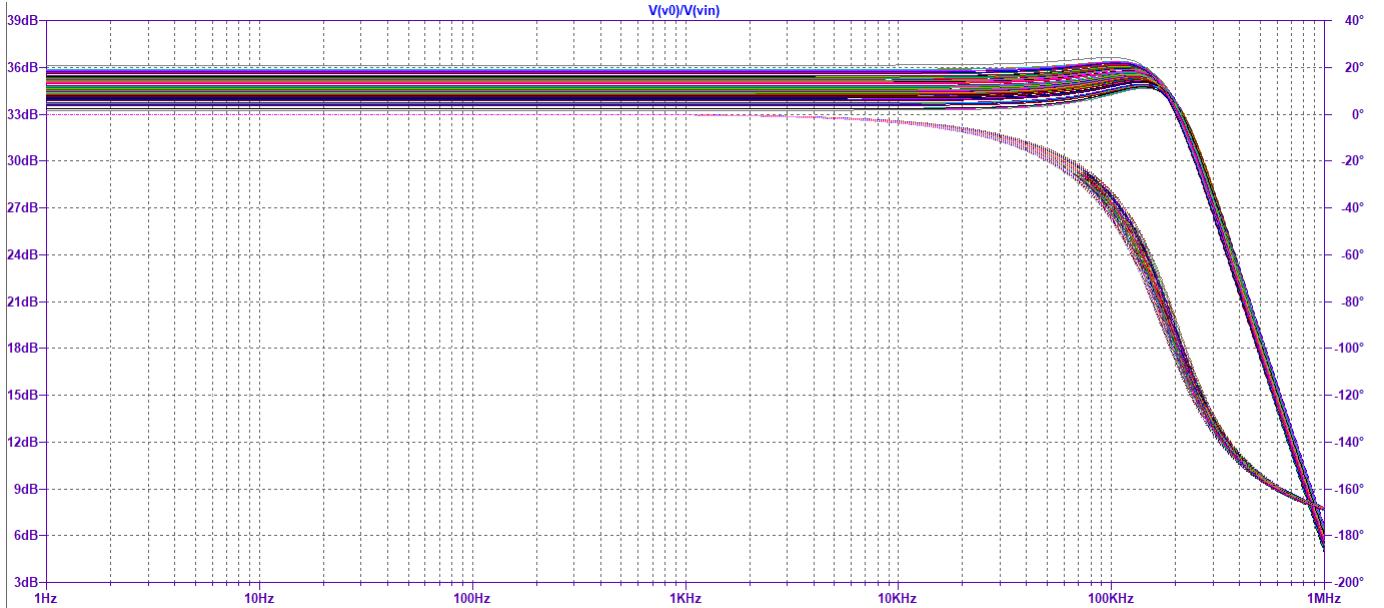


Figura 9: Respuesta en frecuencia simulada en LTSpice

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. Tambien consideramos que la capacitancia parasita 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.

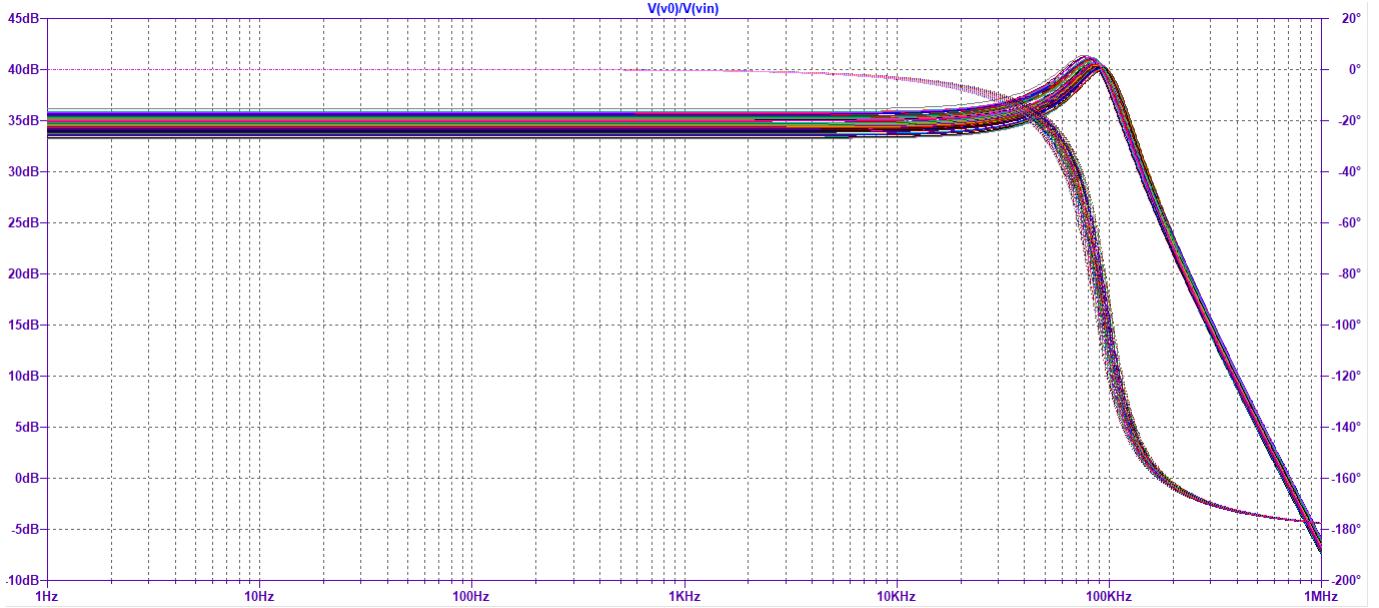


Figura 10: Simulacion utilizando capacitancia parasita de 50pf

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  $100k\Omega$  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 desfasaje 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 desfasaje entre las tensiones. Asimismo, a mayores frecuencias la tensión de la entrada no inversora se volvía considerablemente pequeña por lo que también era dificulta 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:

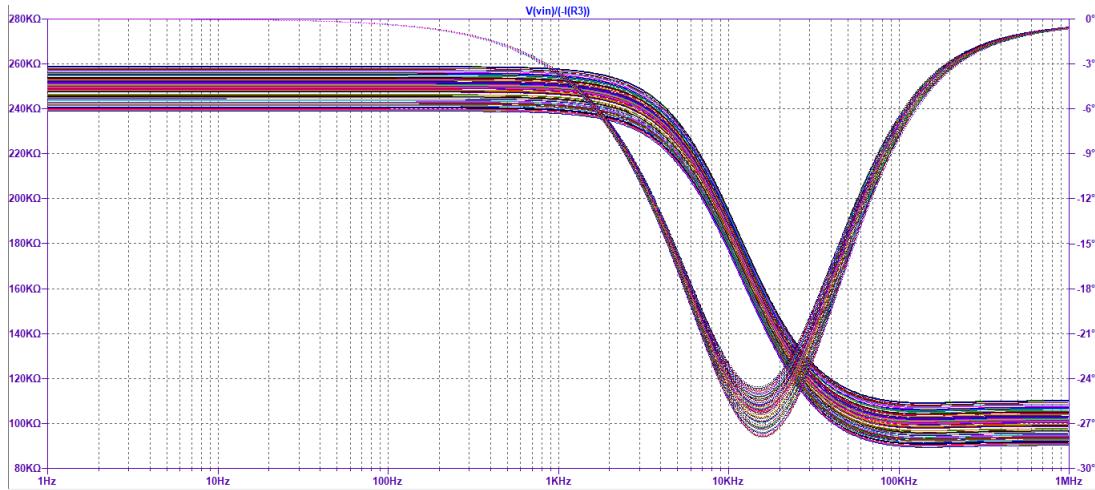


Figura 11: Impedancia de entrada simulada en LTSpice

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. Ademas 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. Ademas, 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 alto 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:

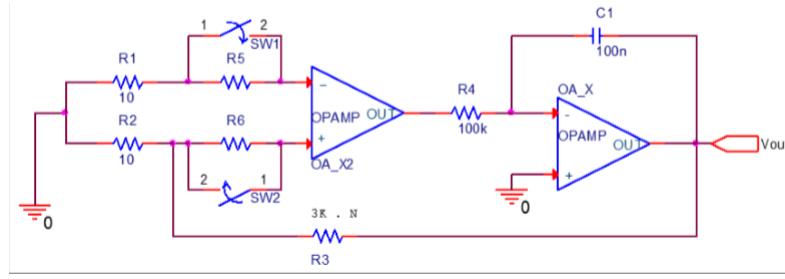


Figura 12: Configuración utilizada para las mediciones

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 tierra 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:

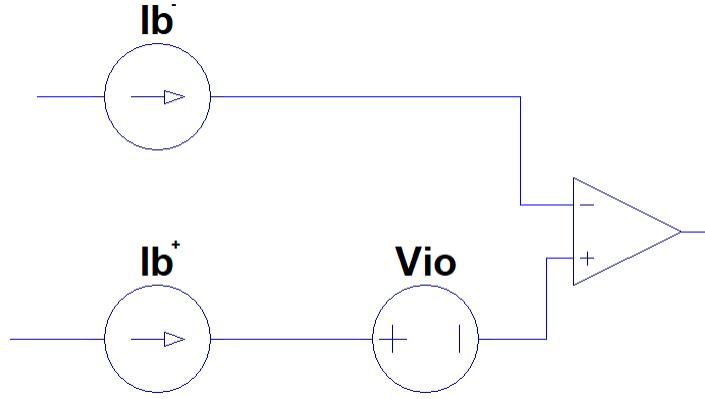


Figura 13: Corrientes de bias y tensión de offset en un op-amp

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

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

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

### 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:

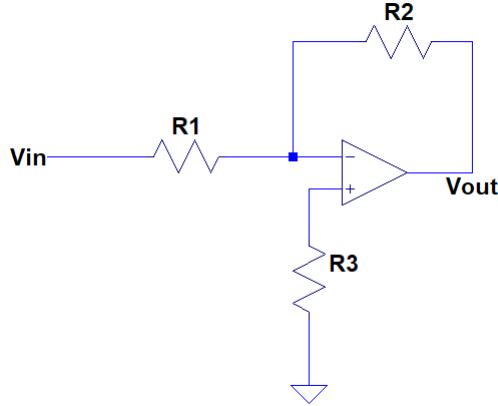


Figura 14: Circuito de compensacion en configuracion inversora

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:

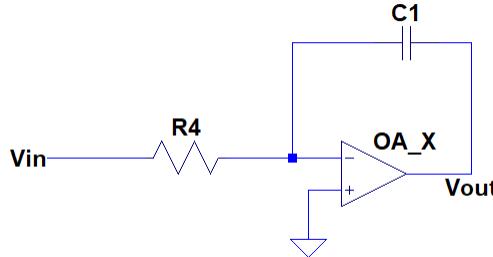


Figura 15: Sector derecho del circuito de medición

De la figura anterior se puede ver que el OA\_X está 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:

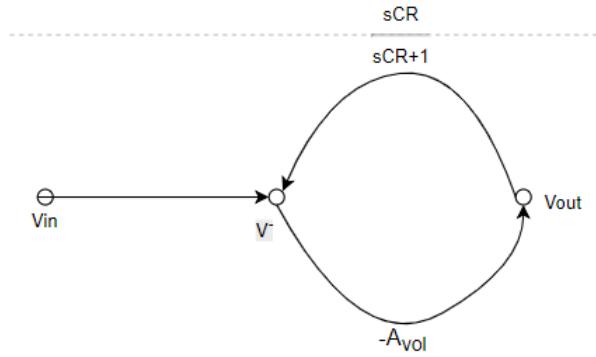


Figura 16: Grafo de la configuración inversora utilizada

Puede verse del grafo que la configuración actual es estable ya que la retroalimentación 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 retroalimentación 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):

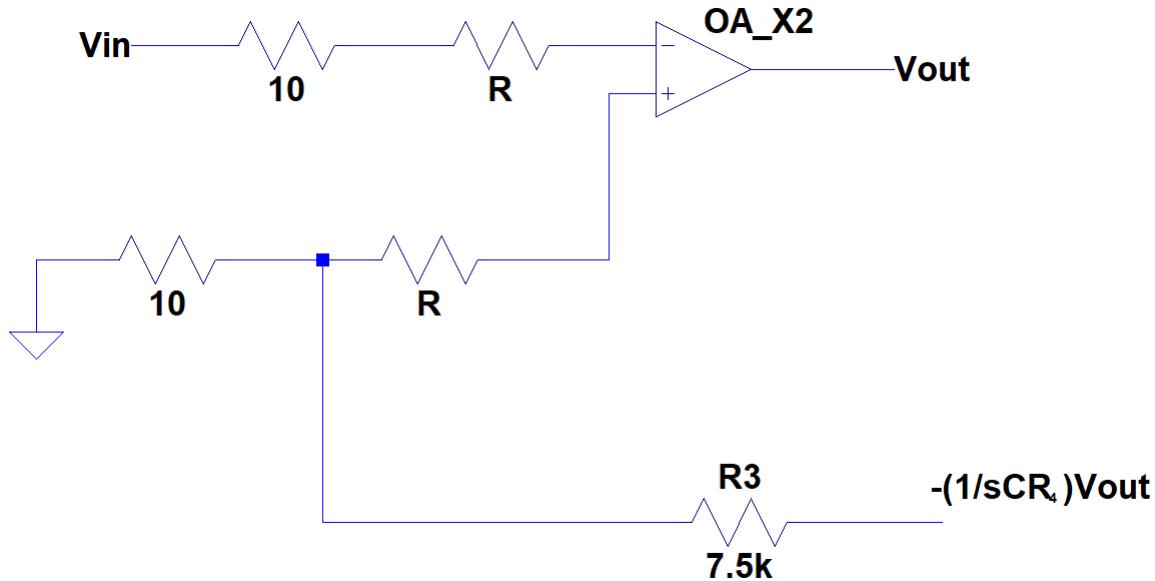


Figura 17: Sector izquierdo del circuito de medición

Donde las ecuaciones de dicho circuito son:

- $v_{out} = A_o v^+ - A_o v_{in}$
- $v^+ = \frac{1}{sR_4 C(1 + \frac{R_3}{10\Omega})} v_{out}$

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

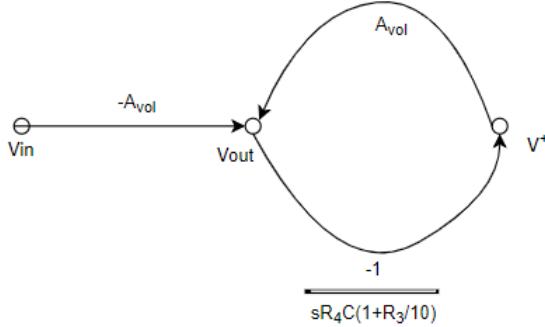


Figura 18: Grafo del sector del circuito con OA\_X2

Puede verse en el ciclo que la retroalimentacion 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 retroalimentacion 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 retroalimentacion 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 retroalimentacion regenerativa en la primera parte del circuito. Como ultima 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 retroalimentacion 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:

$$v^- = -I_b^-(10\Omega + R)$$

$$v^+ = -v_{offset} - I_b^-(10\Omega + R)$$

$$\frac{v_c}{10\Omega} + I_b^+ = \frac{v_{out} - v_c}{R_3}$$

$$\frac{v_c - v^+}{R} = I_b^+$$

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

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

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:

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

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

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 millivoltos, 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:

$$I_b^+ R \left(1 + \frac{R_3}{10\Omega}\right) = (30pA)(1M\Omega)\left(1 + \frac{7,5K\Omega}{10\Omega}\right) \approx 22,6mV$$

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

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

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

#### 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 qué valor las frecuencias a la salida salen atenuadas, para valores de  $C$  grandes la  $f_c$  es más pequeña y por lo tanto hay un menor rango de frecuencias que salen amplificadas y un mayor rango que sale atenuada. En cambio, mientras más chico el valor de  $C$ , la  $f_c$  es más 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 más alto el valor de  $C$ , la medición será más 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 más significativa que la tensión que se quería medir, se cambió a un capacitor de  $1uf$  el cual sirvió 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 medición 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 medición del TL081

## 2.6. Análisis de los resultados

Para el caso del amplificador operacional LF356, el valor de tensión de offset medido es cercano al valor típico provisto por la datasheet de 3mV. Las corrientes de bias resultaron ser superiores al valor típico de 30pA pero la corriente de bias medida de 186.5pA, sigue estando dentro del valor máximo 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 más probable es que dicha medición haya tenido un error muy grande. Sin embargo si se obtiene la corriente de offset por medio de la ecuación (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 máximo de 100pA a 25°C.

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

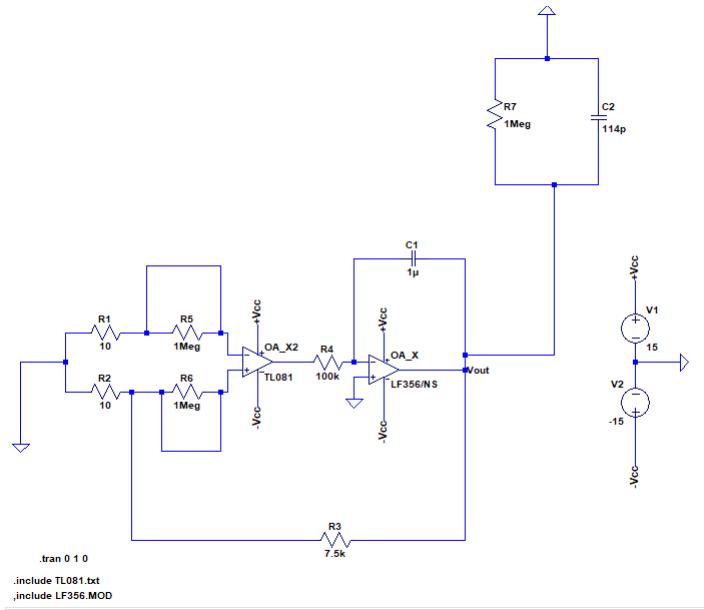


Figura 19: Modelo simulado en LTspice para la tensión de offset

Donde se obtuvo como salida:

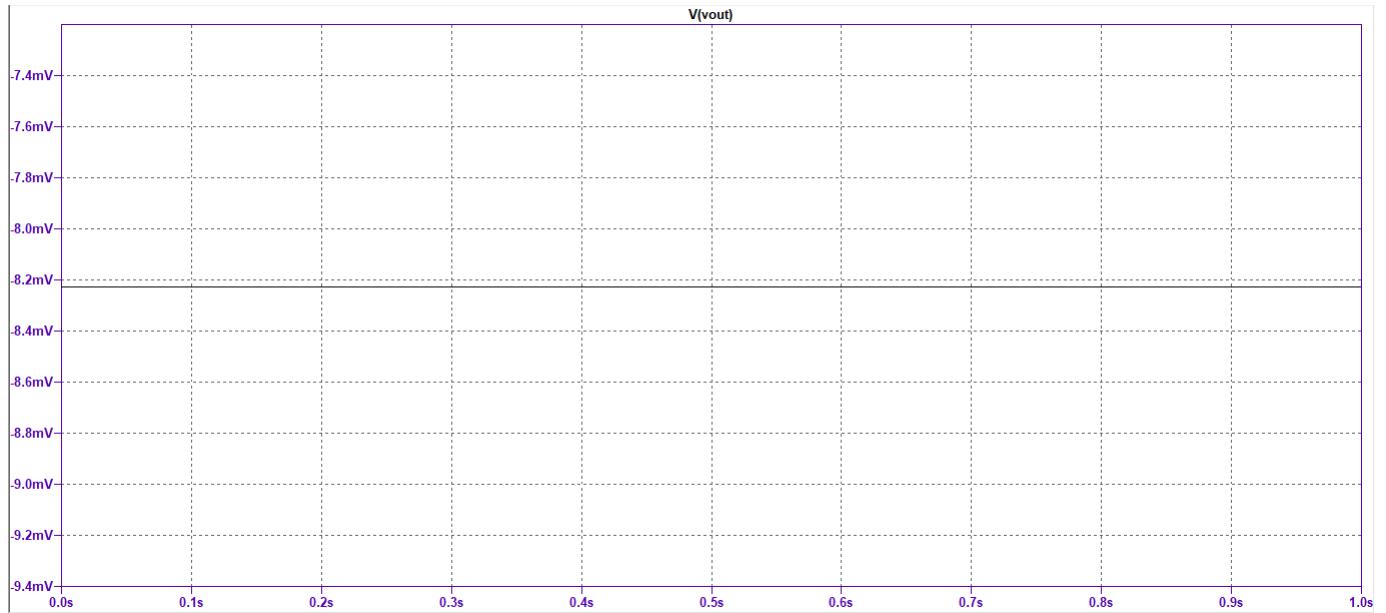


Figura 20: Salida medida en la simulacion

La tensión de salida medida dio casi 10 veces mas que en la simulación. Sin embargo, con el resultado de la simulación y utilizando la ecuación (5) se obtiene una tensión de offset de aproximadamente 0.01mV. Este valor obtenido de la simulación es claramente menor que el valor típico obtenido de la datasheet(3mV), y mucho más 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 compensación interna que

disminuya la tensión de offset. En cuanto a las corrientes de bias y la de offset, ambas dan dentro de los valores máximos 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 tensión de offset deben ser tenidos en cuenta antes del diseño de un circuito, ya que sus efectos pueden ocasionar que el circuito no cumpla el fin para el cual fue diseñado. 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 más apreciables. Es posible elaborar un circuito de compensación para minimizar el efecto de estas corrientes a la salida del amplificador operacional. En cuanto a su circuito de medición, 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, debió considerarse previamente el efecto de la interferencia de línea y el valor de los componentes que influyeron en la amplificación de las caídas ocasionadas por las corrientes de bias.

