

---

## Amplificadores Operacionales y efectos en AC y DC

---

*Alumnos:*

Nahuel AGUILAR 54607  
J. Agustín BARRACHINA 53790  
Gonzalo CASTELLI 55055  
Augusto VIOTTI BOZZINI 55138

*Profesores:*

Daniel JACOBY  
Kevin DEWALD  
Javier PETRUCCI

August 31, 2015

# Contents

<b>1</b>	<b>Introducción</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Comportamiento de Amplificadores Operacionales</b>	<b>4</b>
2.1	Circuito no inversor . . . . .	4
2.1.1	Amplificador ideal . . . . .	4
2.1.2	Avol finito . . . . .	5
2.1.3	Función transferencia con $A_{vol}(\omega)$ . . . . .	5
2.1.4	Impedancia de entrada . . . . .	8
2.1.5	Observaciones sobre los elementos del circuito . . . . .	9
2.1.6	DC Sweep . . . . .	9
2.1.7	Slew Rate . . . . .	10
2.1.8	Medición del bode . . . . .	11
2.2	Circuito inversor . . . . .	13
2.2.1	Función transferencia . . . . .	14
2.2.2	Impedancia de entrada . . . . .	17
2.2.3	Observaciones sobre los elementos del circuito . . . . .	19
2.2.4	DC Sweep . . . . .	19
2.2.5	Slew Rate . . . . .	20
2.2.6	Medición del bode . . . . .	21
2.3	Conclusiones . . . . .	23
2.4	Observaciones . . . . .	23
<b>3</b>	<b>Caracterización de Amplificadores Operacionales</b>	<b>26</b>
3.1	Introducción teórica . . . . .	26
3.1.1	Respuesta en Frecuencia . . . . .	26
3.1.2	Impedancia de entrada . . . . .	28
3.2	Métodos de medición . . . . .	29
3.3	Resultados LM833 . . . . .	30
3.3.1	Respuesta en Frecuencia . . . . .	31
3.3.2	Impedancia de Entrada . . . . .	33
3.3.3	Simulación . . . . .	34
3.4	Resultados NE5534 . . . . .	36
3.4.1	Respuesta en Frecuencia . . . . .	39
3.4.2	Impedancia de entrada . . . . .	40
3.4.3	Simulaciones . . . . .	40
3.5	Tipos de aplicación . . . . .	42
3.6	Conclusión . . . . .	43
<b>4</b>	<b>Offset del Operacional y Corriente de Bias</b>	<b>44</b>
4.1	Implementación del circuito . . . . .	45
4.2	Opciones de diseño . . . . .	46
4.3	Sensibilidad del Circuito . . . . .	47
4.4	Corriente de Bias . . . . .	47
<b>5</b>	<b>Circuito Integrador y Derivador</b>	<b>48</b>
5.1	Introducción Teórica . . . . .	48
5.1.1	Derivador . . . . .	48
5.1.2	Integrador . . . . .	48
5.2	Función Transferencia y Análisis del Circuito . . . . .	48
5.3	Circuito Derivador . . . . .	49
5.3.1	Función Transferencia del Derivador . . . . .	50
5.4	Circuito Integrador . . . . .	52
5.4.1	Función Transferencia del Integrador . . . . .	53
5.5	Circuitos Compensados . . . . .	54
5.5.1	Compensación del Derivador . . . . .	54

5.5.2	Compensación del Integrador . . . . .	54
5.6	Impedancia de entrada . . . . .	56
5.6.1	Impedancia de entrada del Integrador . . . . .	57
5.6.2	Impedancia de entrada del Derivador . . . . .	57
5.7	Conclusiones . . . . .	58
5.8	Observaciones . . . . .	58
<b>6</b>	<b>Preamplificador de audio</b>	<b>60</b>
6.0.1	Consideraciones iniciales . . . . .	60
6.0.2	Diseño del circuito . . . . .	60
6.0.3	Transferencia . . . . .	62
6.1	Experimento de medición de la velocidad del sonido . . . . .	64
<b>7</b>	<b>Diseño de Sensor Térmico</b>	<b>65</b>
7.1	Especificaciones . . . . .	65
7.2	LM35 . . . . .	65
7.3	Conversión de la señal . . . . .	66
7.3.1	Primer propuesta: Amplificador Substractor . . . . .	67
7.3.2	Segunda propuesta: Amplificador Sumador . . . . .	68
7.4	Offset . . . . .	69
7.5	Ganancia . . . . .	70
7.6	Versatilidad . . . . .	70
7.7	Protección de tensión de salida . . . . .	71
7.8	Consideraciones finales de diseño . . . . .	72
7.9	Datasheet . . . . .	74
7.9.1	Calibración . . . . .	74

# 1 Introducción

Un amplificador operacional es un componente electrónico que se utiliza para amplificar señales, ofreciendo a su salida el producto entre su ganancia  $G$  y la diferencia de tensión entre sus dos terminales de entrada. Su nombre deriva de que en sus primeras implementaciones era utilizado para resolver operaciones matemáticas. Físicamente, se presenta en forma de circuito integrado, ofreciendo cuatro amplificadores operacionales por chip en los modelos utilizados en el presente informe. Para alimentar a los OpAmps se debe conectar una fuente de tensión continua a sus terminales  $V_{cc}^+$  y  $V_{cc}^-$ , siendo generalmente implementada una fuente de tensión partida entre ellos.

El modelo teórico utilizado es el que se muestra en la figura 1. En ella se pueden apreciar sus pines de entrada  $V_+$  y  $V_-$ , su resistencia interna  $R_{in}$  y su salida  $V_{out}$ , que puede modelarse, a lazo abierto, como  $V_{out} = A_{vol}(V_+ - V_-) = G * V_{in}$ .

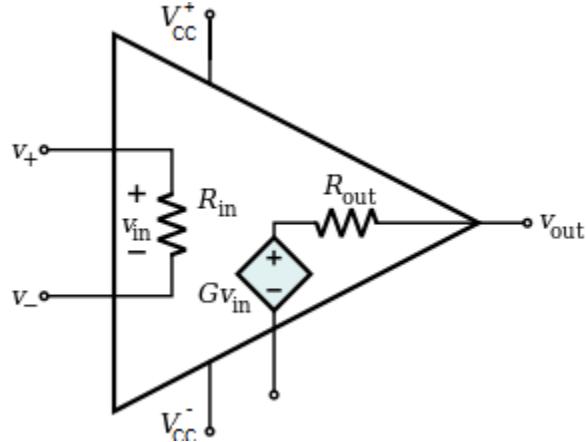


Figure 1: Modelo teórico del amplificador operacional

El valor de  $A_{vol}$  es especificado por el fabricante pero suele ser muy dependiente de la temperatura, la fabricación y de otros factores externos. Esto es indeseable a la hora de diseñar circuitos, y se soluciona realimentando negativamente al amplificador, para poder controlar y estabilizar su ganancia y su comportamiento.