## 3. Circuito Integrador y Derivador

### 3.1. Introducción teórica

Dada una señal de entrada  $x(t)$  se quiere diseñar dos circuitos, cuya salida  $y(t)$  sea la integral o la derivada, que denominaremos  $h(t)$ , de la señal de entrada.

Para el caso del derivador, lo que se quiere es una salida  $y(t)$  que cumpla  $y(t) = h(t)*x(t) = x'(t)$ . Transformando se obtiene:

$$Y(s) = H(s)X(s) = sX(s) \quad (1)$$

Es decir, se debe obtener una transferencia de la forma  $H(s) = s$ .

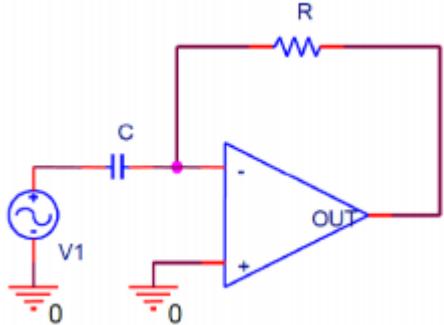
En el caso contrario, para el integrador, se quiere una salida de la siguiente forma:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\tau} x(t)dt = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)u(\tau - t)dt = x(t) * u(t)$$

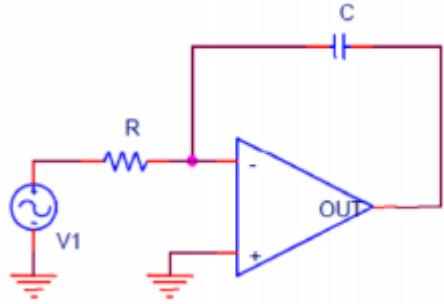
Transformando se obtiene  $Y(s) = X(s)\frac{1}{s} = H(s)X(s)$ . Es decir, se busca una función transferencia de la forma  $H(s) = \frac{1}{s}$ .

#### 3.1.1. Función Transferencia del Circuito

Se armaron los siguientes circuitos:



(a) Circuito Derivador



(b) Circuito Integrador

Figura 21: Circuitos realizados

Para no repetir el análisis para ambos casos, se llamó  $Z_2$  a la impedancia de realimentación y  $Z_1$  a aquella entre el operacional y la fuente de realimentación.

Para el siguiente análisis se consideró la impedancia de entrada del operacional y la de salida como infinita y nula, respectivamente; es decir  $Z_{in} = \infty$  y  $Z_{out} = 0$ .

Si tenemos en cuenta que  $V^+ = 0$ , pues está conectado a tierra, la ganancia de un amplificador operacional está dada por:

$$V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-) = -A_{vol}V^- \quad (2)$$

Planteando nodos, la ecuación del circuito es entonces:

$$\frac{V_{in} - V^-}{Z_1} + \frac{V_{out} - V^-}{Z_2} = 0 \quad (3)$$

Despejando  $V_{in}$  y  $V_{out}$  se llega a la siguiente función transferencia, con  $A_{vol} = A_o$ :

$$H(s) = \frac{-A_{vol}Z_2}{Z_1(1 + A_{vol}) + Z_2} \quad (4)$$

La ecuación 4 representa la transferencia para el caso de  $A_{vol}$  finito.

Si se hace tender  $A_{vol} \rightarrow \infty$  se obtiene el caso ideal (ecuación 5), cuya función transferencia es:

$$H(s) = \frac{-Z_2}{Z_1} \quad (5)$$

Sin embargo, se puede hacer más parecido a la realidad si se considera el polo dominante del operacional, ésto es que la ganancia del mismo no es constante, sino que tiene un polo ( $A_{vol} = A_o(\omega)$ ), según la siguiente expresión:

$$A_{vol} = \frac{A_o}{\frac{s}{\omega_p} + 1} \quad (6)$$

Reemplazando esta expresión en la ecuación 4, se obtiene la función transferencia considerando el polo dominante del operacional:

$$H(s) = -\frac{Z_2/Z_1}{1 + \left[ \frac{s}{GBP} + \frac{1}{A_o} \right] + \left[ 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right]} \quad (7)$$

Se tiene pues, tres modelos del comportamiento teórico del circuito.

### 3.1.2. Impedancia de entrada

Se buscó a continuación la impedancia de entrada del circuito sabiendo que la misma era  $Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$  y utilizando las ecuaciones 3 y 2, se llegó a la siguiente expresión:

$$Z_{in} = Z_1 + \frac{Z_2}{A_{vol} + 1} \quad (8)$$

### 3.1.3. Amplificador Operacional

El operacional que se utilizó fue el LM833. Los datos extraídos de la hoja de datos que fueron de utilidad se enumeran a continuación:

- Tensión operacional:  $\pm 5V$  a  $\pm 18V$ . Con ésto en mente, el OpAmp se alimentó con  $\pm 15V$  ( $V_{CC}$ ).
- $A_o = 110dB$  (a  $25^\circ C$ , valor típico), lo que da una ganancia promedio de  $300 V/mV$ .
- $GBP = 16MHz$  (valor típico).

Los valores nominales que se utilizaron para ambos circuitos fueron  $C = 4,7nF$  y  $R = 18k\Omega$ .

## 3.2. Circuito Derivador

Se tomó como  $Z_2$  una resistencia y  $Z_1$  un capacitor, es decir  $Z_1 = \frac{1}{sC}$  con los valores especificados en la sección anterior.

De esta forma, y según la ecuación 5, la transferencia ideal del circuito resulta:

$$H(s) = -sRC \quad (9)$$

Como se vio en la sección anterior, la función transferencia tiene ahora la forma de un derivador. A simple vista se puede ver, además, que el signo negativo de la transferencia cambia la fase de la derivada en  $180^\circ$ . En otras palabras, en vez de desfasar  $90^\circ$ , su desfase será de  $-90^\circ$ .

Para comprobar el carácter derivador del circuito se utilizó la función *Math* del osciloscopio, se lo excitó con una señal triangular a  $1.3kHz$ . Entonces, la salida debería la pendiente de la recta, esto es una señal cuadrada.

Lo anterior se verifica en la siguiente imagen:

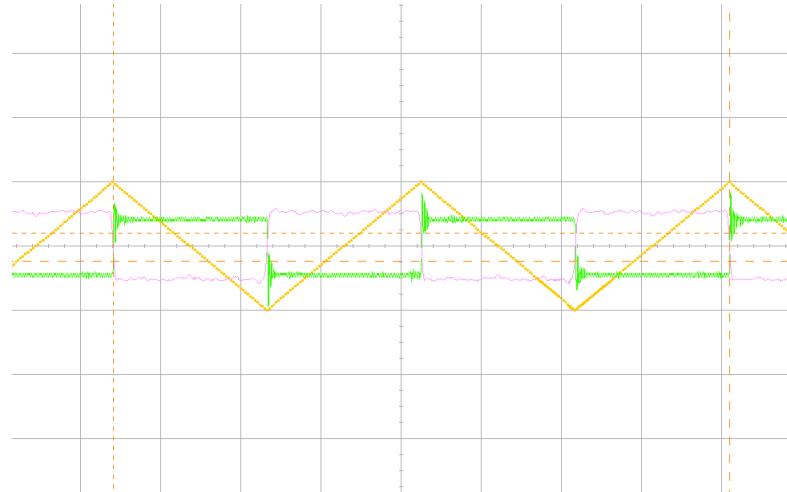


Figura 22: Salida del circuito al ser excitado con una señal triangular a  $1.3kHz$ .

Notar que la señal derivada, es decir aquella verde, está desfasada  $180^\circ$  respecto de la derivada real, que se muestra con trazo violeta. Esto se debe al signo negativo de la función transferencia de nuestro derivador.

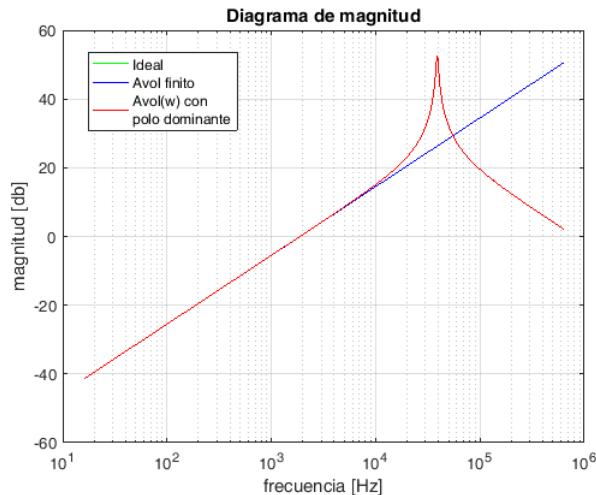
### 3.2.1. Función Transferencia

Se consideró relevante analizar la ecuación 7, reemplazando  $Z_1$  y  $Z_2$  por los valores pertinentes. Llegándose a la siguiente expresión:

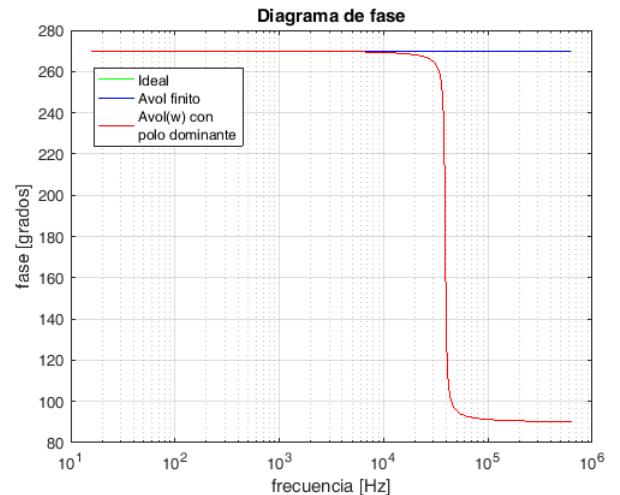
$$H(s) = -\frac{sRC}{\frac{s^2RC}{GBP} + s \left[ \frac{1}{GBP} + \frac{CR}{A_o} \right] + 1} \quad (10)$$

En la misma se observa que si bien posee un cero que le otorga el carácter derivador, tiene dos polos complejos conjugados, que pueden llegar a afectar al comportamiento del circuito, como se analizará más adelante. Su frecuencia de corte se encuentra en  $f_c = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{GBP}{RC}} \approx 69\text{Hz}$ , por lo que alrededor de esa frecuencia el comportamiento del circuito será indeseable.

Se graficaron y compararon los bodes teóricos de la transferencia ideal, es decir utilizando la ecuación 5, también con  $A_o$  finito, según la ecuación 4, y utilizando también  $A_o$  con polo dominante, como se muestra en la expresión 10.



(a) Bode de magnitud.



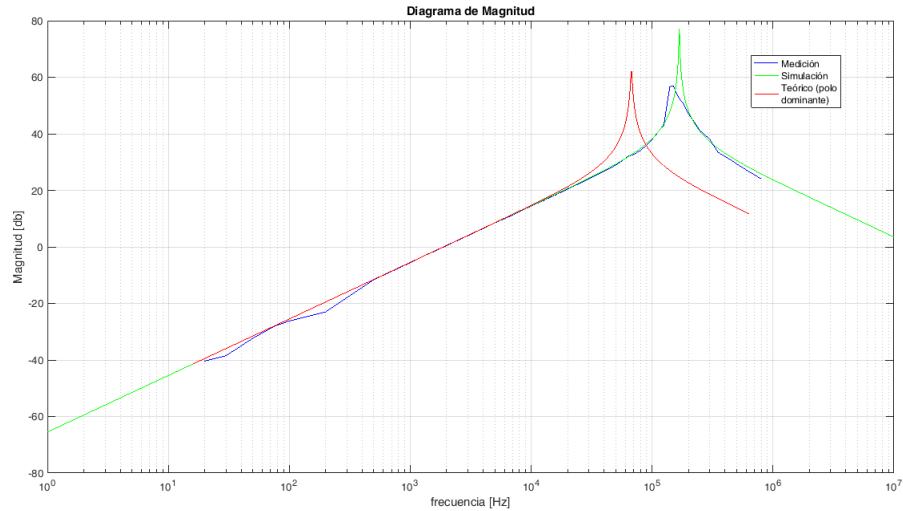
(b) Bode de fase.

Figura 23: Comparación de las funciones transferencia teóricas: ideal, Avol finito y Avol(w) con polo dominante del derivador no compensado.

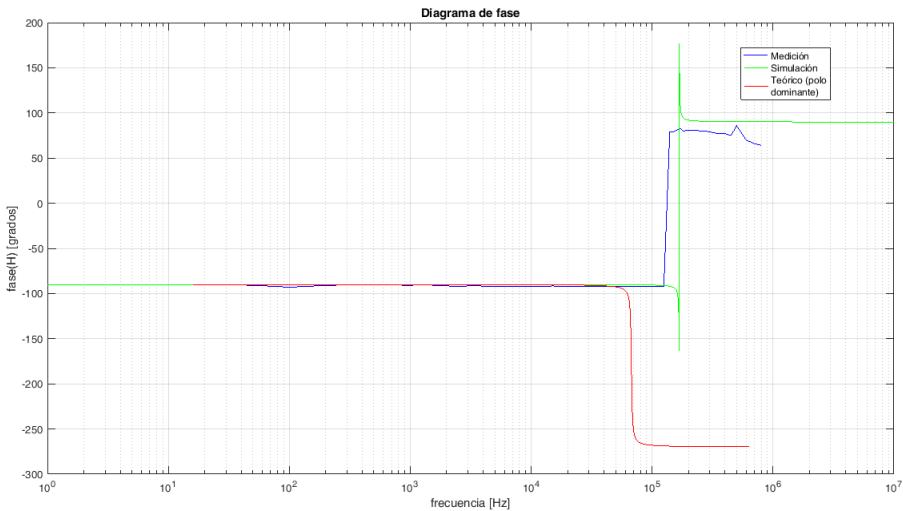
Notar que el caso  $A_{vol}$  finito está superpuesto con el trazo del caso ideal, pues el valor de  $A_o$  es muy grande comparado con  $Z_1$  y  $Z_2$ , por lo que éstos son despreciables frente a éste, por lo que termina aproximándose a una ganancia ideal.

En el bode de magnitud se evidencia el efecto de los polos complejos conjugados en el caso del polo dominante, es un diagrama típico de un circuito subamortiguado. De igual manera, en la fase, se nota el cambio casi instantáneo de  $180^\circ$  en la frecuencia de corte del mismo.

Posteriormente, se analizaron los bodes del circuito simulado, el medido y el teórico con polo dominante.



(a) Bode de magnitud.



(b) Bode de fase.

Figura 24: Comparación del bode medido, comparado, y teórico (con polo dominante) del derivador no compensado.

Teóricamente, funciona como un derivador hasta cierta frecuencia en la que deja de derivar por efecto del polo dominante del operacional. Ésto se condice con lo medido.

Los bodes del circuito medido y el simulado presentan mucha similitud; sin embargo, las variaciones pueden deberse a las tolerancias de los componentes utilizados en el circuito que se realizó. En el de magnitud, las diferencias con el teórico pueden ser consecuencia de que los valores de  $GBP$  y  $A_o$  reales varían respecto de los datos presentes en la datasheet del operacional, y ésto influye en la frecuencia de corte del circuito teórico. De igual manera ocurre en el diagrama de fase, con un corrimiento en la frecuencia de corte. Aunque parece diferir mucho el valor al que tiende la fase teórica ( $-270^\circ$ ), notamos que coincide con el medido y el simulado al sumarle una vuelta completa ( $360^\circ$ ). Es decir, sólo parecería diferir en la frecuencia de corte por lo mencionado anteriormente.

### 3.3. Circuito Derivador Compensado

Se puede ver por la forma de la transferencia, que diverge a altas frecuencias, presentando el circuito un comportamiento indeseado. Lo que se buscó al compensar fue un circuito inversor en las frecuencias conflictivas del derivador, es decir, se buscaron  $Z_1$  y  $Z_2$  completamente resistivos.

Esto se puede analizar de forma física, ya que a altas frecuencias el capacitor actúa como un cable. Entonces, colocando una resistencia de valor apropiado en serie con el capacitor cuya impedancia se volviera relevante a altas frecuencias, cuando el capacitor actuara como cortocircuito se evita la divergencia.

De esta manera, se compensó con una resistencia de valor nominal  $1k\Omega$ . Para así, tener una ganancia considerable en las frecuencias del derivador no compensado ( $G = -R2/R1 = -18$ ).

#### 3.3.1. Función transferencia

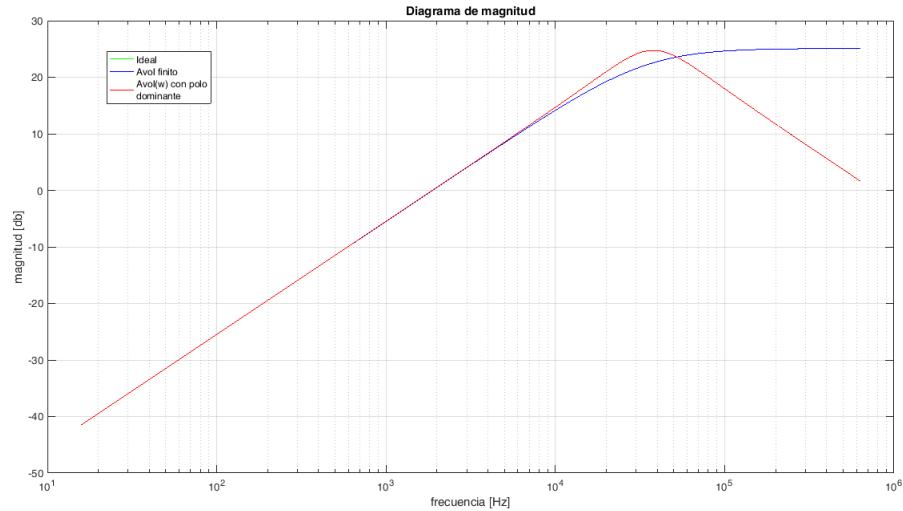
Se repitieron los análisis para el caso del derivador compensado. La función transferencia resultante en esta ocasión es la siguiente:

$$H(s) = -\frac{sRC}{\frac{s^2C(R+R')}{GBP} + s \left[ \frac{1}{GBP} + \frac{CR}{A_o} + CR' \right] + 1} \quad (11)$$

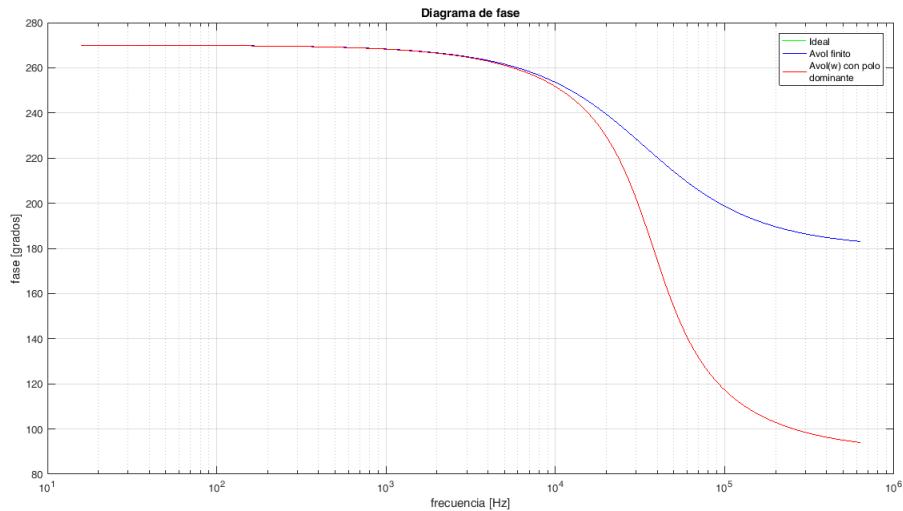
Con  $R'$  la resistencia de compensación ( $1k\Omega$ ). Es de interés notar también que la frecuencia de corte es menor a la del derivador no compensado,  $f_c \approx 67kHz$ .

También es válido analizar que esta nueva función transferencia no tiene polos complejos conjugados, como el derivador sin compensar, sino que al agregar la resistencia de compensación se obtiene un comportamiento sobre-amortiguado, es decir sus polos son reales y distintos entre sí.

Seguidamente, se graficaron los bodes comparativos teóricos, con ganancia ideal, con  $A_{vol}$  finito y con  $A_{vol}(\omega)$  con polo dominante, obtuviéndose los siguientes resultados:



(a) Bode de magnitud.



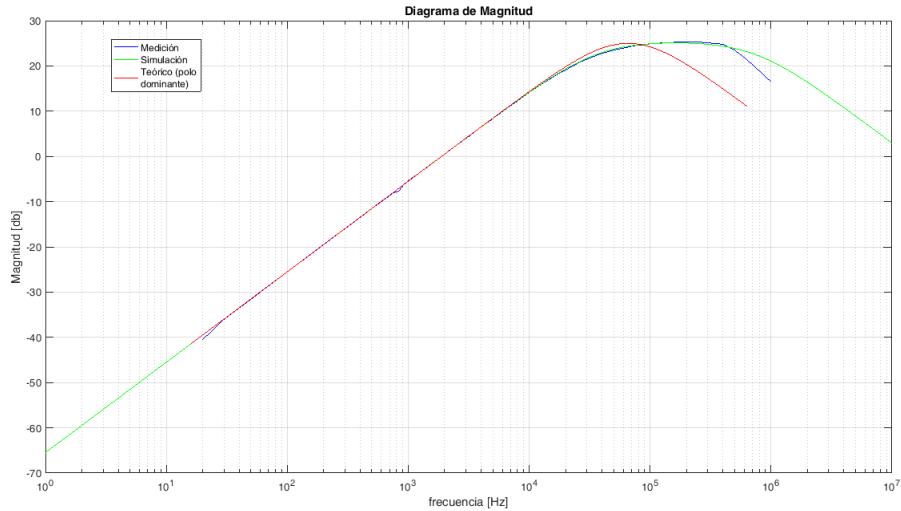
(b) Bode de fase.

Figura 25: Comparación de las funciones transferencia teóricas: ideal,  $A_{vol}$  finito y  $A_{vol}(\omega)$  con polo dominante del derivador compensado.

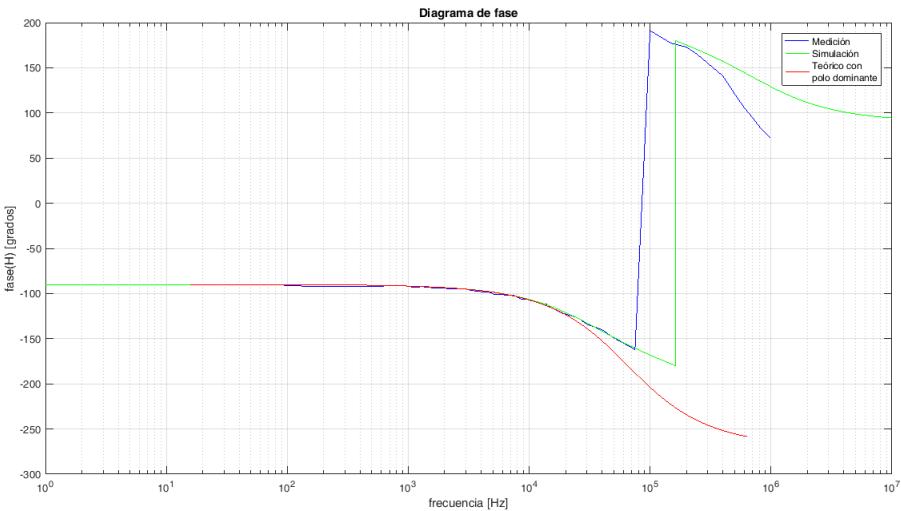
De manera análoga al derivador sin compensar, se puede notar que el caso  $A_{vol}$  finito está superpuesto con el trazo del caso ideal, pues el valor de  $A_o$  es muy grande comparado con  $Z_1$  y  $Z_2$ , por lo que éstos son despreciables frente a éste, por lo que termina aproximándose a una ganancia ideal.

Además se evidencia el efecto de sendos polos distintos y reales, siendo el cambio de fase mucho menos pronunciado alrededor de la frecuencia de corte (al ser sobrearmortiguado  $\zeta > 1$ ) y el pico en la función transferencia suavizado en la frecuencia de corte.

Posteriormente, se analizaron los bodes del circuito simulado, el medido y el teórico con polo dominante.



(a) Bode de magnitud.



(b) Bode de fase.

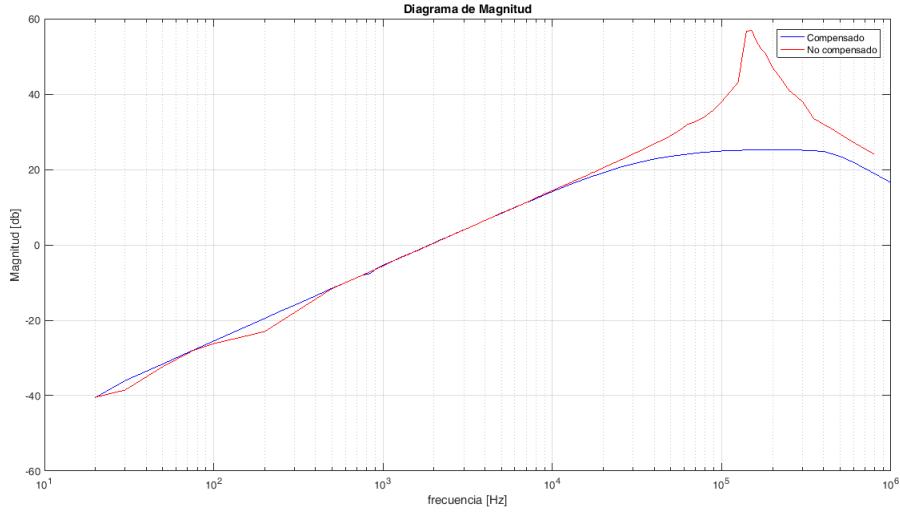
Figura 26: Comparación del bode medido, comparado, y teórico (con polo dominante).

Teóricamente, funciona como un derivador hasta que alcanza cierta frecuencia, cuya habilidad de derivación no se ve condicionada por la magnitud, ya que no diverge, sino que el verdadero límite es la fase, que deja de ser  $-90^\circ$ .

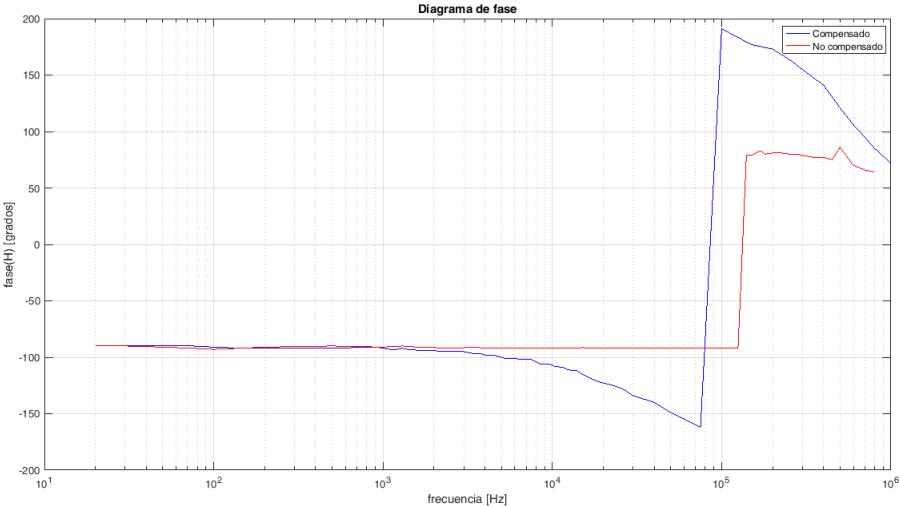
De manera análoga, se plantea que las diferencias entre el medido y simulado con el teórico se deben a las tolerancias en los componentes, y a su vez, al hecho de que los valores de  $GBP$  y  $A_o$  reales varían respecto de los datos presentes en la datasheet del operacional. Lo mismo se observa en el diagrama de fase, con un corrimiento en la frecuencia de corte teórica respecto del medido/simulado. En este caso la fase de estos últimos, parece ser muy diferentes del teórico, sin embargo, es sólo una cuestión de perspectiva, ya que si, aproximadamente a partir de la frecuencia de corte se resta una vuelta completa ( $360^\circ$ ) a la fase medida y simulada, queda muy similar a la teórica.

Por último, resulta de interés y se muestra a continuación la comparación entre el bode del derivador compensado

con el del no compensado.



(a) Bode de magnitud.



(b) Bode de fase.

Figura 27: Comparación del bode medido del derivador compensado y no compensado.

Analicemos primero la fase. Si bien el compensado parece tener un cambio brusco de fase en la frecuencia de corte, realmente el cambio no es brusco, ya que ocurre lo mismo que en el caso anterior al restarle una vuelta completa. El cambio repentino de fase se ve en el no compensado pues era un circuito subamortiguado.

Lo más relevante de esta comparación se observa en el diagrama de magnitud, ya que si bien al compensarlo tiene menor ganancia, lo que se buscó fue que no tuviera sobrepicos al tener un ancho de banda mayor, es decir, no saturé en un rango más amplio de frecuencias. Es válido notar que a partir de cierta frecuencia la pendiente de ambos se torna negativa, lo que es imposible de corregir, pues se debe al valor propio del GBP del operacional.

### 3.4. Impedancia de entrada

Para medir la impedancia de entrada del circuito se colocó una resistencia de  $1k\Omega$  entre  $V_{in}$  y  $Z_1$ , y se midió la caída de tensión en la resistencia, que llamaremos  $V_1$ . Con ésto se obtuvo la corriente ( $I_{in}$ ) que pasa por la fuente  $V_{in}$ , obteniendo  $Z_{in}$  como el cociente entre  $V_1$  e  $I_{in}$ . Se pensó la resistencia elegida tal que fuera lo suficientemente pequeña como para no influir en el circuito pero lo suficientemente grande como para poder medir la corriente que circulase por ella.

En este caso, la resistencia elegida para medir la impedancia de entrada resulta igual a la utilizada al compensar el circuito, por lo que no se volvió a medir para el circuito compensado, puesto que se habría medido de igual forma.

Se graficó el módulo de la impedancia de entrada medida, que se muestra a continuación:

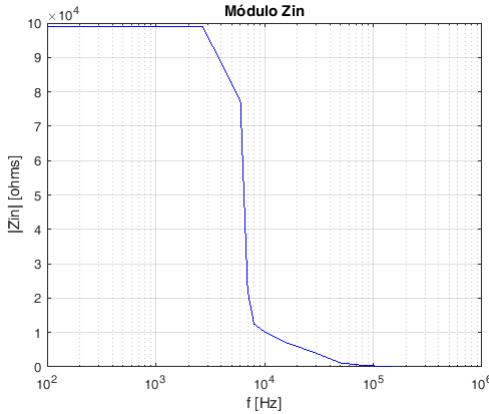


Figura 28: Módulo de impedancia de entrada simulada, medida, y teórica.

Si analizamos el circuito de manera física, debería tener impedancia de entrada muy grande a bajas frecuencias (por el capacitor) e ir disminuyendo a medida que aumenta la misma, pues el capacitor actúa como un cortocircuito. Esto se puede evidenciar en la figura superior.

#### 3.4.1. Observaciones

Se notó la presencia del transitorio de un subamortiguado al medir con el osciloscopio el derivador no compensado. La singularidad se muestra a continuación:

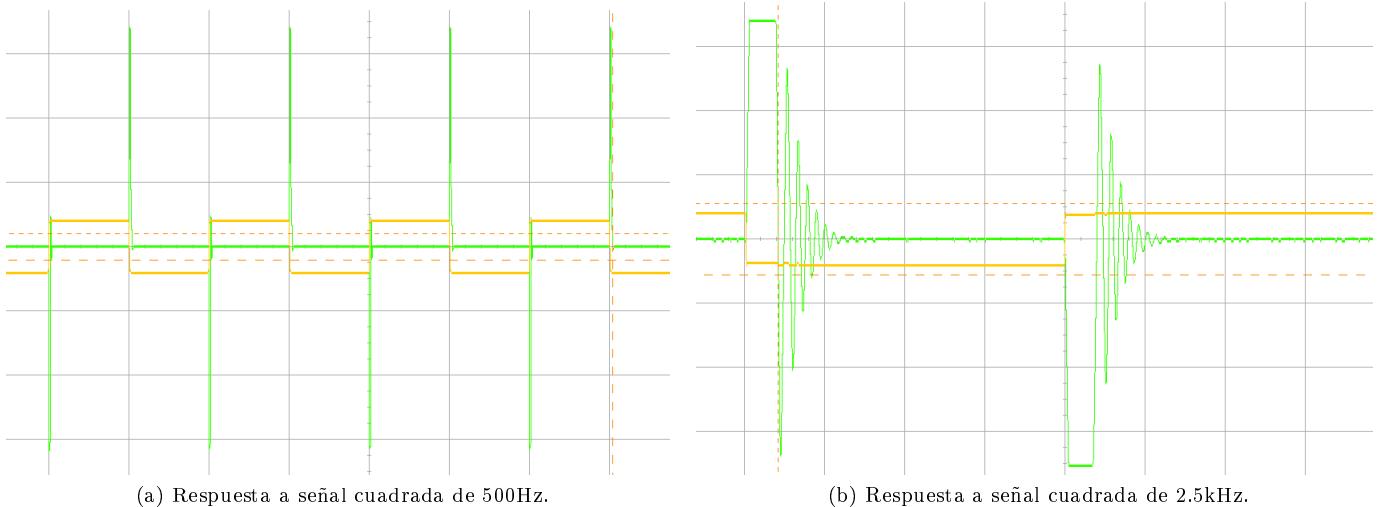


Figura 29: Respuesta a una señal cuadrada a distintas frecuencias.

Se puede observar que a menor frecuencia el transitorio subamortiguado parecería no aparecer, sin embargo, esto se debe a que se está viendo un tiempo mayor de la respuesta, por lo que llega a observarse en gran medida el estado permanente. De manera análoga, al aumentar la frecuencia, el tiempo que se observa es menor, por lo que se nota el transitorio del circuito.

Se resume entonces que esta singularidad aparece a cualquier frecuencia de excitación de la señal de entrada como respuesta de un cambio brusco en la tensión de entrada, cuando la derivada de la señal sólo existe de manera generalizada, generando deltas en la salida. Se notó que desaparecía al compensarlo; lo que se explica recordando que la respuesta de este último era un segundo orden sobreamortiguado, donde esta 'oscilación' no se presenta.

### 3.5. Circuito Integrador

Como se vio en la introducción, para el caso del integrador se tomó  $Z_2$  como un capacitor y  $Z_1$  como una resistencia, con los valores nominales especificados.

De esta forma, y según la ecuación 5, la transferencia ideal del circuito resulta:

$$H(s) = -\frac{1}{sRC} \quad (12)$$

Ahora la función transferencia tiene la forma de un integrador. También el signo negativo hace que se desfase  $180^\circ$  respecto de la fase ideal.

Para comprobar el carácter integrador del circuito, se lo excitó con una señal cuadrada a 2.5kHz. Entonces, la salida debería ser una señal triangular, pues esa es su integral.

Lo anterior se verifica en la siguiente imagen:

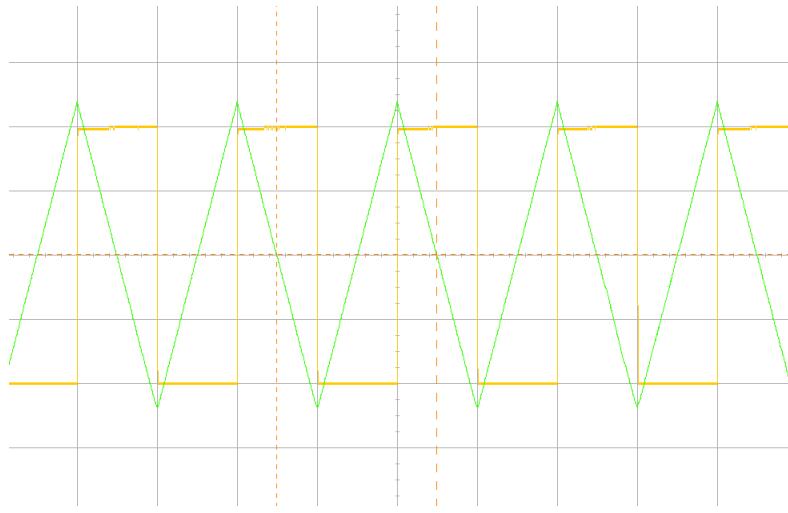


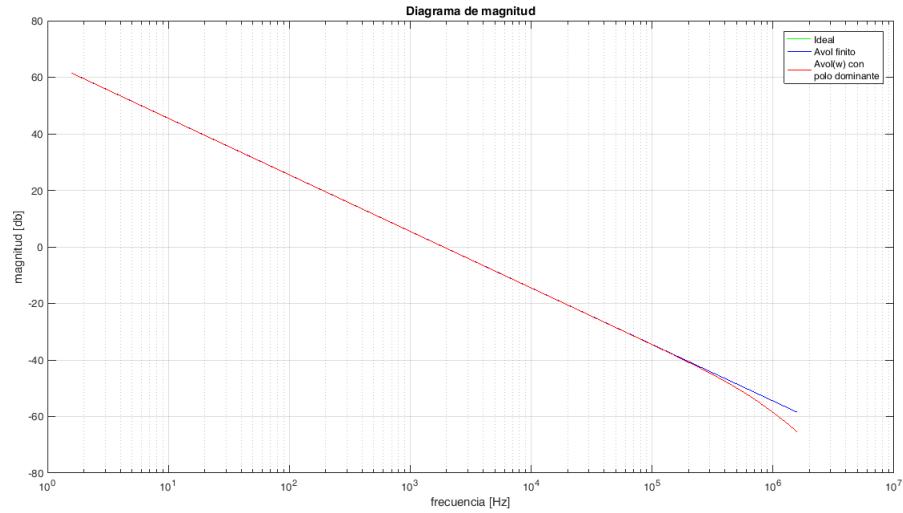
Figura 30: Salida del circuito al ser excitado con una señal cuadrada a 2.5kHz.

Notar que la señal integrada, es decir aquella verde, está desfasada  $180^\circ$  respecto de la derivada real, o sea, está invertida. Esto se debe al signo negativo de la función transferencia de nuestro integrador.

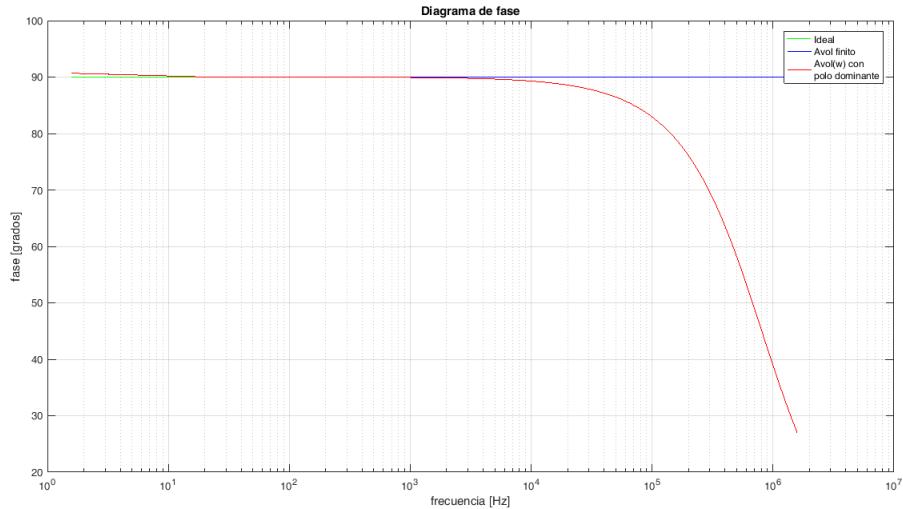
### 3.5.1. Función Transferencia

Se analizó la función transferencia con la ecuación 7, reemplazando  $Z_1$  y  $Z_2$  por los valores adecuados.

Se graficaron y compararon los bodes teóricos de la transferencia ideal, es decir utilizando la ecuación 5, también con  $A_o$  finito, según la ecuación 4, y utilizando también  $A_o$  con polo dominante, como se muestra en la expresión 10.



(a) Bode de magnitud.

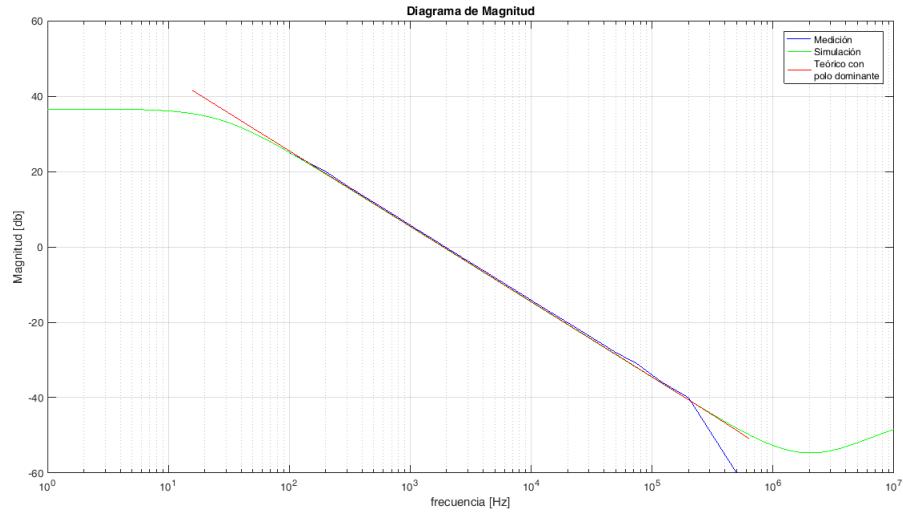


(b) Bode de fase.