## 2 Comportamiento de Amplificadores Operacionales

Se analizaron dos circuitos que utilizaban amplificadores operacionales, uno inversor y otro no inversor. Se desea evaluar su comportamiento, las características lineales y no lineales de los amplificadores operacionales, cómo responden a entradas de continua con distintos valores de tensión y calcular y medir su respuesta en frecuencia.

### 2.1 Circuito no inversor

En la siguiente sección se analizará el circuito de la figura 2. Se desea estudiar al OpAmp evaluando al amplificador operacional como ideal, con  $A_{vol}$  finito, y con su respectivo comportamiento en frecuencia con polo dominante.

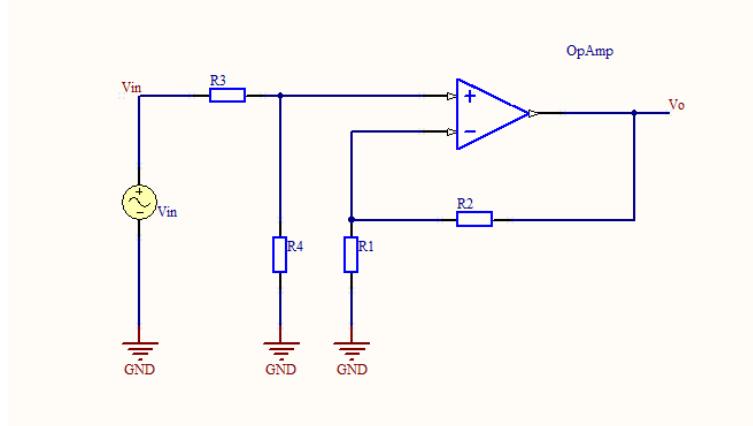


Figure 2: Circuito no inversor

Los valores de los componentes resistivos fueron seleccionados según distintos casos, tal como se muestra en la tabla 1.

Casos	R1=R3	R2	R4
1	$2k\Omega$	$20k\Omega$	$10k\Omega$
2	$2k\Omega$	$2k\Omega$	$10k\Omega$
3	$20k\Omega$	$2k\Omega$	$100k\Omega$

Table 1: Valores de resistencias

#### 2.1.1 Amplificador ideal

Para este caso,  $v^+ = v^-$ . Se desprende de ello el hecho de que no hay corriente que circule entre esos terminales del amplificador operacional. Se supone que su impedancia de entrada es infinita.

Aplicando un divisor resistivo, se obtiene:

$$\frac{v_{in}}{R_3 + R_4} = \frac{v^+}{R_4}$$

$$v^+ = \frac{R_4 v_{in}}{R_3 + R_4} \quad (1)$$

Aplicando otro divisor resistivo desde la salida del amplificador:

$$\frac{v_{out}}{R_1 + R_2} = \frac{v^+}{R_1}$$

Reemplazando, queda:

$$\frac{v_{out}}{R_1 + R_2} = \frac{R_4 v_{in}}{R_1 (R_3 + R_4)}$$

Reorganizando, finalmente:

$$H(S) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)} \quad (2)$$

### 2.1.2 Avol finito

Para este análisis ya no se puede considerar  $v^+ = v^-$ . Sin embargo, si se puede estimar que son valores relativamente aproximados. Se considera que no circula corriente por los terminales de entrada del amplificador debido a que presentan una alta impedancia de entrada.

En este caso,  $v_{out} = A_{vol}(v^+ - v^-)$ . Partiendo del divisor resistivo de la sección anterior, usando la ecuación 1:

$$v^- = \frac{R_4 v_{in}}{R_3 + R_4} - \frac{v_{out}}{A_{vol}} \quad (3)$$

$$\frac{v_{out}}{R_1 + R_2} = \frac{v^-}{R_1} \quad (4)$$

Reemplazando,

$$\begin{aligned} \frac{v_{out}}{R_1 + R_2} &= \frac{\frac{R_4 v_{in}}{R_3 + R_4} - \frac{v_{out}}{A_{vol}}}{R_1} \\ \frac{v_{out}}{R_1 + R_2} &= \frac{R_4 v_{in}}{R_1(R_3 + R_4)} - \frac{v_{out}}{A_{vol} R_1} \\ v_{out} \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{A_{vol} R_1} \right) &= \frac{R_4 v_{in}}{R_1(R_3 + R_4)} \\ \frac{v_{out}}{v_{in}} &= \frac{R_4}{R_1(R_3 + R_4) \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{A_{vol} R_1} \right)} \end{aligned} \quad (5)$$

Se puede ver fácilmente en la ecuación 5 que para el caso  $A_{vol} \rightarrow \infty$ , la función transferencia resulta igual a la calculada en la ecuación 2.

Reorganizando, se llega finalmente a

$$H(S) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_4(R_1 + R_2) A_{vol}}{(R_3 + R_4)(A_{vol} R_1 + R_1 + R_2)} \quad (6)$$

### 2.1.3 Función transferencia con $A_{vol}(\omega)$

Comenzando por la ecuación 5 y ejecutando el reemplazo:

$$\begin{aligned} A_{vol}(\$) &= \frac{1}{\frac{\$}{W_p} + 1} \\ \frac{v_{out}}{v_{in}} &= \frac{R_4}{R_1(R_3 + R_4) \left( \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{\frac{\$}{W_p} + 1}{A_0 R_1} \right)} \\ \frac{v_{out}}{v_{in}} &= \frac{R_4}{\frac{R_1(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2} + \frac{R_1(R_3 + R_4) \left( \frac{\$}{W_p} + 1 \right)}{A_0 R_1}} \end{aligned}$$

Organizando los términos convenientemente, se llega a la expresión normal de su transferencia:

$$H(\$) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\frac{R_4(R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4) \left[ R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_0} \right]}}{\frac{\$}{W_p A_0 \left[ R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_0} \right]}{R_1 + R_2} + 1} \quad (7)$$

Simplificando la ecuación 7, se observa que el sistema posee una ganancia  $k = \frac{R_4(R_1+R_2)}{(R_3+R_4)\left[R_1+\frac{R_1+R_2}{A_0}\right]}$  y un polo simple en  $\omega_{polo} = \frac{W_p A_0 \left[R_1 + \frac{R_1+R_2}{A_0}\right]}{R_1+R_2}$ , siendo entonces su respuesta en frecuencia de la forma

$$H(\$) = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{k}{\frac{\$}{\omega_{polo}} + 1}$$

Para el caso del amplificador operacional utilizado, el modelo LM324-N fabricado por Texas Instruments, se calcularon los valores de ganancia y de frecuencia de corte del circuito (aquella en donde la señal de salida se atenúa 3 dB con respecto a la entrada). Se recurrió a la hoja de datos proporcionada por el fabricante para obtener los valores  $W_p$  y  $A_0$ , relacionados con la frecuencia del polo dominante propio del amplificador operacional (distinto al polo del circuito) y a la ganancia a lazo abierto. Se conoce como GBP (Gain Bandwidth Product) al producto  $W_p A_0$ . Tomados los valores de  $W_p = 2\text{Hz}$  y  $A_0 = 500\frac{\text{V}}{\text{mV}}$ , y siguiendo los distintos casos anunciados en la tabla 1, se obtienen los distintos valores para la ganancia y el polo simple del sistema completo (Tabla 2).