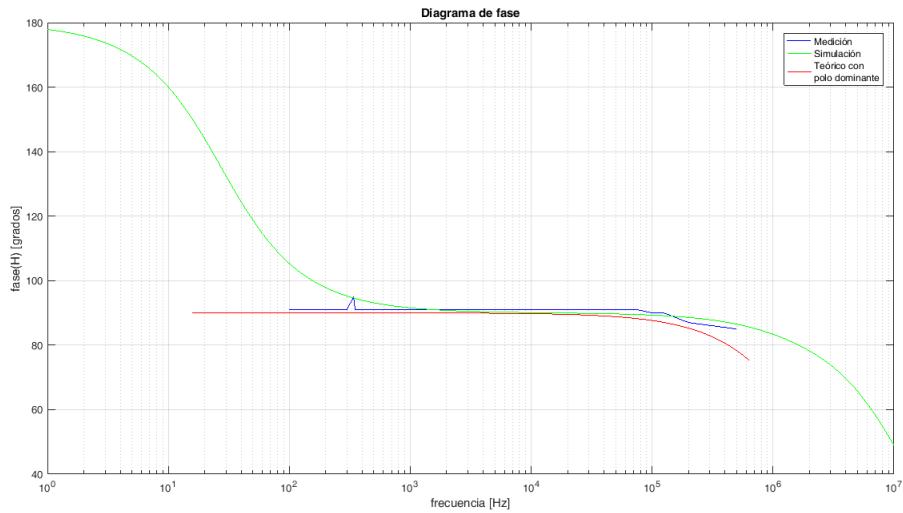
Figura 31: Comparación de las funciones transferencia teóricas: ideal, Avol finito y Avol(w) con polo dominante del integrador no compensado.

Notar que el caso  $A_{vol}$  finito está superpuesto con el trazo del caso ideal, pues el valor de  $A_o$  es muy grande comparado con  $Z_1$  y  $Z_2$ , por lo que éstos son despreciables frente a éste, por lo que termina aproximándose a la ganancia del integrador ideal.

Posteriormente, se analizaron los bodes del circuito simulado, el medido y el teórico con polo dominante.



(a) Bode de magnitud.



(b) Bode de fase.

Figura 32: Comparación del bode medido, comparado, y teórico (con polo dominante) del integrador no compensado.

Teóricamente, funciona como un integrador a partir de cierta frecuencia. Hasta que deja de integrar pues se ve limitado por la fase, que deja de ser  $90^\circ$ , ocasionado por el polo dominante del operacional, que si bien no se observa muy bien en el gráfico, comienza a tener influencia, a partir de cierta frecuencia.

### 3.6. Circuito Integrador Compensado

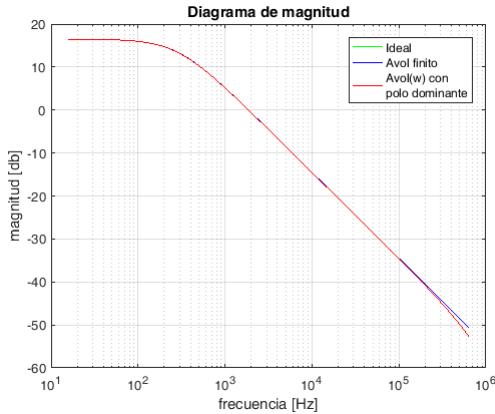
Como en el caso del derivador, cuya función transferencia diverge a altas frecuencias, en la situación del integrador ocurre lo inverso, es decir, diverge a bajas frecuencias, presentando un comportamiento indeseado.

El análisis fue similar a la compensación del derivador; lo que se buscó fue un circuito inversor en las frecuencias conflictivas del integrador, es decir, se buscaron  $Z_1$  y  $Z_2$  completamente resistivos.

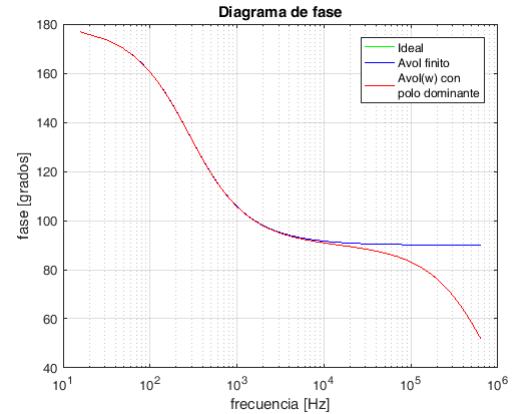
Esto se puede analizar de forma física, ya que a bajas frecuencias el capacitor actúa como un circuito abierto. Entonces, colocando una resistencia de valor apropiado en paralelo con el capacitor –para que se siga realimentando el circuito– cuya impedancia se volviera relevante a bajas frecuencias, cuando el capacitor actuara como circuito abierto se evita la divergencia.

De esta manera, se compensó con una resistencia de valor nominal  $120k\Omega$ . Para así, tener una ganancia considerable en las frecuencias del integrador no compensado ( $G = -R2/R1 = -6,66$ ).

Seguidamente, se graficaron los bodes comparativos teóricos, con ganancia ideal, con  $A_{vol}$  finito y con  $A_{vol}(\omega)$  con polo dominante, obtuviéndose los siguientes resultados:



(a) Bode de magnitud.



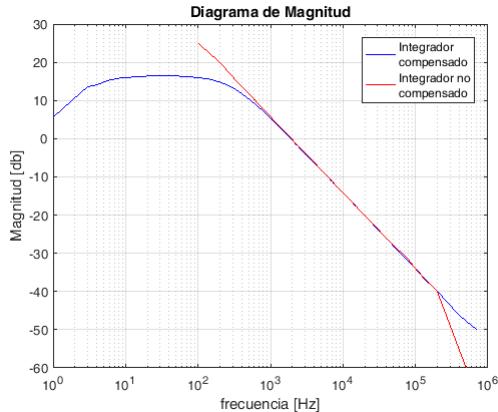
(b) Bode de fase.

Figura 33: Comparación de las funciones transferencia teóricas: ideal,  $A_{vol}$  finito y  $A_{vol}(\omega)$  con polo dominante del integrador compensado.

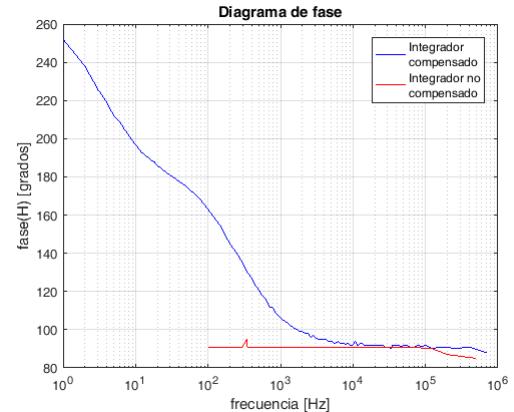
Se puede notar que el caso  $A_{vol}$  finito está superpuesto con el trazo del caso ideal, pues el valor de  $A_o$  es muy grande comparado con  $Z_1$  y  $Z_2$ , por lo que termina aproximándose a una ganancia ideal.

Teóricamente, funciona como un integrador hasta que alcanza cierta frecuencia, cuya habilidad de integración no se ve condicionada por la magnitud, ya que no diverge a bajas frecuencias, sino que el verdadero límite es la fase, que deja de ser  $90^\circ$ .

Por último, resulta de interés y se muestra a continuación la comparación entre el bode del integrador compensado con el no compensado.



(a) Bode de magnitud.



(b) Bode de fase.

Figura 34: Comparación del bode medido del integrador compensado y no compensado.

El módulo de la transferencia medida compensada se mantiene constante entre 10 y 20 dB hasta los 1000Hz, que era aproximadamente hasta donde tenía problemas el integrador no compensado. Si bien la ganancia es menor, resulta más práctica la compensación ya que no se llega a la saturación.

Parecería haber algún error de medición en las fases más bajas ya que el compensado medido no se condice con los bodes teóricos.

### 3.7. Impedancia de entrada

La impedancia de entrada se midió de igual manera que para el derivador, esto es, se colocó una resistencia entre  $V_{in}$  y  $Z_1$ , midiendo la caída de tensión en ella, así obtuviendo la corriente y luego  $Z_{in}$  como el cociente entre la tensión y la corriente que pasa por la resistencia.

El valor nominal del resistor que se utilizó fue de 2.7kHz. Seguidamente, se graficaró el módulo y la fase de la impedancia de entrada del integrador con y sin compensar.

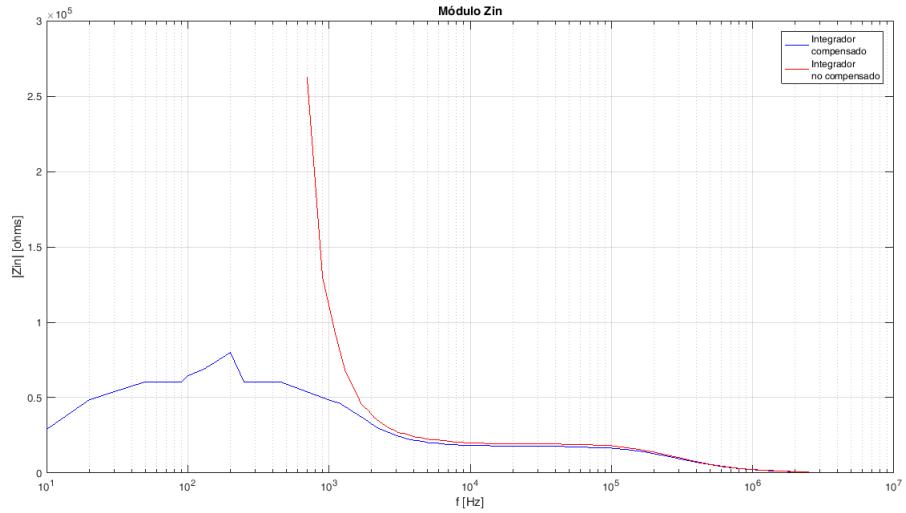


Figura 35: Módulo de la impedancia de entrada.

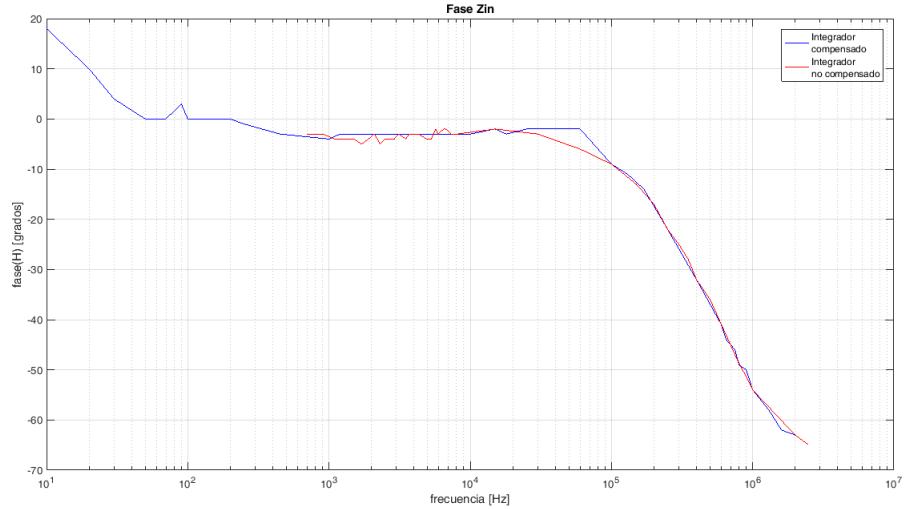


Figura 36: Fase de impedancia de entrada.

Figura 37: Impedancia de entrada del circuito integrador con y sin compensar.

Si se observa la ecuación 8, se ve que es prácticamente igual a  $Z_1$ , que en este caso es una resistencia. Se puede observar que en un rango de frecuencias la fase y módulo de la impedancia son los de la resistencia ( $R = Z_1 = 18\text{kHz}$ ).

En el caso del compensado, a bajas frecuencias la impedancia es más alta ya que se le suma la resistencia de compensación, que se hace comparable a frecuencias bajas.

### 3.8. Observaciones

Se observó que en el caso del integrador no compensado, la salida medida con el osciloscopio aparecía corrida, o sea, tenía un offset de continua. Para evitar esto se colocó al instrumento en modo coupling AC, para que la señal permaneciera quieta en pantalla. Con este modo se coloca un capacitor en serie, y así filtrando la continua.

Este offset en la salida puede deberse a que la fuente de excitación de entrada tiene algún componente de continua. Entonces, la impedancia del capacitor se torna infinita, y se rompe la realimentación, amplificando la tensión de offset del OpAmp.

### 3.9. Conclusiones

Se logró diseñar circuitos que deriven o integren una señal de entrada en un rango de frecuencias. Si bien, se encontraron comportamientos indeseados en las frecuencias altas para el caso del derivador y en las altas para el caso del integrador, se pudo compensar para evitar que se saturen en las frecuencias conflictivas disminuyendo la ganancia, y así obteniendo un comportamiento más ideal en un mayor ancho de banda.

## 4. Pedal de Distorcion para guitarra electrica

### 4.1. Marco Teorico

#### 4.1.1. Slew Rate

El Slew Rate de un OpAmp es el valor maximo de la taza de cambio de la tensión de salida para cualquier señal de entrada al OpAmp. Limita el funcionamiento del OpAmp ya que va a haber una frecuencia maxima, a la cual, si se excede, el funcionamiento del OpAmp cambia radicalmente ya que no puede 'mantener' esa taza de cambio en la tensión de salida y deforma la salida en las secciones donde el cambio, es decir la derivada, es mayor. En el caso de una senoidal, la derivada va a ser maxima en los puntos de inflexion, donde al no poder entregar a la salida ese mismo cambio, la salida se deforma a tener secciones lineales en donde el cambio es mayor al permitido. Esto deforma una senoidal en una especie de señal triangular como se puede apreciar a continuacion:

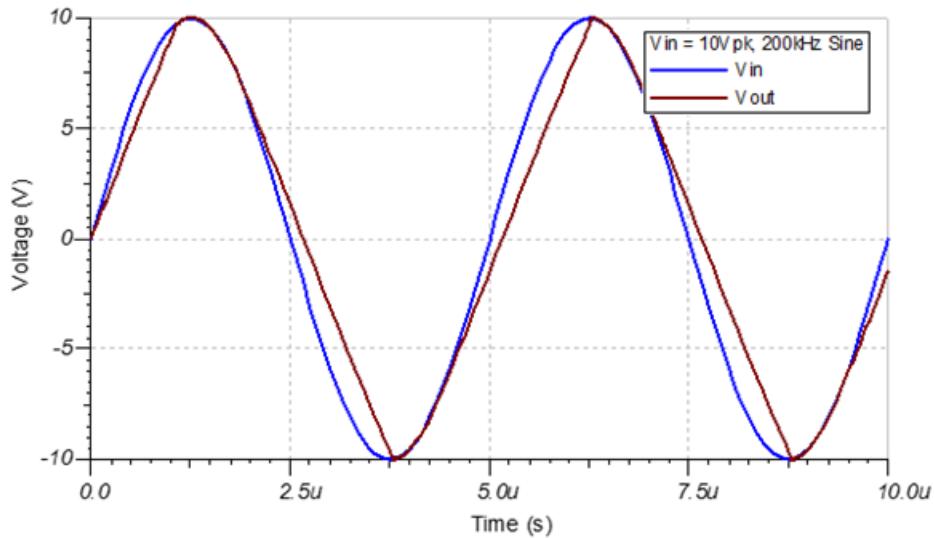


Figura 38: Excediendo el Slew Rate

Para calcular esta taza de cambio maxima, se debe plantear:

$$SR = \frac{dV_o}{dt} \Big|_{max}$$

Donde para una entrada senoidal, la salida tambien sera senoidal, por lo que:

$$SR = \frac{d(A_{out} * \sin(wt))}{dt} \Big|_{max} = A_{out} * w = 2\pi * f * A_{in} * G$$

Donde  $A_{in}$  es la amplitud de entrada y  $G$  es la ganancia del circuito.  
Por lo que la frecuencia maxima para un OpAmp con un SR fijo es:

$$f_{max} = \frac{SR}{2\pi * A_{in} * G}$$

#### 4.1.2. Diodos y Clipping

Los diodos son semiconductores formados por una juntura entre un material P y un material N. El material tipo N contiene portadores de cargas negativas (electrones) y el material tipo P tiene portadores de carga positiva (huecos). Al diodo se lo puede polarizar de dos maneras: inversa y directa. Cuando se polariza en directa, la tensión en el anodo disminuye la barrera de potencial en la juntura de los dos materiales (zona de carga espacial) permitiendo el paso de electrones a través de la unión; entonces, el diodo polarizado directamente conduce una corriente. Para polarizar un diodo en directo se conecta el nodo positivo de la fuente o entrada al anodo y el catodo en el nodo negativo (en este caso a tierra). Cuando se polariza en inversa el nodo negativo de la batería se conecta a el anodo y el nodo positivo a el catodo, lo que hace que aumente la zona de carga espacial, y la tensión en la unión hasta que se alcanza el valor de la tensión en el nodo, por lo que prácticamente no circula corriente a través del diodo. Esto se puede resumir en un gráfico:

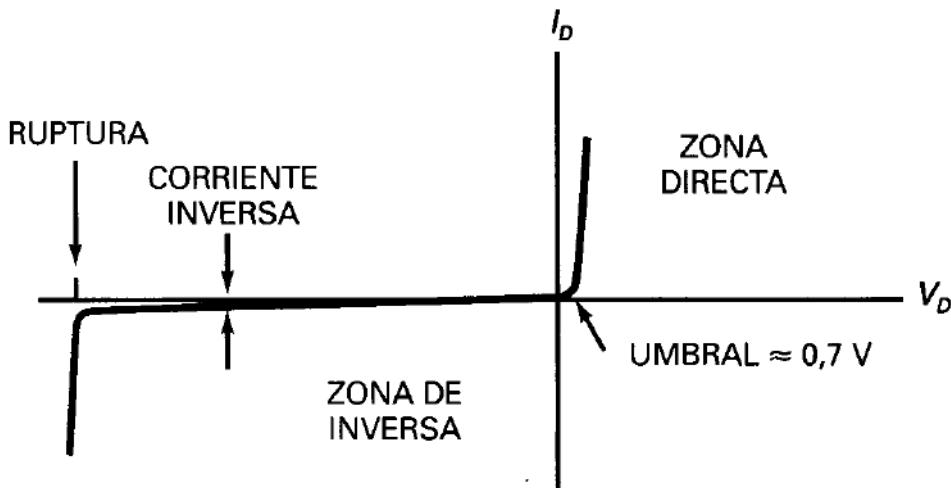


Figura 39: Curva característica del diodo

Para analizar como se puede generar clipping con dos diodos se empieza por analizar el efecto de un solo diodo en un circuito. Si se lo coloca a tierra entre la tensión de entrada y salida, usando la curva presentada como referencia anteriormente, se puede ver que si la tensión en el nodo del diodo es menor que  $0,7v$  y mayor a la tensión máxima en inversa (que es muy alta en modulo), el diodo funciona como un circuito abierto, y la salida es igual a la entrada. Pero si la tensión es mayor a  $0,7v$ , el diodo funciona como una fuente de  $0,7v$  y en el nodo del diodo, que está a la misma tensión que  $V_o$ , tendrá  $0,7v$  fijos. De esta manera el gráfico resultante es:

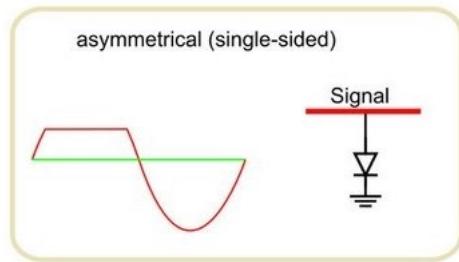


Figura 40: Clipping asimetrico

Al agregarle otro diodo en sentido contrario, se produce el mismo efecto pero para los voltajes de tensión negativo. Como en el pedal para guitarra electrica el OpAmp tendra a la salida como maximo una tension de  $\pm 4,5v$ , ya que no puede superar la tension de la fuente de alimentacion, no se llega nunca a la tension de ruptura y el grafico correspondiente es el siguiente (con los dos diodos):

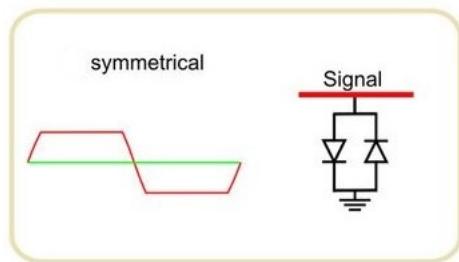


Figura 41: Clipping Simetrico

Segun que tan amplificada sea la senal antes de que los diodos produzcan clipping, el clipping puede ser hard o soft. Ya que si se amplifica demasiado una senal y luego se produce clipping en  $\pm 0,7v$ , la senal queda muy similar a una cuadrada. Si en cambio la senal de entrada no esta amplificada demasiado y su valor pico a pico es comparable con  $1,4v$ , el clipping va a deformar la senoidal pero no se va a azemejar a una senal cuadrada. Esto se puede ver en la siguiente imagen:

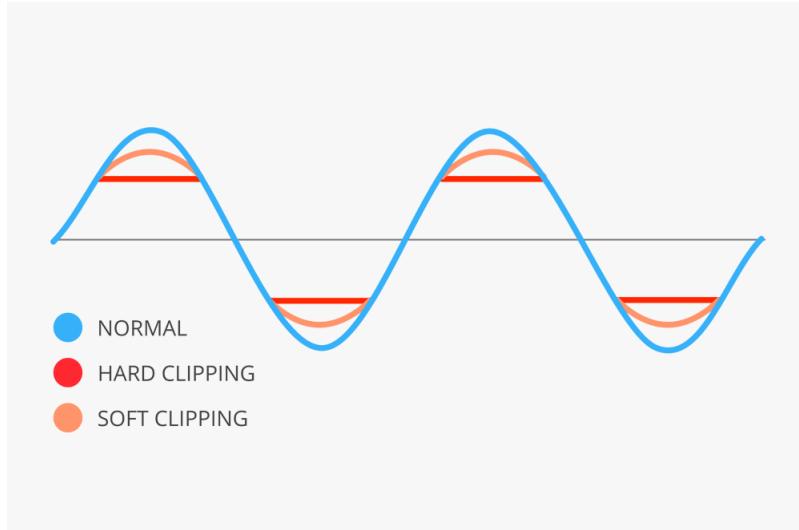


Figura 42: Hard Clipping vs Soft Clipping

#### 4.1.3. Pull Down Resistor

Los capacitores en un circuito pueden quedar cargados tras apagarse y desconectarse del resto de un circuito mas complejo. Estos capacitores cargados pueden generar una diferencia de potencial en la entrada y salida del circuito si estan aislados, es decir, si no hay un circuito cerrado por el cual puedan descargarse. Por lo que si se vuelve a conectar la circuito y este se prende, el voltaje de corriente directa que se encontraba en los capacitores se descarga en el mismo camino que la senal. Cuando se esta trabajando con senales de audio, esto se refleja en un fuerte ruido 'pop' cuando se enciende el circuito. Esto puede pasar en parlantes, amplificadores y en este caso pedales de distorsion. Para evitar este problema se debe 'eliminar' esta corriente directa del circuito. La manera de resolver esto es agregando una resistencia a tierra, de manera que la pequena carga almacenada en el capacitor puede descargarse a tierra por esta resistencia sin alterar la senal. El valor de la resistencia debe ser lo suficientemente grande como para que se pueda descargar el capacitor. Normalmente se puede empezar entre los  $2M\Omega$  y  $5M\Omega$ , e ir bajando el valor hasta que se vuelva a escuchar el 'pop', de manera que se encuentre un limite al que se puede bajar el valor de la resistencia.