	Ganancia	Ganancia (dB)	Polo (Hz)
Caso 1	9,16	19,2	90911
Caso 2	1,66	4,4	500000
Caso 3	0,92	-0,7	909092

Table 2: Ganancia y polo para los distintos casos del circuito no inversor

En base a la tabla 2 se puede concluir que en el primer caso el circuito amplifica aproximadamente nueve veces a la señal de entrada, el caso dos amplifica levemente y el último caso presenta una ganancia cercana a la unitaria, pero que tiene su salida atenuada con respecto a la entrada.

A continuación se grafican los tres casos del circuito no inversor, mostrando su ganancia con  $A_{vol}$  infinito y con su respuesta en frecuencia correspondiente.

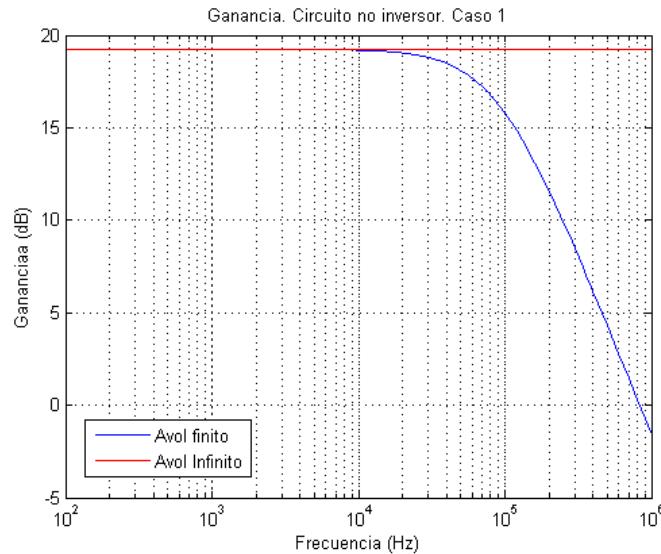


Figure 3: Comparación con el caso ideal y el no ideal. Caso 1

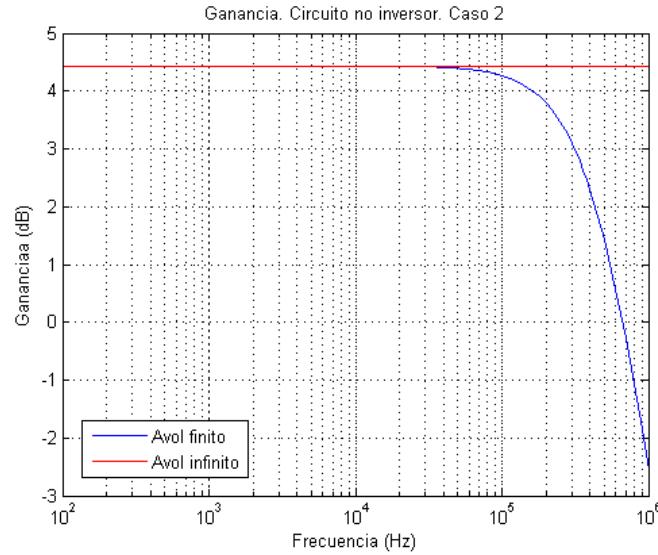


Figure 4: Comparación con el caso ideal y el no ideal. Caso 2

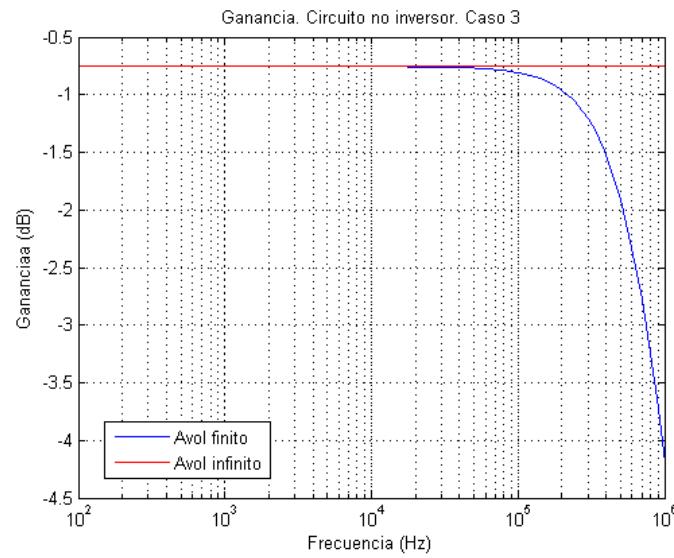


Figure 5: Comparación con el caso ideal y el no ideal. Caso 3

Analizando las figuras 3, 4 y 5 se afirma que la suposición de  $A_{vol}$  como infinito es apropiada para el rango de frecuencias anteriores al polo, específicamente una década previo al mismo, que es donde comienza a afectar la atenuación.

El error absoluto relacionado a ambos casos se puede calcular como  $e_a = |V_{Avol\,finito} - V_{Avol\,infinito}|$ . El error relativo será entonces  $e_r = \frac{e_a}{V_{Avol\,finito}} * 100$ . Se muestra el cálculo del error relativo del caso 3 del circuito no inversor en la figura 6. Para los otros casos el comportamiento es similar. El error relativo crece a partir de la frecuencia de corte del circuito ya que es allí donde comienzan a diferenciarse los valores del caso ideal y del no ideal, como se vio en las figuras anteriores.

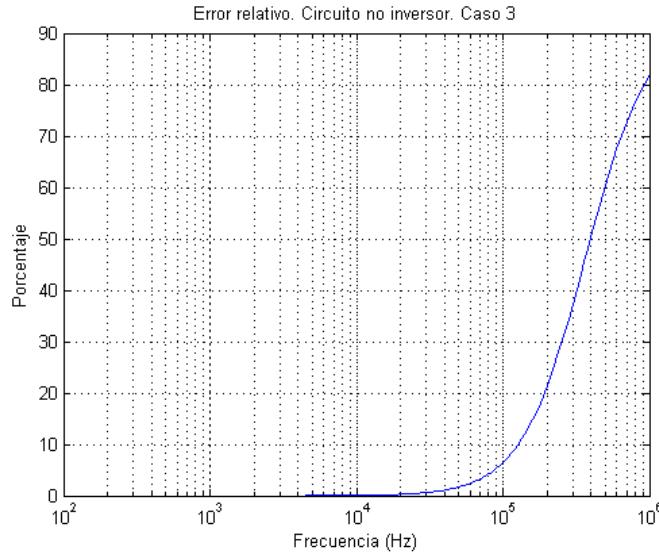


Figure 6: Error relativo. Caso 3

#### 2.1.4 Impedancia de entrada

Se busca en este apartado calcular la impedancia de entrada del circuito de la figura 2. Se entiende como impedancia de entrada  $Z_{in}$  al cociente entre la tensión de entrada y la corriente que circula por ella.

$$\frac{V_1 - v^+}{R_3} = I_{in} \quad (8)$$

con

$$v_{out} = A_{vol} (v^+ - v^-) \quad (9)$$

Aplicando un divisor resistivo entre la salida y tierra, se obtiene:

$$v^- = \frac{V_0 R_1}{R_1 + R_2}$$

Reemplazando esta última ecuación en 9:

$$v^+ = V_0 \left( \frac{1}{A_{vol}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (10)$$

Combinando las expresiones 8 y 10

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{\frac{V_{in} \left( 1 - \frac{V_0}{V_{in}} \left( \frac{1}{A_{vol}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \right)}{R_3}}$$

Sustituyendo  $\frac{V_0}{V_{in}}$  por lo calculado en 6 y reorganizando

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

Simplificando, finalmente

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

Por lo que se puede concluir que la impedancia de entrada de este circuito inversor es independiente de la frecuencia.

Para medir este parámetro, se conectó una punta del osciloscopio a  $v^+$  para luego poder calcular la caída de tensión en la resistencia  $R_3$  del circuito. Dado que el valor de  $R_3$  es conocido, al igual que las características de la

señal de entrada (el valor de tensión pico a pico era configurado con un generador de señales), se obtiene la corriente  $I_{in} = \frac{V_{in}-v^+}{R_3}$ . Finalmente,

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{\frac{V_{in}-v^+}{R_3}}$$

Se muestra en la figura 7 la superposición de los cálculos teóricos y medidos, en función de la frecuencia, para los distintos casos del circuito de la figura 2. En rojo se representan los datos medidos, en azul los teóricos.

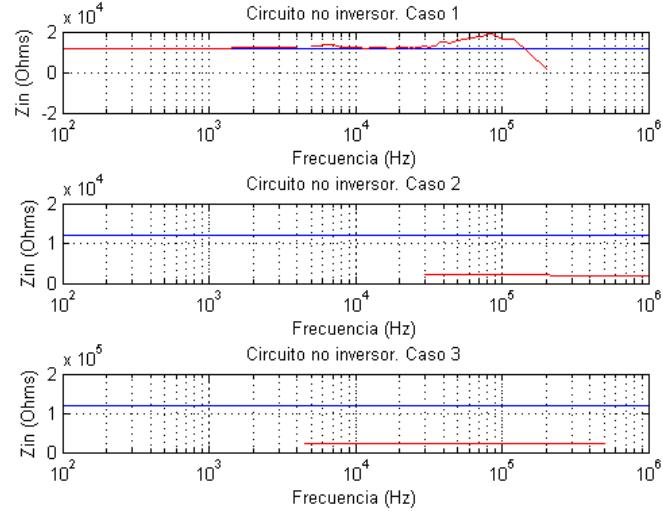


Figure 7: Impedancia de entrada. Circuito no inversor

Las mediciones de la impedancia de entrada del circuito no se corresponden con la teoría, posiblemente debido a que se realizaron algunas mediciones en condiciones donde había slew rate.

### 2.1.5 Observaciones sobre los elementos del circuito

Se propuso el análisis del circuito dada la condición que  $R_3$  sea cero. En ese caso, la salida del generador de funciones estará conectada directamente al  $v^+$  del amplificador. Debido a que la impedancia de entrada del circuito es alta (por los valores de  $R_4$  y la impedancia de entrada del amplificador operacional), los efectos de la caída de tensión en los 50 Ohms de la impedancia de salida del generador serán despreciables. La corriente fluirá mayormente a través de la resistencia  $R_4$ .

### 2.1.6 DC Sweep

Se alimentó al amplificador operacional con  $V_{cc} = \pm 15V$  y se le aplicó a la entrada una señal continua a distintas tensiones utilizando una fuente de tensión variable. Se observó el comportamiento del operacional a distintos valores de tensión de entrada. Se grafican en la figura 8 las mediciones realizadas, para el circuito no inversor.

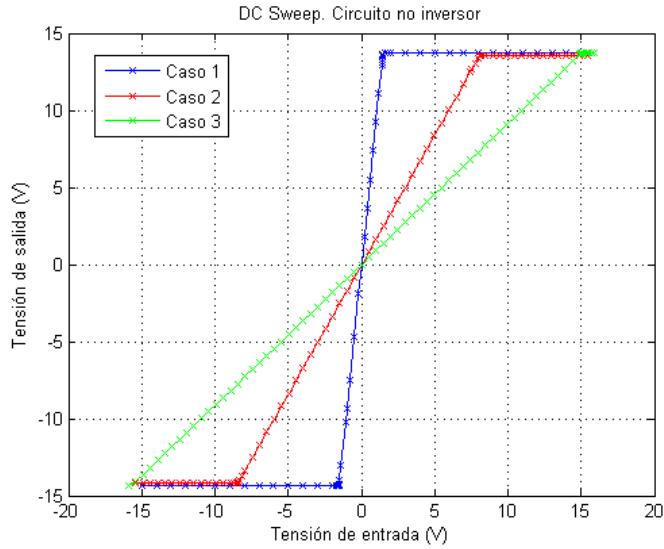


Figure 8: DC Sweep circuito no inversor

A partir de los datos obtenidos de las mediciones se pueden visualizar fácilmente los distintos niveles de ganancia determinados por la configuración del resto del circuito y de la realimentación negativa del amplificador. La ganancia se refleja en la pendiente de las rectas y, tal como fue anticipado en subsecciones anteriores, resultan de aproximadamente 9, 1,66 y 0,92 para los casos 1, 2 y 3 respectivamente. Esto se aprecia con mayor facilidad para el caso 3, que a variaciones de 5 volts en la tensión de entrada, cambia menos de 5 volts en la tensión de salida, conclusión a la que se arriba ayudados por la grilla mostrada en el gráfico, observando que la línea verde de los datos no cruza el cuadrado de manera perfectamente diagonal. El mismo análisis puede hacerse para los dos casos restantes. Dado que las pendientes son positivas, se trata de un circuito no inversor.

Otro fenómeno que puede observarse en la figura 8 es la saturación por tensión. Es entendible que los amplificadores operacionales tengan un límite en lo relacionado a cuánto puedan amplificar una entrada. En este caso, debido a que se alimenta al OpAmp con una tensión de  $\pm 15V$ , no se podrá obtener una salida de mayor tensión, fenómeno visible en aquellos puntos de la figura donde la pendiente se vuelve cero, y se obtiene una tensión máxima cercana a la de alimentación.