#### 4.1.4. Capacitor de Desacople y Acople

Los capacitores de desacople se usan para reducir el ruido de una senal de corriente continua. Se dice que desacopla la senal AC de una senal DC. Son usados mayormente en fuentes de alimentacion continuas donde se quiere evitar ruido de una senal alterna. Esto es necesario ya que aunque la fuente sea de DC, en el mundo real esto no es 100 % posible, ya que siempre hay ruido que distorsiona la senal. De manera que una fuente de alimentacion de DC se ve de la siguiente manera:



Figura 43: Verdadera senal de una fuente continua

Los capacitores son la mejor opcion para el desacople por su comportamiento ante diferentes frecuencias. Ese comportamiento es reflejado en el modulo de su impedancia, la cual es  $|Z_c| = |\frac{1}{jwC}| = \frac{1}{2\pi f C}$ . Es decir, que a frecuencias bajas este funciona como un circuito abierto y a frecuencias muy altas funciona como un cortocircuito. De manera

que si se coloca de una manera que desvía la corriente, las frecuencias medianas y altas se 'desvian' a tierra ya que el capacitor se comporta como un cable que no ofrece gran resistencia. Y la corriente continua no se desvía ya que el capacitor se comporta como un circuito abierto. Por lo que el capacitor de desacople se debe colocar de la siguiente manera:



Figura 44: Como colocar capacitor de desacople

A diferencia de el capacitor de desacople, el capacitor de acople sirve para eliminar la corriente continua de una corriente alterna. Basandose en los mismos principios que para el capacitor de desacople, el de acople debe colocarse de la siguiente manera:

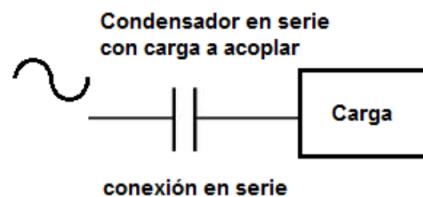


Figura 45: Como conectar capacitor de acople

#### 4.1.5. Descarga Electroestatica

Descarga Electroestatica sucede cuando hay una redistribucion de cargas entre dos objetos cargados causada por un contacto entre ellos, un corto circuito o la ruptura de un dielectrico. Estas cargas se pueden acumular en cualquier objeto o circuito que tenga un componente capacitivo en el, ya sea por efecto triboelectrico o induccion electroestatica. Esta descarga puede llegar a provocar chispas visibles y atrofiar circuitos de manera que no se puedan utilizar mas. Por lo que es necesario tener en cuenta este fenomeno al momento de disenar un circuito. En el caso del pedal para guitarra, las salida y la entrada estan expuestas a contacto por parte del usuario. Y los humanos tienen un componente capacitivo que permite que se acumulen cargas, como se puede observar cuando se camina por una alfombra o se frota un globo en el pelo. De manera que si un usuario cargado toca la entrada o la salida del circuito se puede producir una ESD que perjudique al circuito. De manera que para evitar este problema se coloca un capacitor, capaz de conservar carga, de manera que ante una ESD, se redistribuye la carga entre el objeto que provoca la descarga y el capacitor colocado, sin danar el circuito. Este capacitor se debe colocar de la siguiente manera:

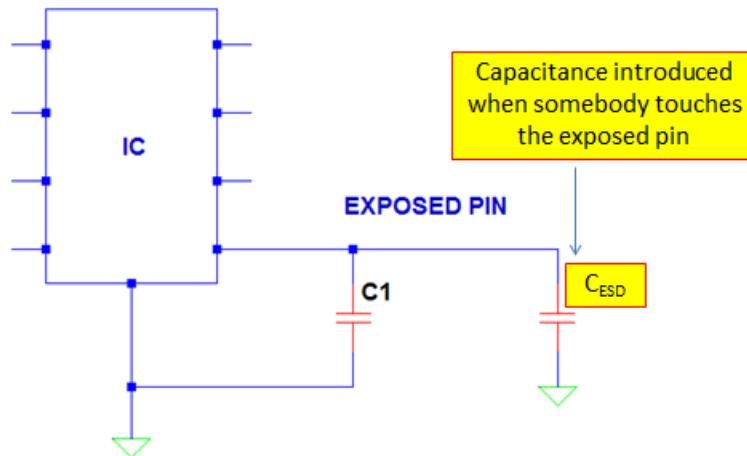


Figura 46: Capacitor de ESD

#### 4.2. Análisis del circuito

El circuito propuesto por la catedra es el siguiente:

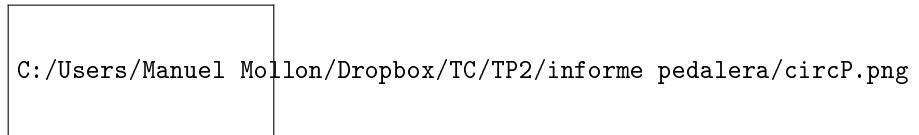


Figura 47: Circuito Propuesto

El circuito al que se llego luego de un análisis que sera explicado a continuacion es el siguiente:

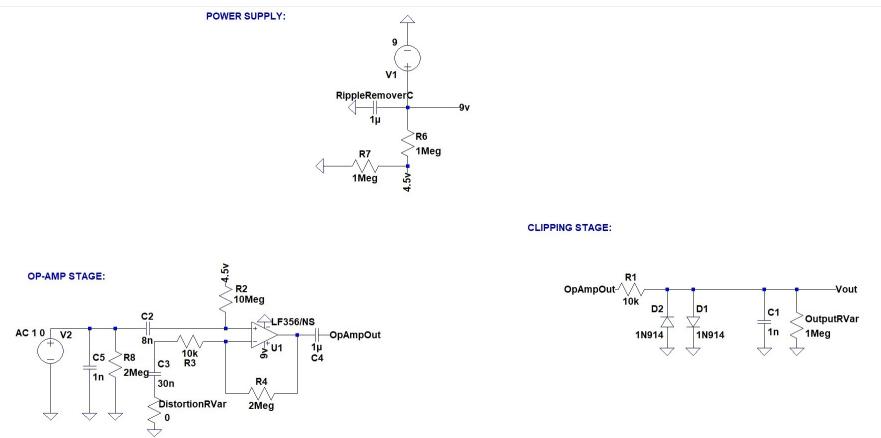


Figura 48: Circuito disenado

Es posible separar este circuito en tres grandes partes: El Power Supply, el Op-Amp Gain y la etapa de Clipping. La etapa de Power Supply es usada para alimentar el Op-Amp. La etapa de Op-Amp Gain es usada para amplificar las frecuencias dentro del rango audible y por ultimo la etapa de Clipping distorsiona la señal ya amplificada y funciona como un pasa bajos para eliminar las frecuencias altas no deseadas.

#### 4.2.1. Power Supply

Para la alimentación de la fuente se debe usar una fuente no partida de 9v. Por lo que el Vcc- del Op-Amp elegido es puesto a tierra y el Vcc+ es puesto a 9v. Asilando esta parte del circuito del resto queda de la siguiente manera:

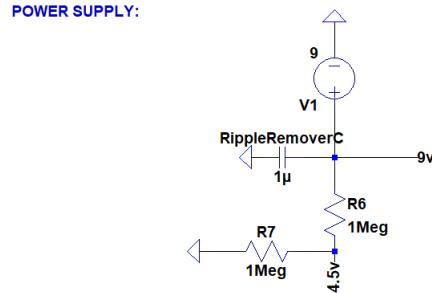


Figura 49: Power Supply Stage

Donde RippleRemoverC corresponde a C5, R6 corresponde a R1 y R7 corresponde a R2 del circuito propuesto por la catedra. RippleRemoverC es un capacitor de desacople, cumple la función de reducir ruido de la forma explicada en el marco teórico y su valor es standard ( $1\mu F$ ). Las dos resistencias de  $1M\Omega$  funcionan como un divisor resistivo donde hay  $4,5v$  en el tag especificado como tal en la figura 12, ya que:

$$V_o = 9v \frac{1M\Omega}{1M\Omega + 1M\Omega} = \frac{9}{2}v = 4,5v$$

Es importante tener un nodo de tensión  $4,5v$  ya que de esta manera, a la señal que ingresa de la guitarra, que está polarizada, se le monta una continua que lleva a que el rango de tensiones sea positivo. Esto se necesita ya que el OpAmp está alimentado con una fuente partida y satura toda señal con tensiones negativas. Este componente continuo luego es eliminado por un capacitor de acople que remueve el componente DC de la señal. El nodo de  $9v$  es conectado al Vcc+ de el Op-Amp.

#### 4.2.2. Clipping

La etapa de Clipping corresponde a la siguiente parte del circuito:

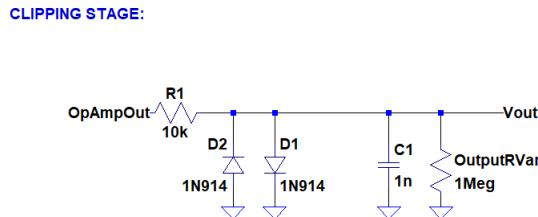


Figura 50: Clipping Stage

Donde R1 corresponde a R5, C1 corresponde a C4 y OutputRVar corresponde a R7 del circuito propuesto. R6 fue eliminada ya que no se le encontro ningun proposito util. Los diodos son fundamentales ya que son los que generan el clipping explicado en el marco teorico. En nuestro caso usamos diodos de silicio, donde la tension de polarizacion corresponde a  $0,7v$ , que generan un hard clipping si la ganancia del Op-Amp es alta (al rededor de 20db como minimo). Ya que la entrada es de una guitarra, en el peor caso el input sera de aproximadamente  $500mv$  pico a pico, donde con una ganancia de 20db se obtiene un  $V_{out}$  de  $5v$ , y ya que el clipping limita el voltaje entre  $\pm 0,7v$ , la senal a la salida se asemeja mucho a una senal cuadrada, lo que se denomina hard clipping. Es importante tener en cuenta que aunque la etapa de amplificacion puede tener hasta  $46dB$  de ganancia, por o que aunque la entrada sea muy chica (aproximadamente  $100mV$ ) la salida puede llegar a los  $20v$ , de manera que hasta en el mejor caso el OpAmp satura, en el peor caso puede llegar a amplificar a  $200v$ . Pero es importante entender que esta saturacion no afecta en los mas minimo el output ya que el clipping elimina las tensiones superiores a aproximadamente  $1,4v$  pico a pico. Pedales comerciales como el MXR Distortion y el Tube Screamer tienen este mismo funcionamiento ya que su ganancia ronda por los  $40dB$ . Si no se desea esta saturacion, aunque no afecte la salida distorsionada, se puede modificar el  $DistortionR_{var}$  para que la ganancia sea menor, como se explicara as adelante. Pero al bajar la ganancia, la distorsion pasa de ser hard-clip a soft-clip, ya que al no ser amplificada demasiado, la salida deja de ser semejante a una cuadrada y se parece mas a una senoidal un poco deformada en los picos. OutputRVar es un potenciómetro que regula el volumen de la salida, esto se puede ver mas adelante en la funcion tranferencia. En el caso donde se regula a aproximadamente a  $0\Omega$  se genera un corto entre ground y Vout por lo que  $V_{out} = GND = 0v$ , de manera que no se escucha nada a la salida. R1 y C1 funcionan como un filtro pasa bajos pasivo donde su funcion tranferencia es:

$$H(s) = \frac{1}{sRC+1} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_o} + 1}$$

Como la frecuencia de audio es en la region de los  $20Hz - 20kHz$ , se precisa un pasa bajos de frecuencia de corte un poco anterior a los  $20kHz$  de manera que para aproximadamente a los  $20Khz$  ya no amplifique mas la senal. Se eligio de esa manera una frecuencia de corte de proximadamente  $16kHz$ . De esta manera cuando la frecuencia llegue  $20kHz$  ya no va a ser tan amplificada, y para frecuencias mas altas, atenuada. Esto se logro con una R de  $10k\Omega$  y una C de  $1nF$ , de manera que  $f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi * 10k * 1n} \approx 16kHz$ . A su vez, la resistencia R1 limita la corriente que puede ingresar a los diodos, ya que se usaron los 1N4007, que tienen una corriente maxima de  $1A$ .

De esta manera, la funcion tranferencia resultante es:

$$H(s) = \frac{1}{\frac{s}{100000} + 1}$$

Pero teniendo en cuenta la resistencia variable, la funcion tranferencia es:

$$H(s) = \frac{\left(\frac{1}{\frac{R_1}{OutputRVar} + 1}\right)}{s \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{OutputRVar}\right) + 1}$$

A la cual reemplazando los valores y variando la *OutputRVar* de  $0\Omega$  a  $1M\Omega$  se obtiene el siguiente diagrama de bode:

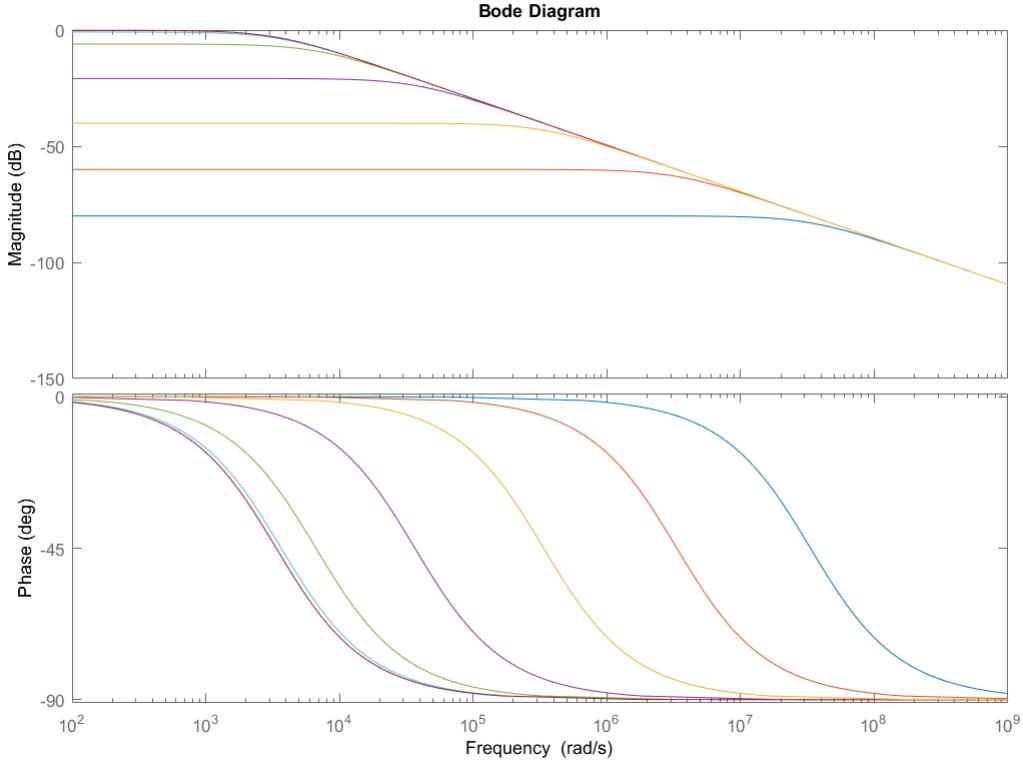


Figura 51: Diagrama de Bode (Pasa Bajos)

#### 4.2.3. Op-Amp Gain

La etapa del Op-Amp corresponde a la siguiente parte del circuito:

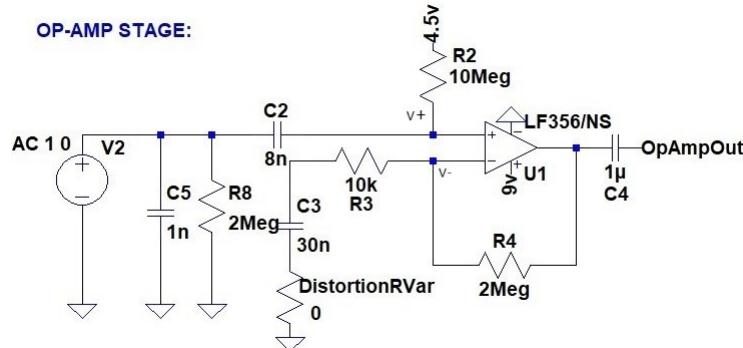


Figura 52: Op-Amp stage

La etapa del Op-Amp es fundamental ya que amplifica la señal de entrada para poder ser escuchada posteriormente y para que pueda ocurrir clipping, ya que si la  $V_{pp}$  de salida del Op-Amp fuese menor a  $1,4v$  aproximadamente, entonces los diodos no saturan la señal y esta va a ser igual a la entrada, solo que levemente amplificada pero no

distorsionada. Tambien es muy importante que esta seccion filtre las bajas frecuencias no deseadas (menores a  $20Hz$ ), ya que en la etapa de clipping se filtran las frecuencias altas (agudos) no deseados. En paralelo con la fuente de tension, que en este caso es la  $V_{in}$  proporcionada por la guitarra, hay un capacitor y una resistencia. La resistencia funciona como un Pull-Down Resistor, y su importancia es explicada en el marco teorico. El capacitor C5 sirve para prohibir que ruido de radio frecuencias o ruido electrostatico entre al circuito, como se vio en el marco teorico. El capacitor C4 no afecta la funcion transferencia del Op-Amp pero sirve para eliminar la corriente directa, la cual no debe haber a la salida y su valor alto de  $1\mu F$  ayuda a que ningun amplificador que se conecte a la salida del pedal modifique la funcion tranferencia, ya que el capacitor contribuye a la impedancia de entrada al Op-Amp. C2, C3, R3 y R4 son los que dan la forma que se desea a la funcion transferencia. DistorsionRVar es un potenciómetro que se puede asociar son R3, modicando la funcion tranferencia, lo que hace variar la distorsion a la salida del pedal. Al calcular la funcion transferencia entre el nodo  $V^+$ y el nodo  $OpAmpOut$  se obtiene lo siguiente:

$$H(s) = 1 + \frac{R_4}{R_3 + DistortionR_{var} + \frac{1}{sC_3}}$$

Suponiendo por un momento que  $DistortionR_{var} = 0\Omega$  se llega a:

$$H(s) = 1 + \frac{R_4}{R_3 + \frac{1}{sC_3}} = \frac{sC_3(R_3+R_4)+1}{sC_3R_3+1}$$

Esta tranferencia corresponde a un filtro pasa altos, donde la frecuencia de corte es  $f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi * R_3 C_3}$  y un cero en  $c_o = \frac{1}{2\pi C_3 * (R_3 + R_4)}$ . Se precisa para la pedalera que se quiere hacer una frecuencia de corte al rededor de los  $500Hz$  y un cero cercano a  $20Hz$  ya que queremos que empieze a amplificar la senal para los  $20Hz$  y deje de amplificar a los  $500Hz$ . Por consiguiente, se eligio un C3 de  $30nF$ , un R3 de  $10k\Omega$  y una R4 de  $2M\Omega$ . De manera que  $f_o \approx 530Hz$  y  $c_o \approx 2,5Hz$ ; y la funcion tranferencia queda de la siguiente manera:

$$H(s) \approx \frac{\frac{s}{2,5} + 1}{\frac{s}{530} + 1}$$

Graficando el diagrama de bode de magnitud, variando la  $DistortionR_{var}$  de  $0\Omega$  a  $10k\Omega$  se obtiene lo siguiente:

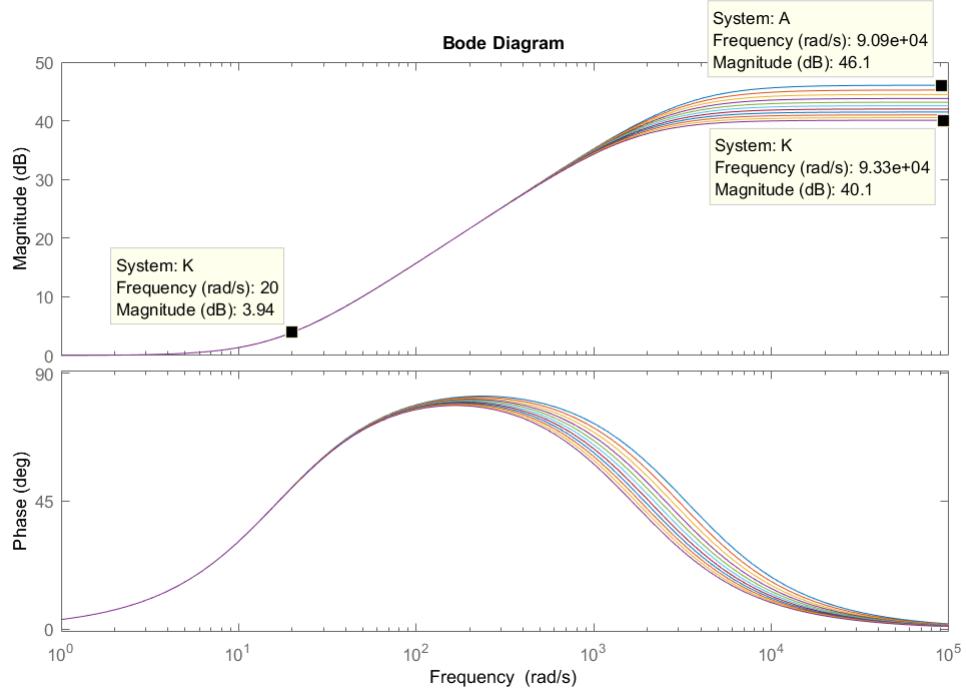


Figura 53: Diagrama Bode Potencímetro 10k

Se puede observar que en  $DistortionR_{var} = 0\Omega$  la ganancia maxima llega a  $46dB$  y con  $DistortionR_{var} = 10k\Omega$  la ganancia maxima es  $40dB$ . De esto se puede concluir que se requeriria un potenciómetro de mayor valor y que varie logarítmicamente de manera que se pueda apreciar el cambio en la distorsión. De manera ilustrativa, colocando una  $DistortionR_{var}$  que varia de  $0\Omega$  a  $1M\Omega$  de manera logarítmica se obtiene una variación de ganancia mucho más apreciable como se ve en la siguiente figura:

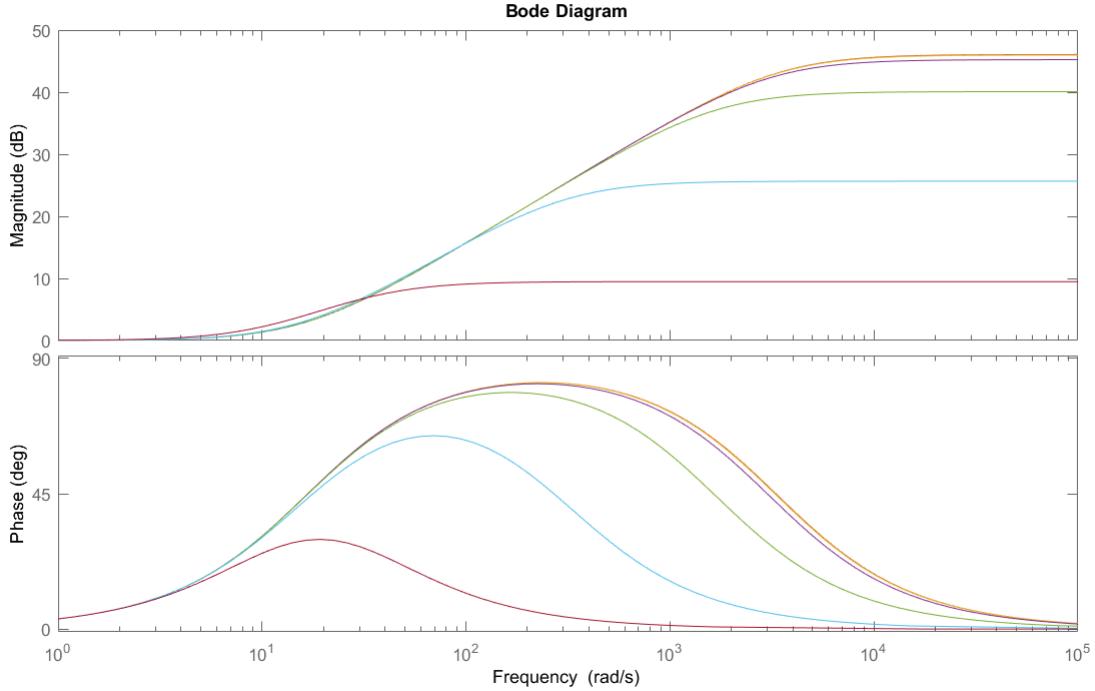


Figura 54: Diagrama Bode Potenciómetro 1M

De esta manera se podría alterar el clipping entre un hard clipping o soft clipping. Donde seteando  $DistortionR_{var}$  a  $1M\Omega$  la ganancia maxima baja a  $10dB$ .

Por último, se puede calcular la impedancia de entrada después de el C2, de manera que se obtiene el siguiente circuito:

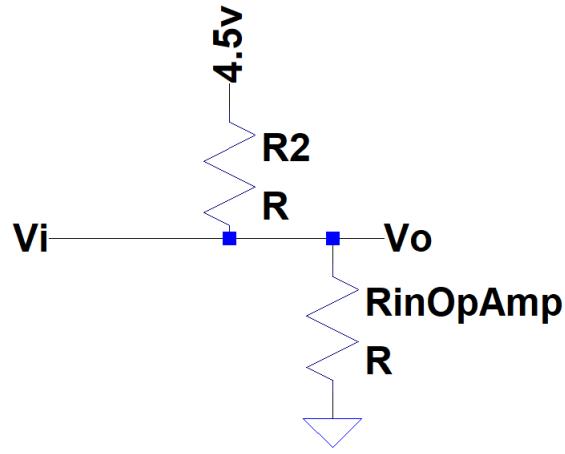


Figura 55: Circuito de Zin

Donde suponiendo que se elige un OpAmp con una impedancia de entrada muy grande en comparacion a R2, que vale  $10M\Omega$ , se puede ver facilmente que la impedancia de entrada que ve C2 es R2.

Por lo que se puede ver al circuito para analizar su funcion tranferencia como:

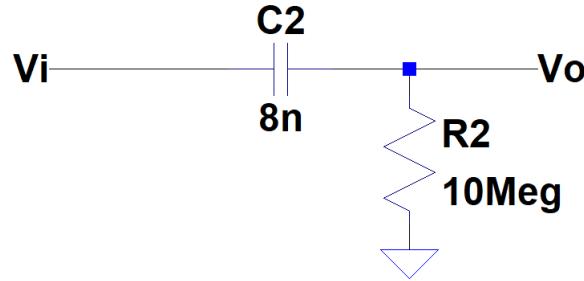


Figura 56: Circuito Pasa Altos

Que correponde a un filtro pasa altos, donde el capacitor C2 tambien sirve que eliminar la DC de la senal de la guitarra. La frecuencia de corte que se requiere es de  $f_o = 1Hz$  hasta  $f_o = 20Hz$  para que el OpAmp no amplifique las frecuencias que no corresponden al rango de audio. La funcion transferencia es:

$$H(s) = \frac{R_2 C_2 s}{R_2 C_2 s + 1}$$

Por lo que  $f_o = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$ . De manera que se eligio el valor de  $C_2 = 8nF$  para que se obtenga la frecuencia de corte dentro del rango deseado, siendo  $f_0 \approx 2Hz$ . Reemplazando los valores se obtiene la siguiente funcion:

$$H(s) = \frac{\frac{s}{12.5}}{\frac{s}{12.5} + 1}$$

A la cual le corresponde el siguiente diagrama de Bode:

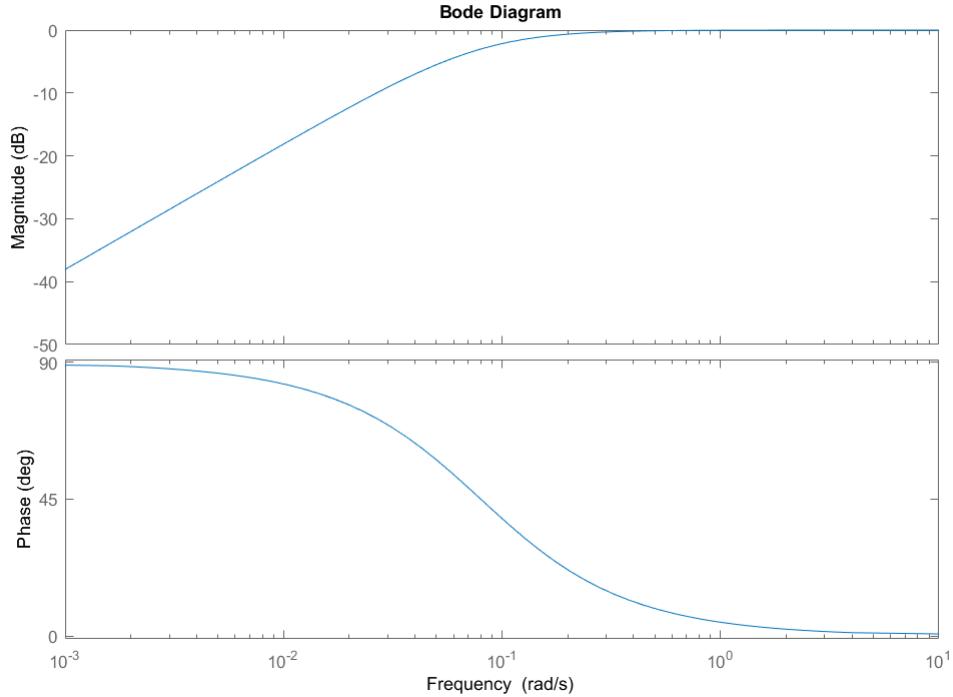


Figura 57: Diagrama de Bode Pasa Altos

Para la elección del OpAmp se tuvo en cuenta 3 características importantes: la corriente de Bias, la impedancia de entrada y el Slew Rate. Se necesita una corriente de Bias muy chica, de manera que por R2 no circule mucha corriente. Ya que si circula mucha corriente la caída de potencial por R2 sería apreciable, y se necesita que en  $V^+$  haya prácticamente  $4,5v$ . Lo que equivale a decir que la caída de potencial en R2 sea despreciable. Si por ejemplo la corriente de bias es de los  $100nF$ , como mínimo la caída en R2 va a ser  $V_{R_2} = 100nF * 10^7\Omega = 1v$ , lo cual no sería apreciable. Si en cambio elegimos un OpAmp con corriente de bias en el orden de los  $pA$ , se obtiene  $V_{R_2} = 1pF * 10^7\Omega = 10\mu V$  lo cual ya puede ser considerado como despreciable contra los  $5v$ . También se necesita una impedancia de entrada muy grande para considerarla despreciable en los cálculos que se hicieron anteriormente. De esta manera se busca una impedancia de entrada mucho mayor a la más grande en el circuito ( $10M\Omega$ ). Y la característica más importante a elegir es el Slew Rate. Para ello usamos la fórmula explicada en el marco teórico  $SR = A_{in} * G * f$ . Se procede a calcular el peor caso, donde la amplitud de entrada es  $2v$ , la ganancia máxima es  $46db$  y la mayor frecuencia posible es  $25kHz$ . Entonces, reemplazando,  $SR = 10 \frac{V}{\mu s}$ . Luego de comparar los OpAmps disponibles se desidió usar el LF356. Ya que este tiene una corriente de Bias de  $30pA$ , una impedancia de entrada  $10^{12}\Omega$  y un Slew Rate de  $12 \frac{V}{\mu s}$ .

#### 4.3. Simulaciones

Tras implementar el circuito propuesto en LTspice se simuló la salida al injectar diferentes amplitudes y frecuencias. A continuación se muestran algunos resultados.

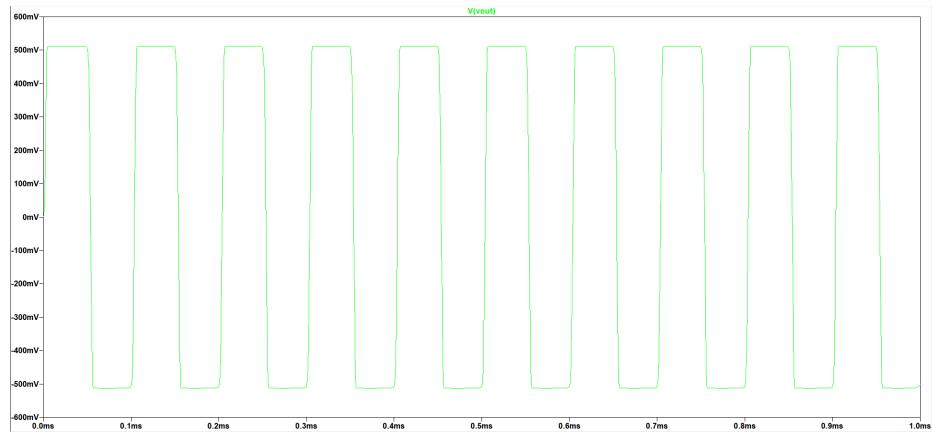


Figura 58:  $f = 10\text{kHz}$ ,  $V_{pp} = 1\text{v}$

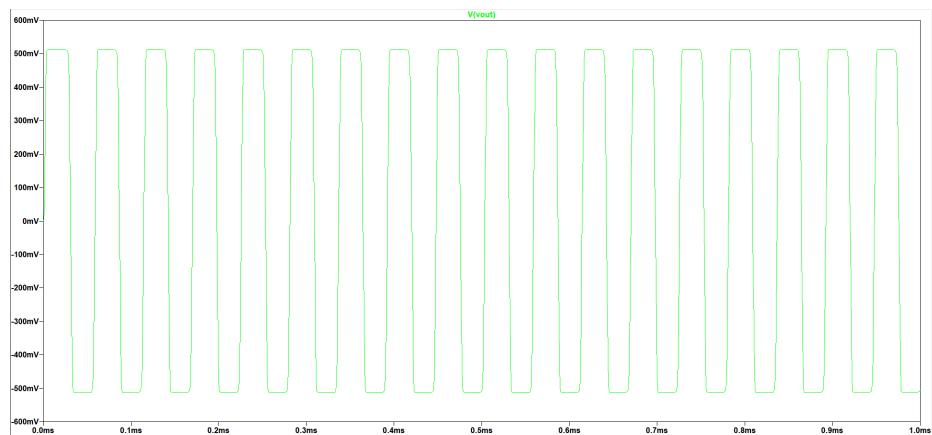


Figura 59:  $f = 18\text{kHz}$ ,  $V_{pp} = 1\text{v}$

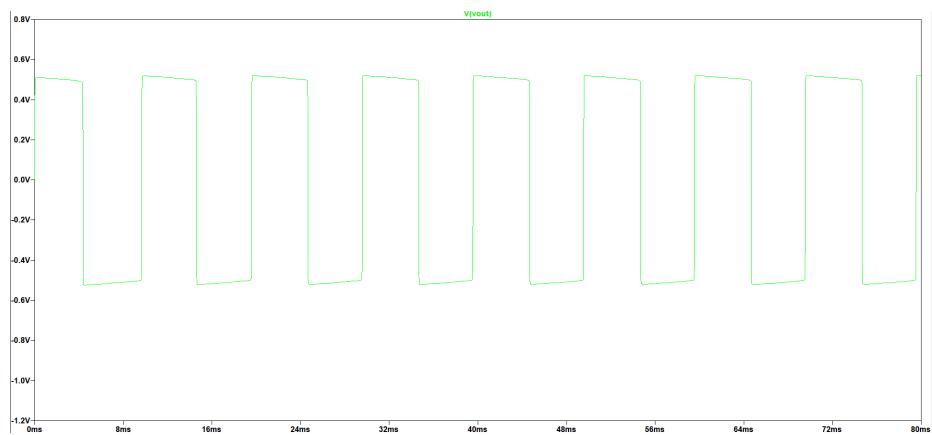


Figura 60:  $f = 100\text{Hz}$ ,  $V_{pp} = 1\text{v}$

Como se puede ver, hay un claro hard-clipping para las señales lo que debería provocar gran distorsión al conectar

la señal de una guitarra.

Simulando la respuesta en frecuencia en LTspice se obtuvo el siguiente gráfico (sin conectar los diodos al circuito):

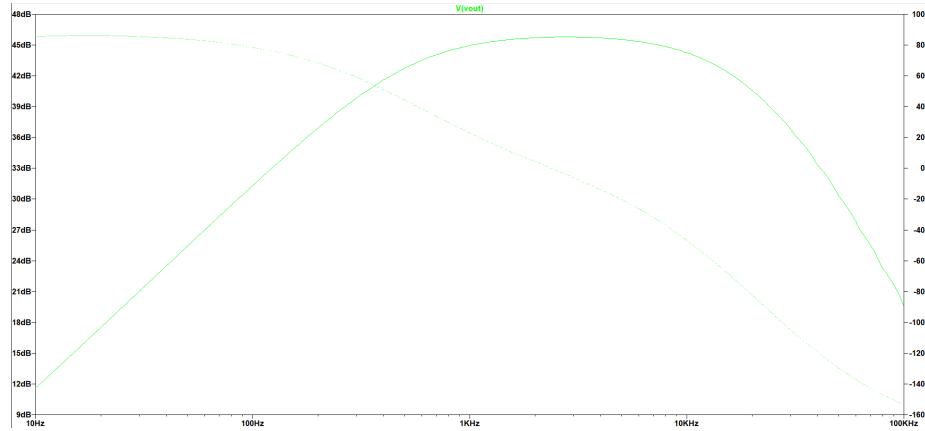


Figura 61: Respuesta en frecuencia simulada

Lo cual concuerda con lo analizado al diseñar el circuito. Donde se puede ver que funciona como un pasa banda en la frecuencia de audio, amplificando este rango en  $46dB$  como se analizó en el diseño del circuito ( $DistortionRVar=0$ ).

#### 4.4. Implementación en PCB y Mediciones

Luego de diseñar y simular el circuito con éxito, ya que este se adapta a las especificaciones pedidas y las simulaciones responden a lo analizado, se prosiguió a implementar el circuito en una placa. El resultado es el siguiente:

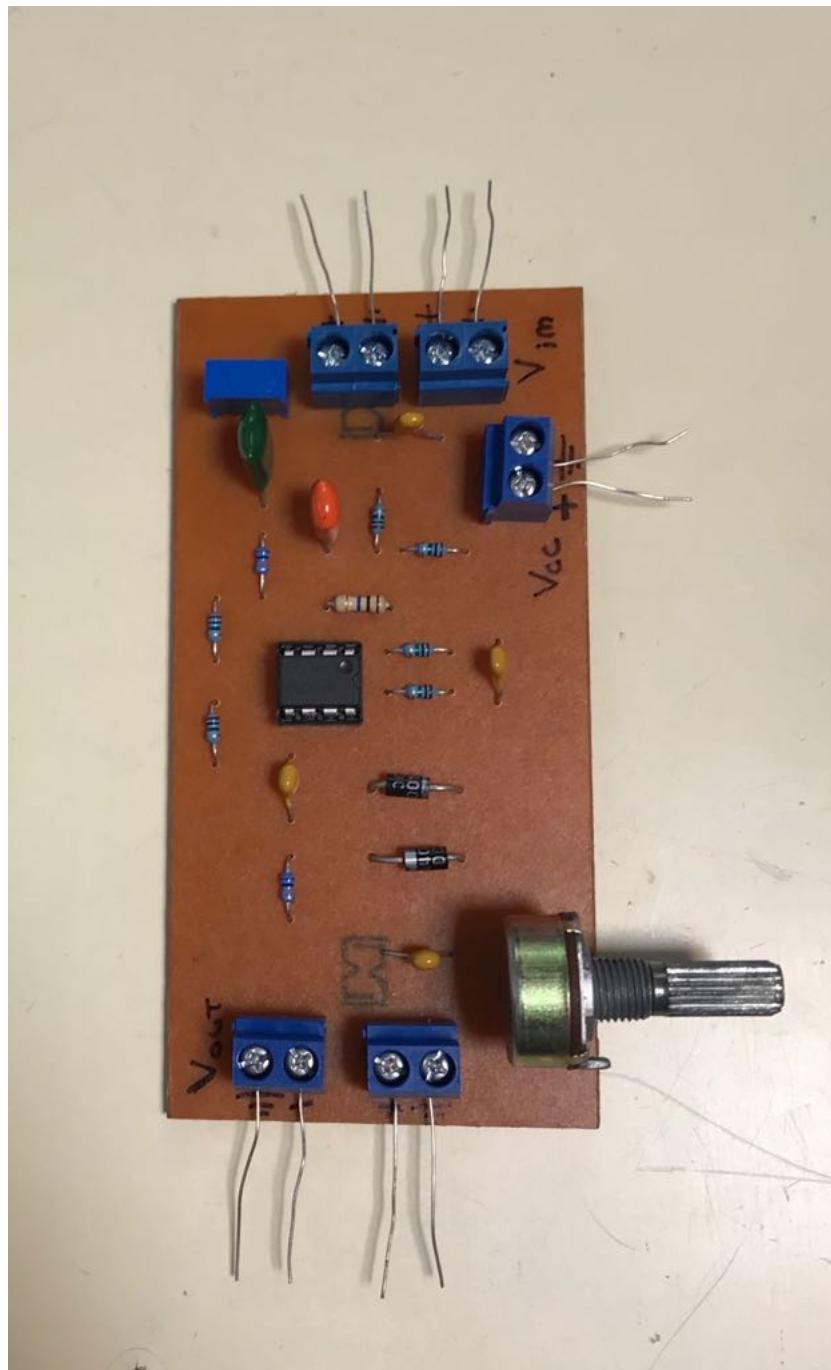


Figura 62: Placa Pedalera

Finalmente, se midio la respuesta en frecuencia y otros parametros que seran analizados y comparados con la simulacion y el analisis previo en la conclusion.