### 2.1.7 Slew Rate

Otro efecto alineal a tener en cuenta en las mediciones es el slew rate. El slew rate está relacionado a la máxima variación que puede existir en la salida frente a cambios bruscos de la señal de entrada. De manera simplificada, el amplificador operacional está formado internamente por un circuito RC y una fuente de corriente. Cuando existan grandes variaciones de la entrada, ya sean debidas a la amplitud o la frecuencia, el capacitor no podrá cargarse y descargarse con suficiente rapidez, provocando entonces a la salida una tasa de cambio que estará limitada. Según la hoja de datos del amplificador:

$$SR = \frac{3V - 0,5V}{5\mu s} = 500 \frac{mV}{\mu s}$$

Dada una señal de entrada  $V_{in} = A * \sin(\omega t)$  y conociendo la ganancia del amplificador operacional, su salida será  $V_0 = A * G * \sin(\omega t)$  con  $G$  la ganancia.

Como el slew rate relaciona la máxima corriente con la máxima derivada:

$$\frac{dV_0}{dt} = A * G * \omega * \cos(\omega t)$$

que es máxima cuando el coseno vale uno. Entonces,

$$A * G * \omega \leq SR \quad (11)$$

Para calcular el máximo  $V_{in}$  con el que se puede alimentar al circuito tal que no esté presente el efecto de slew rate, se despeja  $A$  de la ecuación 11. Debe cumplirse entonces que  $V_{in} \leq \frac{SR}{G * \omega}$ . La amplitud de la señal de entrada

deberá ajustarse para distintas frecuencias, donde la ganancia del circuito también cambia. Se midió adicionalmente el slew rate para cada caso con el osciloscopio utilizando como entrada una señal cuadrada, que presenta un flanco ascendente muy pronunciado y que permite visualizar la pendiente máxima y constante que el amplificador puede proporcionar. Esto se hizo con el objetivo de poder medir el bode con la máxima amplitud de entrada posible sin percibir la distorsión en cuestión, con el valor de slew rate más próximo al real posible, independientemente del proporcionado en la hoja de datos (tabla 3)

Slew Rate de hoja de datos	Slew Rate medido
500000 V/seg	206000 V/seg

Table 3: Medición del slew rate. Circuito no inversor

A continuación, en la figura 9 se muestra un gráfico del máximo  $V_{in}$  calculado de la forma descripta anteriormente en el rango de medición, teniendo en cuenta el slew rate y la saturación por tensión.

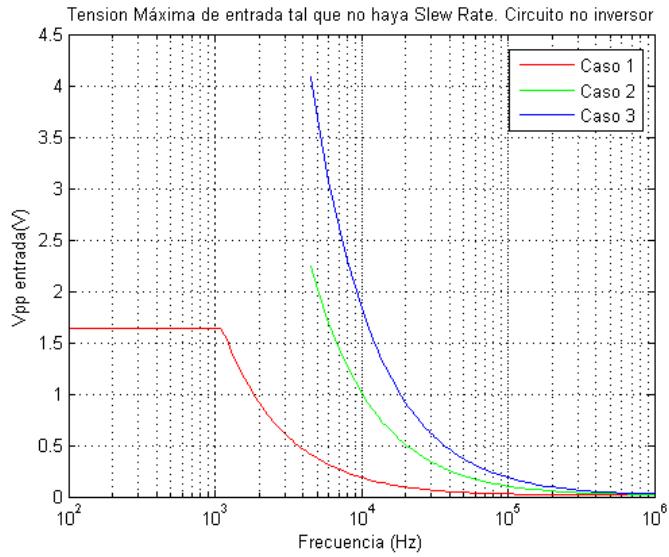


Figure 9: Tensión máxima de entrada tal que no haya slew rate

### 2.1.8 Medición del bode

Se implementó el circuito en una placa de pruebas para tres casos distintos, involucrando valores de resistencias diferentes, como se detalló en la tabla 1. Se utilizó un generador de funciones para alimentar al circuito con una senoidal de entrada de distintas frecuencias y amplitudes, una fuente de tensión continua para alimentar al amplificador operacional y un osciloscopio para medir la tensión de salida y cómo ésta se encontraba atenuada o no en relación a su entrada y su fase.

A la hora de realizar las mediciones, se encontraron distintos fenómenos alineales que las afectaban y que impedían una correcta toma de datos. En una primera instancia, se observó que la señal de salida se encontraba fuertemente distorsionada cuando la entrada cruzaba desde las tensiones positivas a las negativas o viceversa. Es decir, cuando la señal pasaba por cero.

Internamente, el circuito del amplificador operacional posee transistores que comutan cuando se realiza dicho cruce en tensión y es en esta situación cuando el amplificador distorsiona su salida, ya sea por características físicas y propiedades de los semiconductores con los que se construyen los transistores o por exigencias de corriente cuando se realiza dicha comutación. Una forma rápida de solucionar ese indeseado efecto es aplicando un offset a la tensión de entrada, para que ésta varíe entre 15V y 0V, evitando el cruce por cero de la señal. Los inconvenientes de esta solución tienen que ver con que para casos de gran ganancia, se saturará al amplificador muy rápidamente, ya que sólo se estaría trabajando con la mitad del rango de alimentación del operacional (+15V, -15V). Otra consideración es que aplicar el offset a la señal es sencillo en un marco de laboratorio, usando un generador de señales. Esta no sería la solución para el caso en el que no se dispone del control de la generación de la señal, donde no es posible aplicar un corrimiento de manera arbitraria.