Primero se midio la respuesta en frecuencia con el osciloscopio sin conectar los diodos, el resultado fue el proximo:

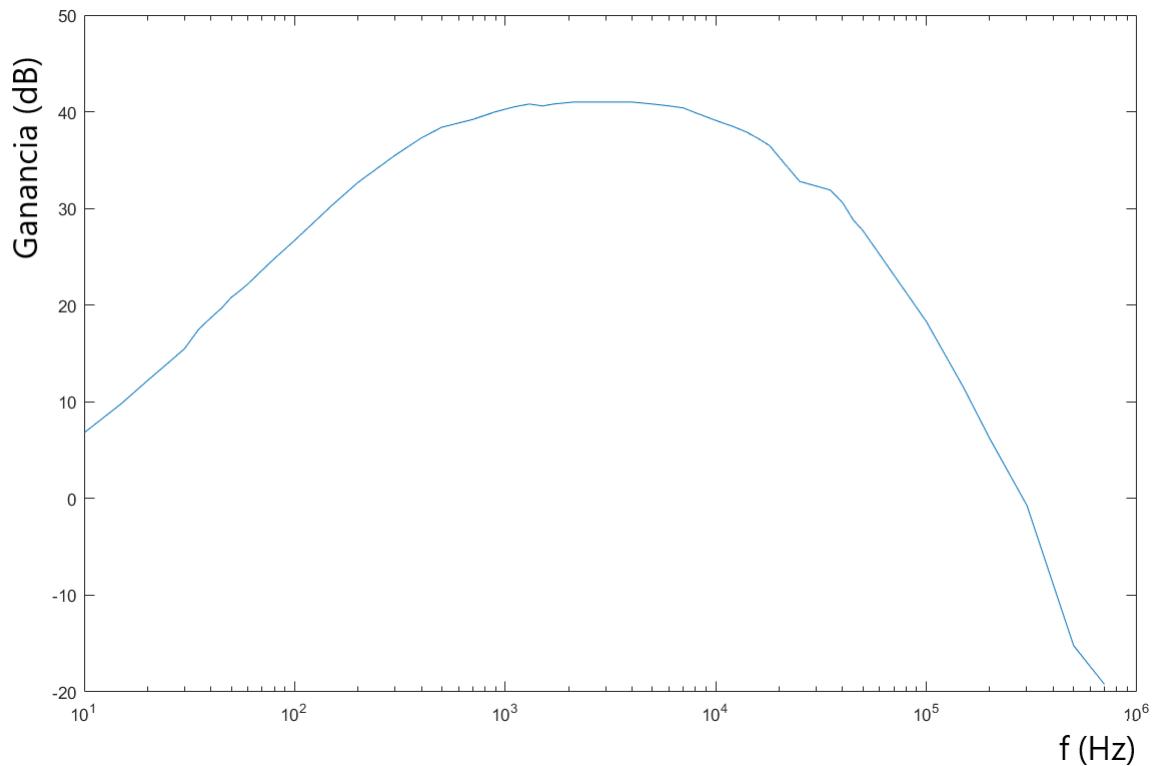


Figura 63: Respuesta en frecuencia medida

Y el diagrama de Bode de fase:

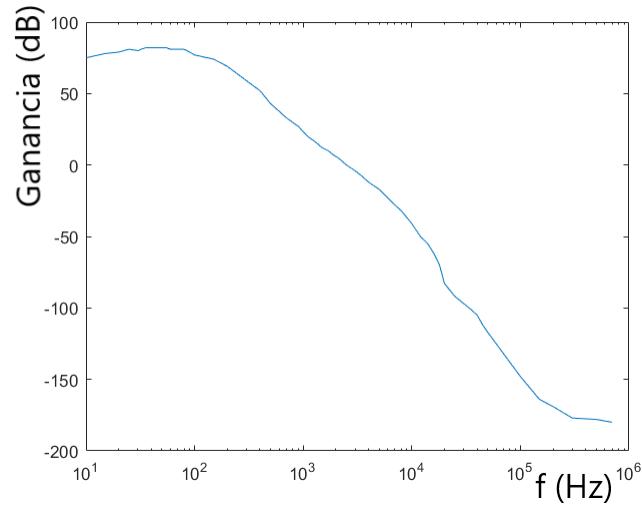


Figura 64: Diagrama de Bode medido (fase)

Que se ajusta con las necesidades y con lo calculado anteriormente. Ya que se puede apreciar claramente el

pasa bandas donde amplifica las frecuencias entre los  $20Hz - 20kHz$  y atenua hasta  $20dB$  las frecuencias mas altas (agudos) indeseados.

Midiendo la salida de una entrada senoidal con el osciloscopio se pueden apreciar varias cosas, variando el potenciómetro y el preset.

Cuando el preset se coloca a  $0\Omega$  y el potenciómetro a  $1M\Omega$ , y una frecuencia de  $6,3kHz$ , la salida es la siguiente:

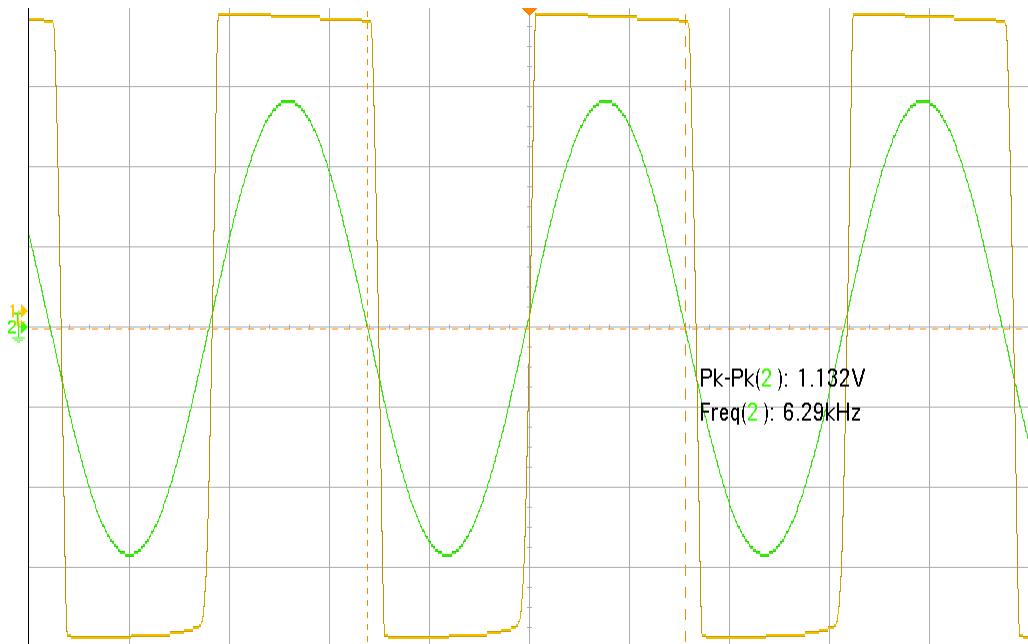


Figura 65: Salida a  $6,3kHz$

Donde se ve un claro hard-clipping a la salida y un pequeno defasaje. El clipping no es perfectamente lineal ya que el diodo en la realidad no es perfectamente ideal, sino que tiene su componente capacitivo y resistivo.

Cuando a la misma frecuencia se setea el preset en un valor medio mas alto, la ganancia disminuye como ya se discutio, generando soft clipping:

A continuacion se puede observar otras mediciones donde hay hard-clipping, a  $500Hz$  y  $3kHz$  respectivamente:

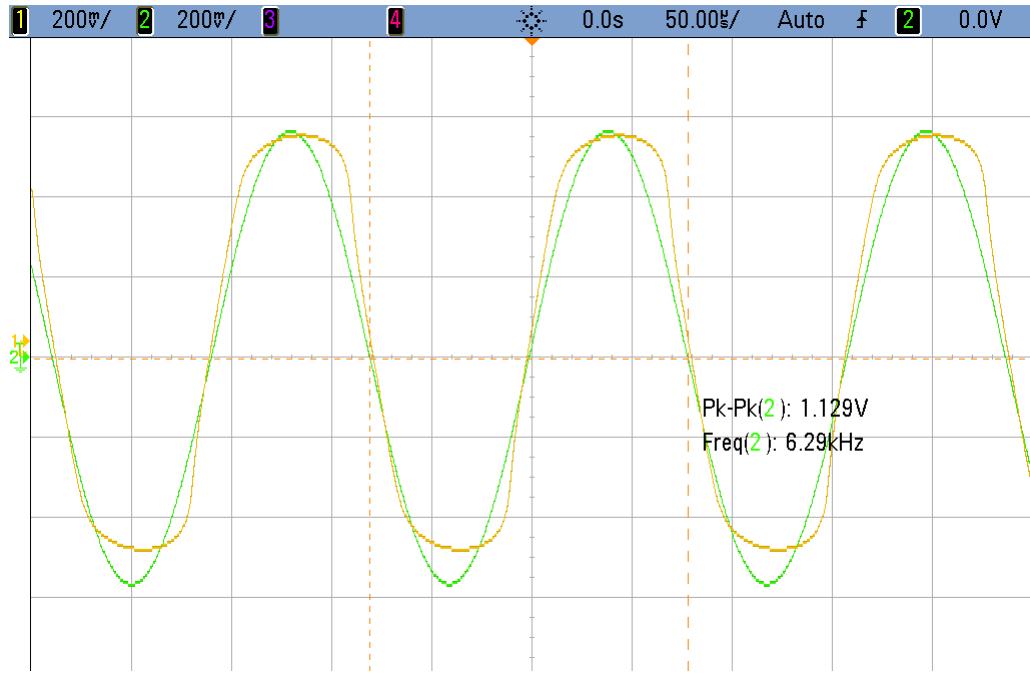


Figura 66: Soft Clipping

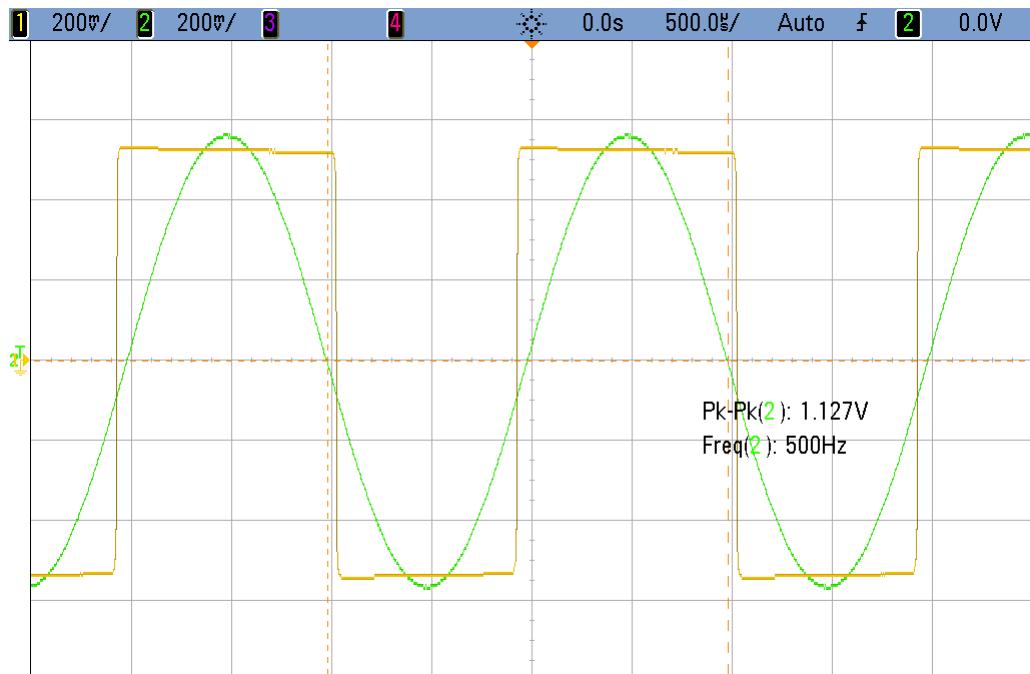


Figura 67: Hard Clipping a 500Hz

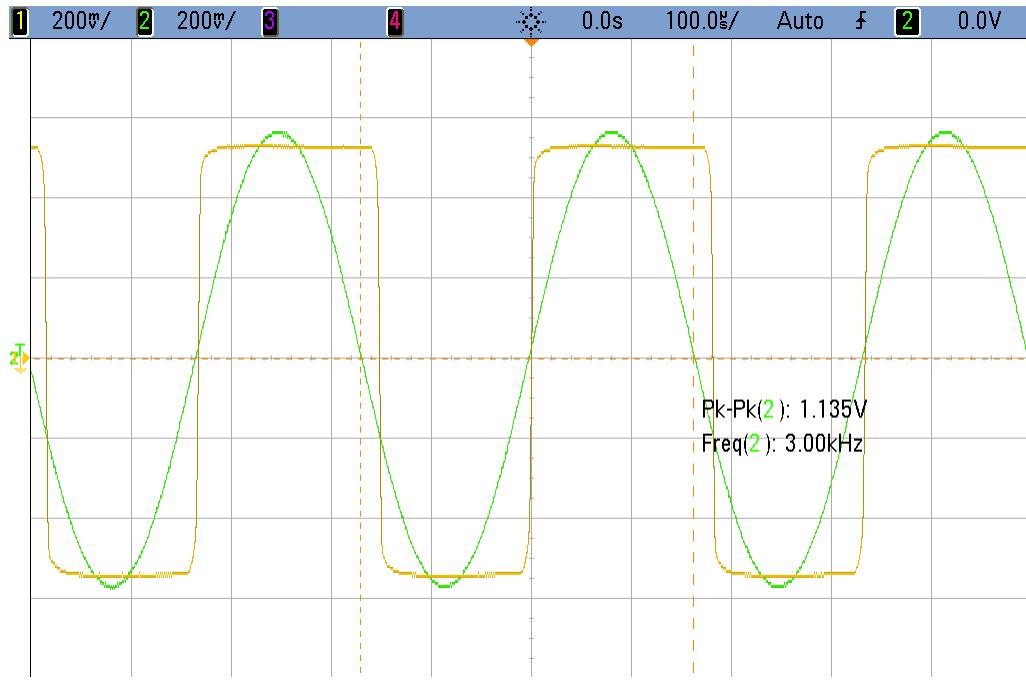


Figura 68: Hard Clipping a 3kHz

Se pudo observar que la variacion de los potenciómetros y presets al ser lineal no responde al cambio de manera rápida, ya que para que esto ocurra estos deberían ser de escala logarítmica.

Como prueba final, se conectó el pedal a una guitarra eléctrica y a un amplificador y se grabó la salida, la cual se puede encontrar adjunta.

Para determinar los rangos operativos del pedal, se tomaron tres frecuencias representativas la validez de la salida en función de dos variables, el preset de  $1M\Omega$  y el valor de la tensión de entrada pico a pico. Sabiendo que los verdes son puntos válidos y rojos los inválidos, a continuación se presentan los siguientes gráficos de la zona de validez:

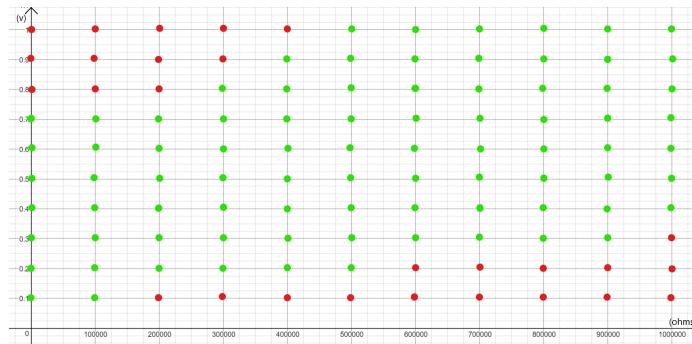


Figura 69: Zona de Validez (20Hz)

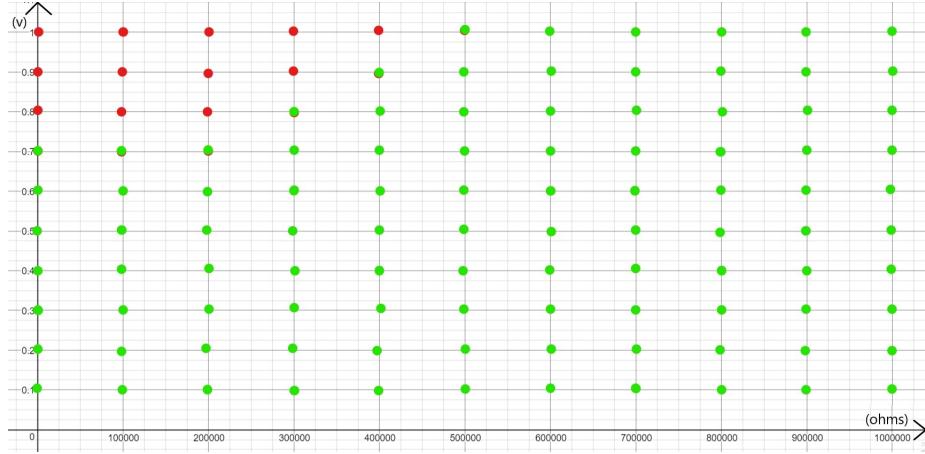


Figura 70: Zona de Validez (10kHz)

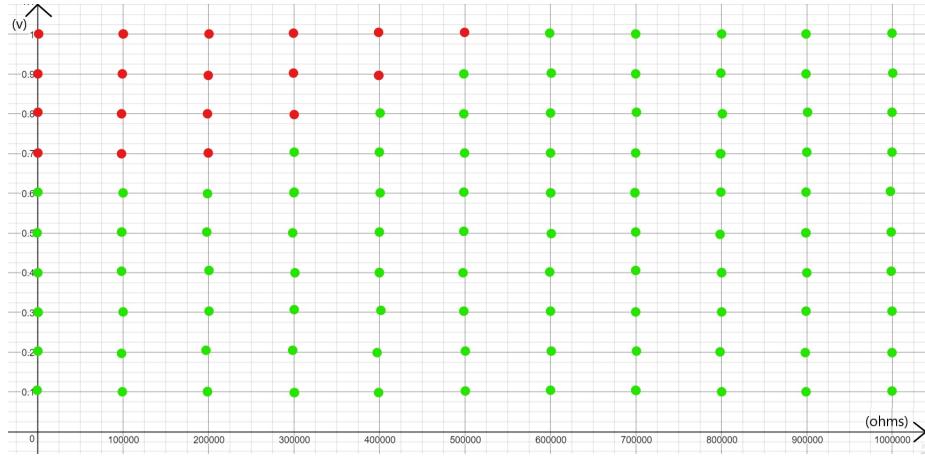


Figura 71: Zona de Validez (20kHz)

Se puede observar que las bajas frecuencias son las mas problemáticas. Las zonas invalidas de alto valor de resistencia de preset y bajo voltaje se deben a que alta resistencia la ganancia es menor, y si la entrada es muy chica, la salida sera tambien muy chica y con mucho ruido, por lo que no es util. Las zonas invalidas a baja resistencia de preset y alto voltaje se deben a que tras salir del OpAmp, la señal se ve saturada a altas ganancias, y al pasar el capacitor de acople, este distorsiona pero de manera indeseada las frecuencias agregadas en la sección saturada del OpAmp. Se noto que variando el potenciómetro que regula el volumen a la salida, las zonas de validez permanecieron igual.

#### 4.5. Conclusiones

En conclusión, el pedal es un circuito electrónico que en principio amplifica la señal ingresada en la región del audio (20Hz a 20kHz) proveniente de la guitarra, para luego provocar clipping, producto de el funcionamiento de los diodos. En la práctica, este circuito se pudo replicar exitosamente ya que lo medido, simulado y calculado coincidieron de manera correcta y la posterior implementación en una guitarra eléctrica fue exitosa.

## 5. Sensor de temperatura

### 5.1. Objetivos y resumen

En la siguiente sección se presenta el diseño de un sensor de temperatura elaborado haciendo uso del integrado LM35, el cual tiene la particularidad de proporcionar una tensión de salida que varia linealmente con la temperatura. El objetivo de diseño de dicho sensor es que sea capaz de medir temperaturas en el rango de los 35°C hasta los 45°C, donde la tensión de salida del sensor sea una función lineal que va de 0V hasta 5V. Una tensión de 0V a la salida debería corresponderse con una temperatura de 35°C y una tensión de 5V con una temperatura de 45°C.

Asimismo, el sensor debe tener la posibilidad de calibrarlo y también una medida de seguridad que impida que la tensión de salida sea mayor a 6V así como también impedir que sea menor a -1V. La calibración del mismo se implemento mediante la utilización de dos presets(resistencias variables), y la medida de seguridad mediante el uso de un diodo zener.