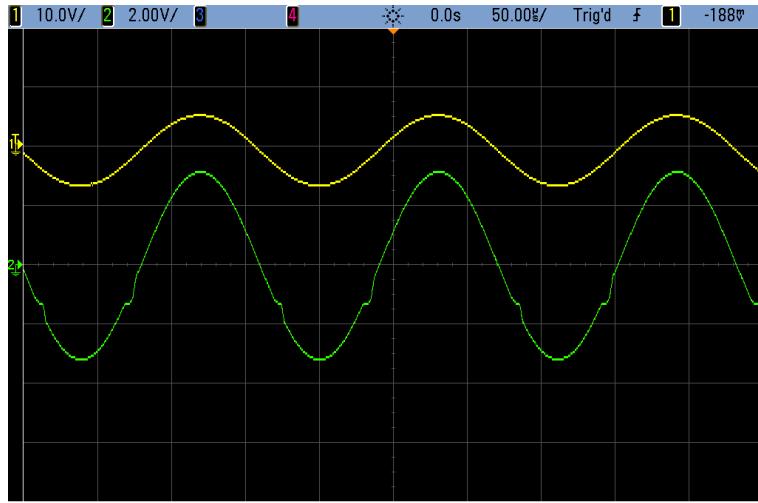


Figure 10: Distorsión de cruce por cero

Fue por ello que se intentó aplicar otra solución, alimentando al amplificador operacional con un rango de tensiones de 0V a 30V. Surge el inconveniente de crear un nuevo punto de referencia del circuito que se encuentre en la mitad de dicho rango, que se solucionó implementando un divisor resistivo. A la salida del mencionado divisor resistivo se conectó un buffer para no cargar al resto del circuito, y se obtuvo así la nueva referencia o tierra. A esto se lo denomina “Fuente Phantom”. A la hora de realizar las mediciones con el osciloscopio, se notó que el circuito no funcionaba como se esperaba. Se descubrió que la tierra de la punta del osciloscopio, que estaba conectada a la nueva referencia de 15V, forzaba a cero dicha tensión porque el osciloscopio seguía conectado a la tierra de la red eléctrica. Luego de numerosos cambios, que incluyen conectar el osciloscopio a un transformador aislador para eliminar ese problema y otros intentos fallidos de conexión, se descartó esta solución.

Finalmente, se optó por incluir una resistencia entre  $V_0$  (la salida del amplificador) y su alimentación negativa. Esta conexión forzaba a que siempre circule corriente por los transistores del integrado del operacional, mitigando el efecto de Crossover, sin afectar al comportamiento del resto del circuito. También se decidió incorporar tres capacitores de desacople entre los pines de alimentación, salida y tierra. Estos capacitores reducían el ruido visto en el osciloscopio ya que filtraban sus componentes de altas frecuencias.

Una vez solucionados los problemas se realizaron las mediciones para obtener los diagramas de bode de los sistemas representados por los tres casos del no inversor, considerando todo lo descrito anteriormente en cuanto a las amplitudes de entrada y efectos alineales. Sus resultados se incluyen en las figuras a continuación.

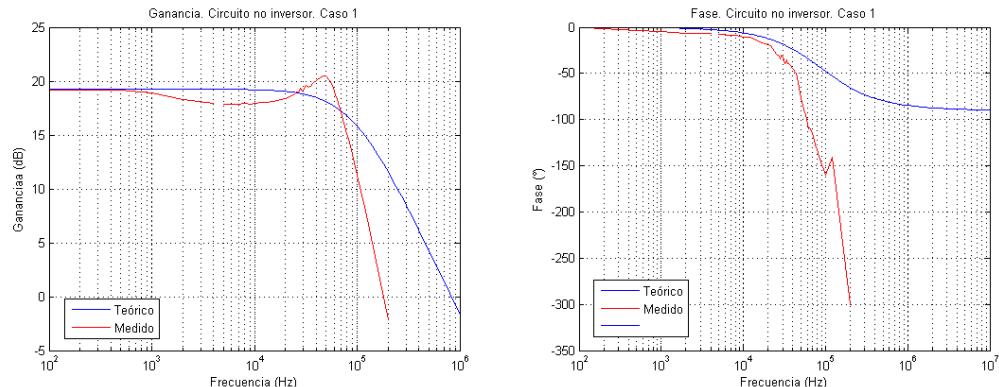


Figure 11: Ganancia y fase teóricos y medidos para el caso 1 del circuito no inversor

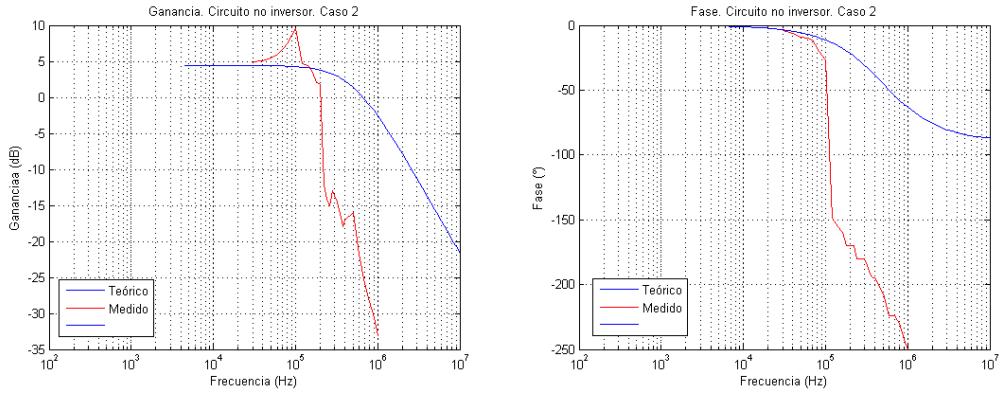


Figure 12: Ganancia y fase teóricos y medidos para el caso 2 del circuito no inversor

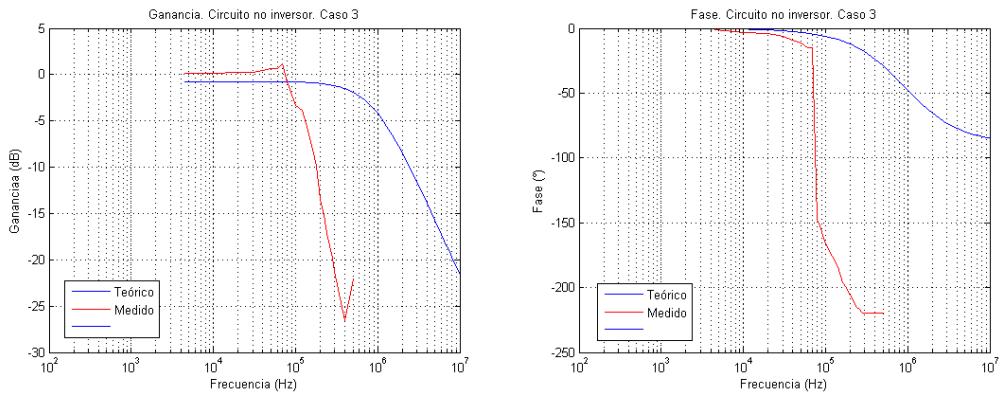


Figure 13: Ganancia y fase teóricos y medidos para el caso 3 del circuito no inversor

Se puede ver en las figuras anteriores que las mediciones no resultaron del todo exactas. Muchos factores pueden afectar a una medición. Se aprecia que los datos medidos difieren más de la teoría en las altas frecuencias, región en la que el ruido era mayor y donde se hacía difícil triggerear la señal, más aún en los casos donde la salida se encontraba atenuada. Los pequeños sobrepicos que se ven en las mediciones de ganancia muestran que el comportamiento del circuito se asemeja a uno de segundo orden a pesar de ser de primer orden. El circuito tenía, como ya se mostró, un polo dominante que sirve para mitigar los efectos de otras singularidades impuestas por el circuito interno del amplificador operacional.

Otra explicación que puede darse acerca de la diferencia entre los valores teóricos y medidos es la de la sensibilidad de los parámetros  $W_p$  y  $A_0$ . Dichos valores, correspondientes al modelo de OpAmp utilizado, eran presentados gráficamente en la hoja de datos, lo que puede introducir errores con respecto a los reales, propios de nuestro integrado y de las condiciones en las que se hicieron las mediciones. Esto, y sumado a la sensibilidad de los parámetros en cuestión, hacen que el polo teórico se desplace con pequeños cambios, explicando la diferencia encontrada entre la teoría y las mediciones.

La abrupta caída en la fase deja en evidencia que el polo se estaba comportando como si fuera de segundo orden, posiblemente debido a efectos de las puntas o capacitancias parásitas introducidas por la placa de pruebas. Tanto en los casos 2 y 3 se puede observar un efecto parecido.

## 2.2 Circuito inversor

Se implementó el circuito de la figura 14. De la misma manera que en la sección anterior, se desea obtener su respuesta en frecuencia evaluando al amplificador operacional como ideal, con  $A_{vol}$  finito, y con su respectiva respuesta en frecuencia, para todos los casos descriptos en la tabla 1. También se puso énfasis en analizar efectos alineales, medir impedancias de entrada y realizar el barrido de continua en la señal de entrada.

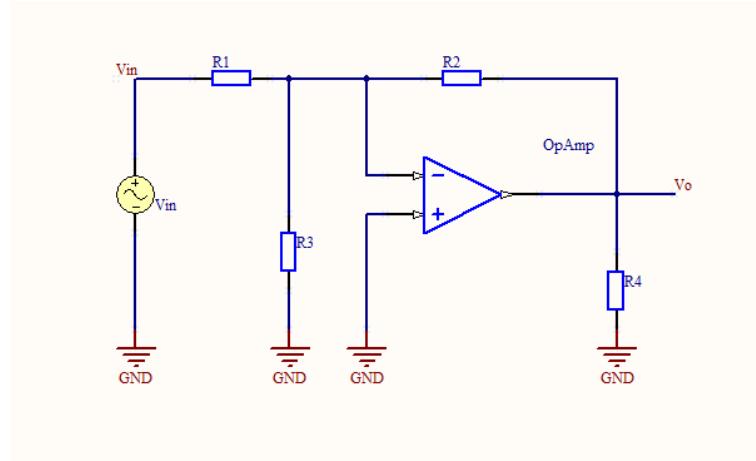


Figure 14: Circuito inverter

### 2.2.1 Función transferencia

A continuación se realiza el análisis de la transferencia del circuito inverter.

$$v_{Out} = A_{vol}(v^+ - v^-)$$

$$v^+ = 0 \quad (GND)$$

$$\therefore v_{Out} = A_{vol}(0 - v^-) \Rightarrow v^- = -\frac{v_{Out}}{A_{vol}} \quad (12)$$

$$\frac{v^-}{R_3} + \frac{v^- - v_{In}}{R_1} + \frac{v^- - v_{Out}}{R_2} = 0$$

$$v^-\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) - \frac{v_{Out}}{R_2} = \frac{v_{In}}{R_1} \quad (13)$$

Agrupando y reemplazando 12 en 13

$$-\frac{v_{Out}}{A_{vol}}\left(\frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_1R_2R_3}\right) - \frac{v_{Out}}{R_2} = \frac{v_{In}}{R_1}$$

Sea  $R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3 = K$

$$\begin{aligned} -v_{Out}\left(\frac{K}{A_{vol}R_1R_2R_3} + \frac{1}{R_2}\right) &= \frac{v_{In}}{R_1} \\ -v_{Out}\left(\frac{K + A_{vol}R_1R_3}{A_{vol}R_1R_2R_3}\right) &= \frac{v_{In}}{R_1} \\ \frac{v_{Out}}{v_{In}} &= H(S) = -\frac{A_{vol}R_2R_3}{K + A_{vol}R_1R_3} \end{aligned} \quad (14)$$

Llegada a esta ecuación, considerando un primer modelo de OpAmp, donde  $A_{vol} \approx \infty$  se llega a la siguiente función Transfrerencia:

$$A_{vol} \approx \infty$$

$$\therefore H(S) = -\frac{R_2}{R_1} \quad (15)$$

Un modelo más adecuado, considerando  $A_{vol} \approx cte$  nos da la siguiente transferencia:

$$A_{vol} \approx cte$$

$$\therefore H(S) = -\frac{A_{vol}R_2R_3}{A_{vol}R_1R_3 + R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} \quad (16)$$

Por último, considerando  $A_{vol} = A(S)$  en función de la frecuencia como un polo simple:

$$\begin{aligned} A(S) &= \frac{A_0}{\frac{S}{\omega_P} + 1} \\ H(S) &= -\frac{\frac{A_0}{\frac{S}{\omega_P} + 1}R_2R_3}{K + \frac{A_0}{\frac{S}{\omega_P} + 1}R_1R_3} \\ H(S) &= -\frac{A_0R_2R_3}{(\frac{S}{\omega_P} + 1)K + A_0R_1R_3} \\ H(S) &= -\frac{A_0R_2R_3}{\frac{SK}{\omega_P} + K + A_0R_1R_3} \\ H(S) &= -\frac{\frac{A_0R_2R_3}{A_0R_1R_3 + K}}{\frac{S}{\omega_P \frac{(A_0R_1R_3 + K)}{K}} + 1} \end{aligned}$$

La Transferencia puede expresarse como un polo simple de forma:

$$H(S) = \frac{G}{\frac{S}{\omega_P} + 1} \quad (17)$$

donde

$$\begin{aligned} G &= -\frac{A_0R_2R_3}{A_0R_1R_3 + R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} \underset{A \rightarrow \infty}{\approx} -\frac{R_2}{R_1} \\ \omega'_P &= \omega_P \frac{A_0R_1R_3 + R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} \end{aligned}$$

Si se reemplazan los valores de las resistencias y los parámetros  $A_0$  y  $\omega'_P$  por los proporcionados en la hoja de datos, la ganancia y la frecuencia de corte del sistema dan como resultado lo que se expone en la tabla 4.

	Ganancia	Ganancia (dB)	Polo (Hz)
Caso 1	-10	20	47621
Caso 2	-1	0	333335
Caso 3	-0,1	-20	833335

Table 4: Ganancia y polo para los distintos casos del circuito inversor

En estos casos ocurrirá que la primer configuración invertirá la señal (la negará, la desfasará 180 grados) y la amplificará diez veces. En el segundo caso la ganancia es unitaria, por lo que se espera que la amplitud de salida sea igual que la de la entrada, pero realizando una inversión. El caso tres atenúa diez veces la señal de entrada.

Se incluyen los gráficos de las funciones transferencia calculadas, superponiendo con el caso ideal.