### 5.2. Diseño y funcionamiento del dispositivo

#### 5.2.1. Integrado LM35

El circuito integrado LM35 es un dispositivo cuya tensión de salida varia linealmente con la temperatura en grados centigrados.

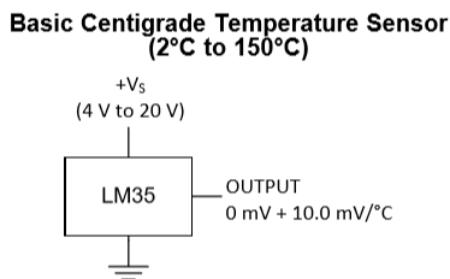


Figura 72: Representación del LM35 de la datasheet

Como puede observarse en la figura, la salida del LM35 varia 10mV por cada grado centigrado. A una temperatura ambiente de 25°C el fabricante asegura que el componente tiene una precisión de por lo menos 0.5°C. Algunas características relevantes obtenidas de la datasheet son:

- La salida del LM35 esta limitada entre -1V y 6V.
- No requiere de calibraciones externas
- La alimentación del mismo puede ser de 4V hasta 30V
- Tiene una impedancia de salida baja(típicamente de  $0.1\Omega$ )
- La corriente maxima de salida es 10mA.

#### 5.2.2. Diseño implementado

Una vez que se obtiene la tensión de salida del LM35, lo que resta para cumplir las especificaciones de rango es desplazar la tensión y ajustar la pendiente de la recta. La recta deseada es la siguiente:

$$V_{out} = 50V_{LM} - 17,5 \quad (1)$$

Para realizar el ajuste necesario se propuso el siguiente circuito:

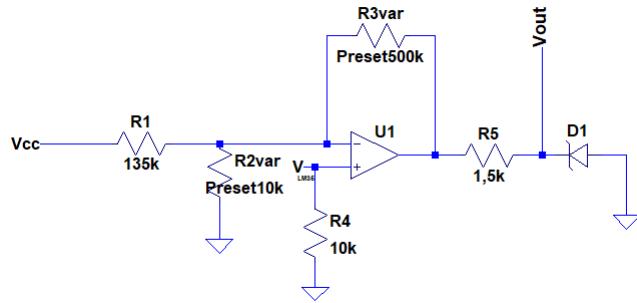


Figura 73: Circuito que ajusta la tensión de salida del LM35

Analizando el circuito en condiciones ideales (despreciando corrientes de bias, tensión de offset, asumiendo impedancia de entrada infinita), para el circuito a la izquierda de  $R_5$

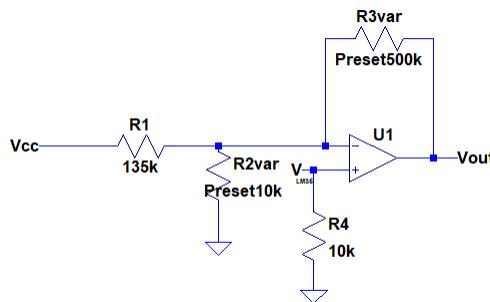


Figura 74: Región del circuito analizada

Aplicando nodos para el modelo ideal de OpAmp se llega a las dos ecuaciones:

- $v^+ = v^- = V_{LM}$
- $\frac{v^- - v_{out}}{R_3} + \frac{v^-}{R_2} = \frac{V_{cc} - v^-}{R_1}$

Remplazando la primera ecuación en la segunda y despejando se llega a la expresión para la tensión de salida.

$$\begin{aligned} \frac{V_{LM} - v_{out}}{R_3} + \frac{V_{LM}}{R_2} &= \frac{V_{cc} - V_{LM}}{R_1} \\ V_{LM} \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) - \frac{V_{cc}}{R_1} &= \frac{v_{out}}{R_3} \\ v_{out} &= \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_1} \right) V_{LM} - \frac{R_3}{R_1} V_{cc} \quad (2) \end{aligned}$$

Hay mas de una forma y criterio de elegir valores para las resistencias y la tensión  $V_{cc}$  tal que la ecuación (2) quede como la ecuación (1). En primer lugar se fijo el valor de  $V_{cc}$ , para no tener que usar mas de una fuente, se eligió el valor de tensión que alimenta tanto al OpAmp utilizado (se eligió el modelo TL082) como al LM35. A su vez hay mas de un valor posible de alimentación tal que el LM35 y el TL082 funcionen correctamente a la vez, el valor elegido para  $V_{cc}$  fue de 9V ya que se considera que el mismo permite utilizar valores prácticos de resistencias y le da un buen rango de operación al TL082.

Planteando la igualdad de (2) con (1), se tiene que:

$$\frac{R_3}{R_1} V_{cc} = 17,5$$

Utilizando  $V_{cc} = 9V$  y despejando se obtiene que:

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{35}{18} \quad (3)$$

Fijando los valores:

- $R_1 = 135k\Omega$  (puede obtenerse de asociar en paralelo dos resistencias de  $270k\Omega$ )
- $R_3 = 262,5k\Omega$  (se utilizo un preset de  $500k\Omega$  de valor maximo para esta resistencia)

Se tiene que se cumple la relacion (3). Asimismo, de igualar (2) con (1), se obtiene la condicion:

$$1 + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_1} = 50$$

Utilizando los valores para  $R_1$  y  $R_3$  fijados previamente y despejando  $R_2$  se llega a que:

- $R_2 \approx 5,57k\Omega$  (Se eligio un preset de  $10k\Omega$  como valor maximo para dicha resistencia)

En lo que respecta a la etapa del Opamp del circuito, los valores de los componentes ya estan establecidos. Ahora falta analizar los componentes necesarios luego del TL082. Para el valor de  $R_4$  se utilizo el hecho de que la corriente maxima da salida del LM35 es de  $10mA$ , y la tension maxima de salida es de  $6V$ . Por lo que  $R_4$  deberia ser capaz de tolerar la potencia disipada por dicha corriente como tambien por dicha, las resistencias utilizadas son de  $0.125Watts$ , por lo que una resistencia mayor a  $2k\Omega$  ya cumple la especificacion. Sin embargo, para tener un margen mas grande de error el valor conveniente para  $R_4$  fue de  $10k\Omega$ .

Finalmente la medida de seguridad implementada para asegurar que la salida del dispositivo cumpla con que no haya mas de  $6V$  ni menos de  $-1V$  a la salida, es la resistencia  $R_5$  en serie con un diodo zener en inversa de  $5.6V$  de tension de breakdown. El diodo en inversa asegura que al superarse la tension de  $5.6V$  a la salida del amplificador operacional, el diodo puede modelarse como si fuera una fuente de tension de valor constante de  $5.6V$ , y que cuando la tension a la salida del Opamp, se encuentra entre  $-0.7V$  y  $5.6V$  el diodo se comporta como un circuito abierto.

Entonces cuando la tension a la salida del opamp es mayor a  $5.6V$ , el circuito se comporta de la siguiente manera:

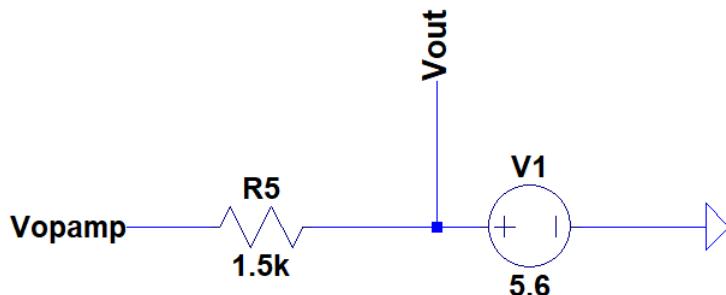


Figura 75: Diodo zener en breakdown

Por lo que el valor maximo de tension de salida es  $5.6V$ . Asimismo, cuando la tension de salida del Opamp se encuentra dentro del intervalo  $-0.7V$  a  $5.6V$ , se puede modelar al diodo como un circuito abierto:

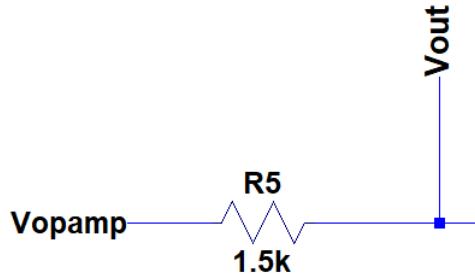


Figura 76: Comportamiento del diodo para tensiones entre -0.7V y 5.6V

Con lo que, si la corriente que pudiera circular por  $R_5$  se considera despreciable, dentro del intervalo -0.7V a 5.6V, la tensión de salida del sensor es igual a la tensión de salida del Opamp. Por ultimo, cuando la tensión de salida del OpAmp es menor a -0.7V, el comportamiento del diodo puede modelarse como:

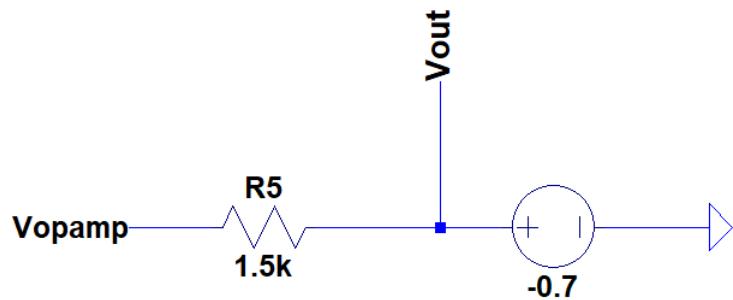


Figura 77: Modelo del diodo para tensiones menores a -0.7V

Logrando que la tensión de salida tenga como valor mínimo posible -0.7V, y como valor máximo 5.6V. El rol de la resistencia  $R_5$  en el circuito es el de prevenir que la corriente que atraviesa al mismo ocasione que este se queme. El diodo zenner implementado puede disipar una potencia máxima de 0.5Watts, por lo que en el peor caso(cuando esta en breakdown y ocasiona una caída de 5.6V), se tiene que:

$$P = V \cdot I$$

$$0,5Watts = 5,6V \cdot I_{max}$$

$$I_{max} \approx 90mA$$

Planteando mallas para el modelo en el que el diodo se comporta como una fuente de 5.6V, se tiene que la corriente esta dada por:

$$I = \frac{V_{opamp}-5,6V}{R_5} \quad (4)$$

Asumiendo que la tensión del opamp es la máxima (9V, ya que es el valor de la alimentación), y que la corriente es la máxima permitida (90mA). Entonces despejando la ecuación anterior, se obtiene que el valor de la resistencia debe ser como mínimo:

$$R_5 > 37,8\Omega$$

Tambien se debe tener en cuenta que las resistencias con las que se trabaja son de 0.125Watts, por lo que el valor de resistencia debe ser tal que pueda tolerar la potencia disipada sin quemarse.

Al elegir  $R_5 = 1.5k\Omega$  se obtiene de (4), que la corriente maxima es aproximadamente 2mA, corriente a la cual  $R_5$  disipa una potencia de 6mW que esta dentro del maximo de 0.125Watts.

### 5.3. Datasheet

#### 5.3.1. Layout y funcionamiento

El sensor de temperatura tiene 4 puertos(dos entradas de alimentación, la referencia a masa, y el puerto de salida).

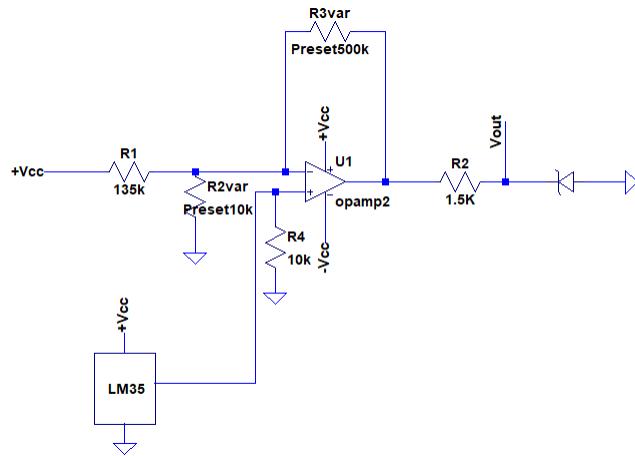


Figura 78: Representación del circuito en LTSpice

Para el correcto funcionamiento del sensor se debe tener en cuenta que:

- El valor de la alimentación debe ser  $V_{cc} = 9V$
- Si se alimenta el dispositivo con  $V_{cc}$  mayor a 18V o menor a -0.2V se puede dañar permanentemente el dispositivo
- La impedancia de salida del dispositivo es de  $1,5k\Omega$ (con una tolerancia del 5 %) cuando el dispositivo no esta en saturación, en saturación la impedancia de salida esta en el orden de los ohms.

El dispositivo esta diseñado para funcionar correctamente en el rango de los  $35^{\circ}\text{C}$  hasta los  $45^{\circ}\text{C}$ , para valores de temperatura menores que  $35^{\circ}\text{C}$  el dispositivo satura en una tensión cercana a -0.7V y para temperaturas mayores a  $45^{\circ}\text{C}$  satura en una tensión cercana a 5.6V. El dispositivo puede no funcionar adecuadamente fuera del rango de  $2^{\circ}\text{C}$  hasta  $150^{\circ}\text{C}$  por el uso interno del integrado LM35. Asimismo, con el sistema calibrado y asumiendo el funcionamiento correcto de todos los componentes, el error mínimo del dispositivo es de  $0.5^{\circ}\text{C}$  por el error del LM35 en el rango de los  $35^{\circ}\text{C}$  hasta los  $45^{\circ}\text{C}$ .

A continuación se presentan las imágenes resultantes de las mediciones obtenidas del sensor:

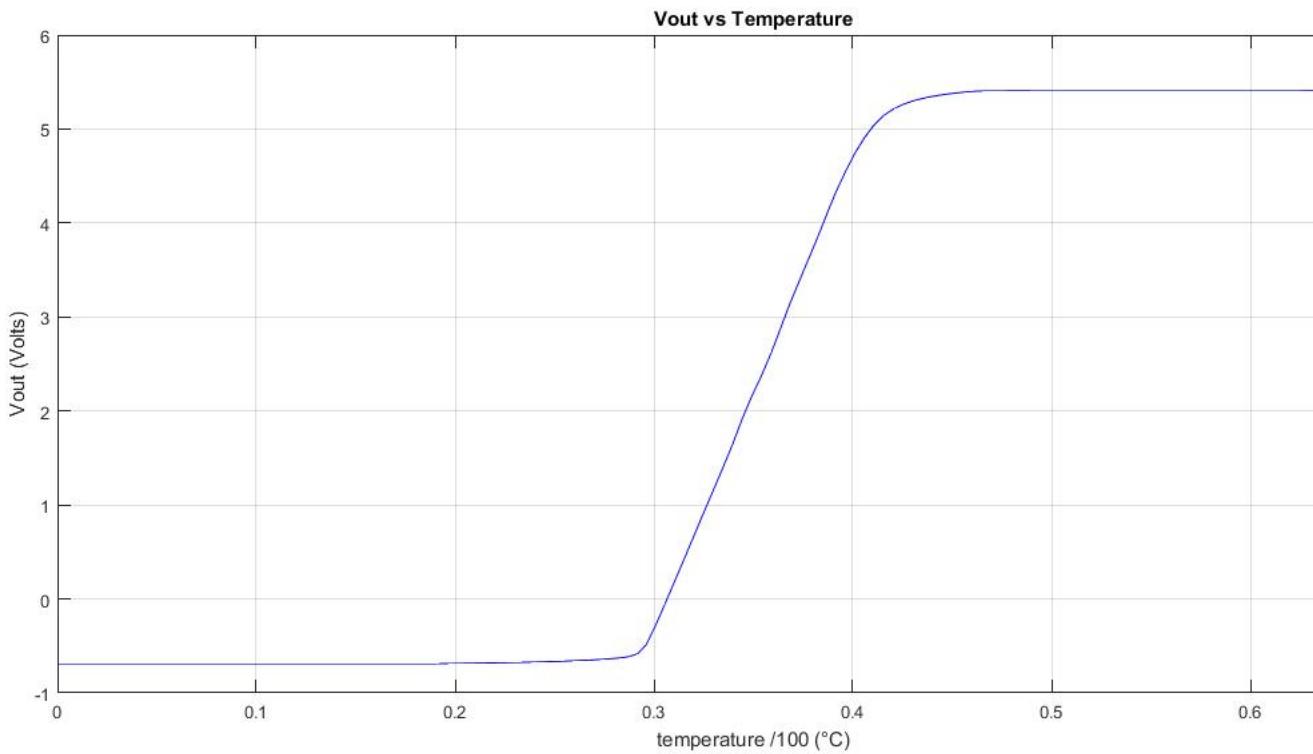


Figura 79: Tensión en función de la temperatura

1

En el siguiente gráfico se muestra en detalle los valores medidos para el rango de  $35^{\circ}\text{C}$  hasta los  $45^{\circ}\text{C}$ (el rango para el cual fue diseñado el sensor)

---

<sup>1</sup>Los valores no se midieron directamente con temperatura, sino que se simulo la tensión de salida del LM35 a dichas temperaturas

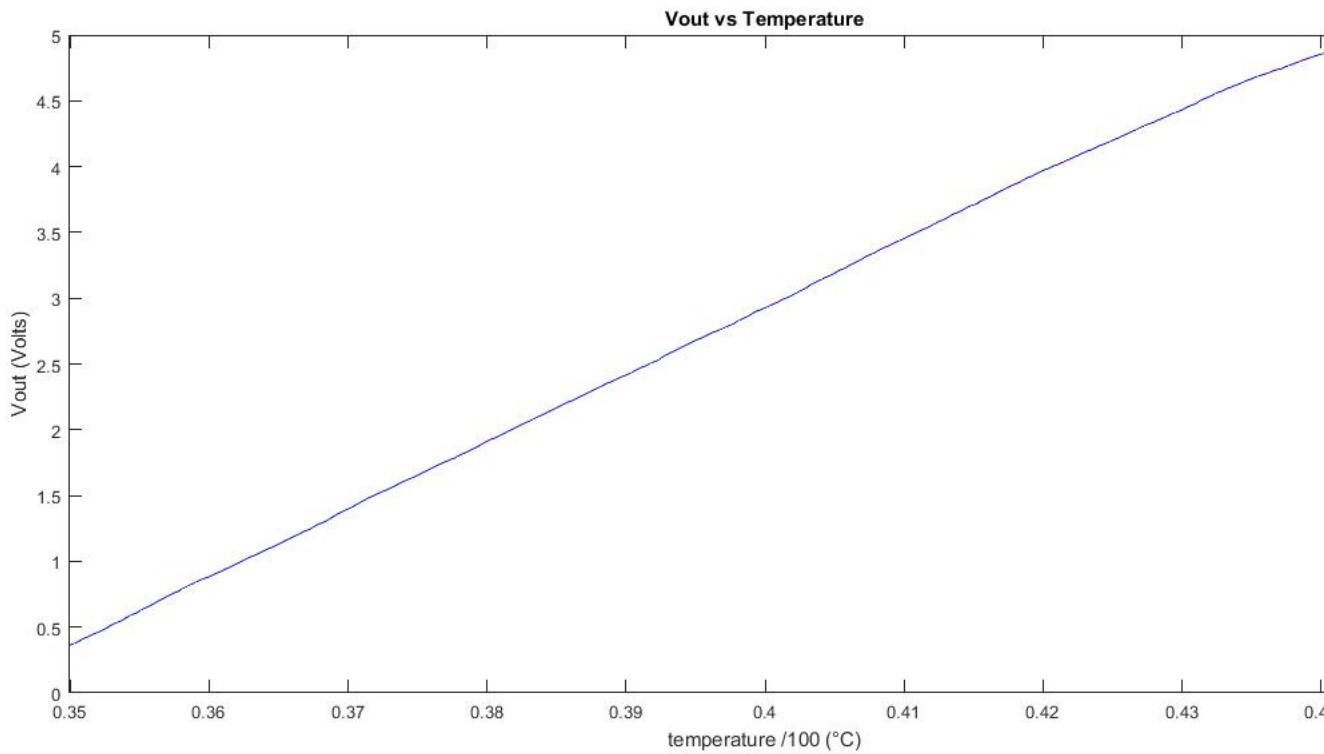


Figura 80: Tensión de salida en el rango de  $35^{\circ}$  a  $45^{\circ}$

### 5.3.2. Calibración

La calibración del dispositivo se realiza mediante dos presets. Para la correcta calibración del sensor, primero debe ajustarse el preset correspondiente a  $R_3$  y luego el preset correspondiente a  $R_2$ . Esto se debe a que la resistencia  $R_3$  afecta tanto el offset como la pendiente de la recta que representa la variación lineal con la temperatura. Mientras que la resistencia  $R_2$  solo afecta la pendiente de la recta, por lo que si el valor mínimo o máximo devuelto por el sensor es correcto, solo debe ajustarse el valor de la pendiente ajustando el valor del preset correspondiente a  $R_2$ .

## 5.4. Conclusiones

Resumiendo lo expuesto, se pudo diseñar un sensor de temperatura utilizando el integrado LM35 y el modelo de amplificador TL082. El dispositivo en sí cuenta con dos presets que permiten la calibración del mismo, así como un diodo zener que sirve para asegurar que la salida del sensor esté limitada dentro del rango de  $-0.7\text{V}$  a  $5.6\text{V}$ . Se debe tener en cuenta que el mayor error es cerca de la saturación del diodo, ya que el mismo no es un elemento lineal por lo que la recta en ese punto se curva un poco.