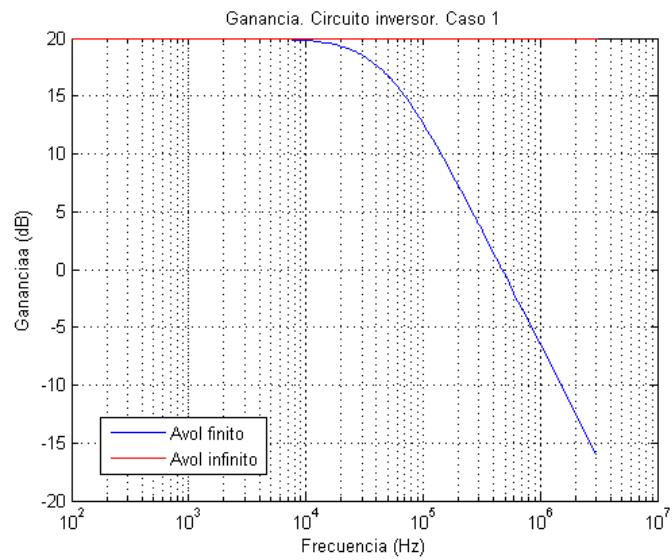


Figure 15: Comparación con el caso ideal y el no ideal. Caso 1

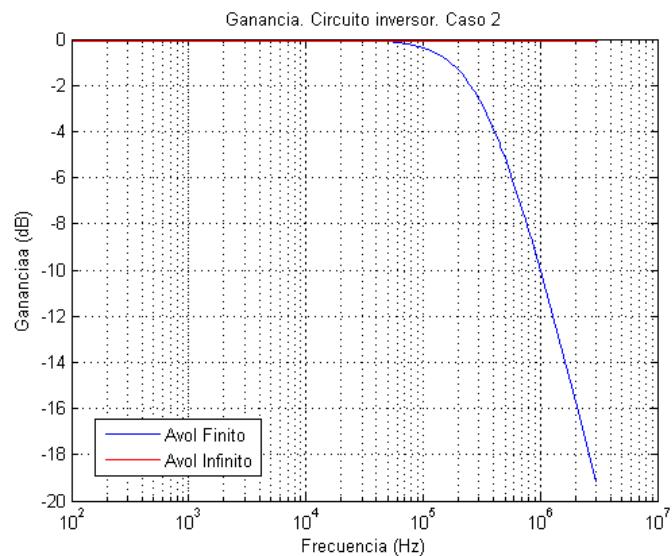


Figure 16: Comparación con el caso ideal y el no ideal. Caso 2

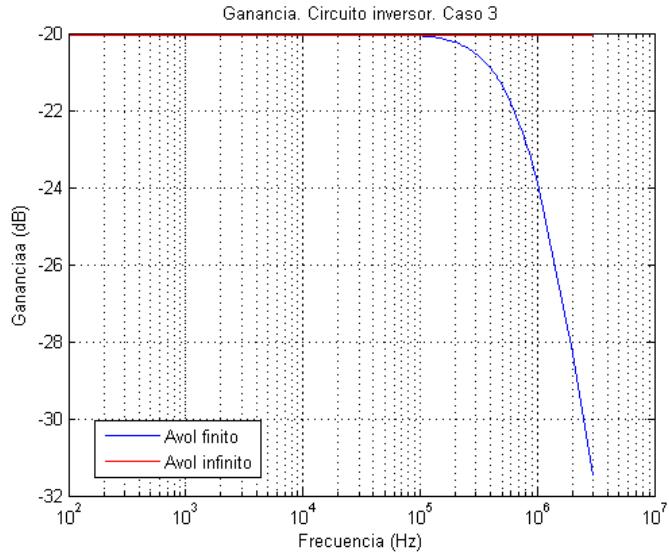


Figure 17: Comparación con el caso ideal y el no ideal. Caso 3

Repitiendo los mismos cálculos que en la sección anterior, se muestra el error relativo del caso tres del circuito inversor en la figura 18. De la misma manera, se aprecia como el error relativo se torna creciente luego de la frecuencia de corte.

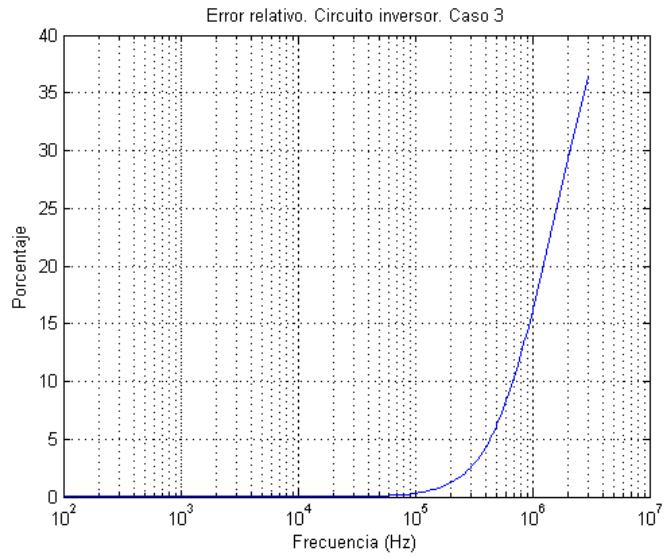


Figure 18: Error relativo. Caso 3

### 2.2.2 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada vista por la fuente de alimentación es:

$$Z_{In} = \frac{v_{In}}{I_{In}}$$

donde

$$I_{In} = \frac{v_{In} - v^-}{R_1} \quad (18)$$

Reemplazando esta expresión en 13:

$$\frac{v^-}{R_3} - I_{In} + \frac{v^- - v_{Out}}{R_2} = 0$$

$$I_{In} = v^- \frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3} - v_{Out}$$

Reemplazando 12 en esta expresión:

$$I_{In} = v^- \frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3} + v^- A_{vol}$$

$$I_{In} = v^- \frac{A_{vol} R_2 R_3 + R_2 + R_3}{R_2 R_3}$$

$$v^- = I_{In} \frac{R_2 R_3}{A_{vol} R_2 R_3 + R_2 + R_3}$$

Volviendo a la ecuación 18:

$$I_{In} R_1 = v_{In} - I_{In} \frac{R_2 R_3}{A_{vol} R_2 R_3 + R_2 + R_3}$$

$$\frac{v_{In}}{I_{In}} = R_1 + \frac{R_2 R_3}{A_{vol} R_2 R_3 + R_2 + R_3}$$

$$Z_{In} = \frac{A_{vol} R_1 R_2 + R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{A_{vol} R_3 + R_2 + R_3}$$

Sea  $R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3 = K$  y considerando nuevamente  $A_{vol} = A(S)$  en función de la frecuencia como un polo simple:

$$\begin{aligned} A(S) &= \frac{A_0}{\frac{S}{\omega_P} + 1} \\ Z_{In} &= \frac{\frac{A_0}{\frac{S}{\omega_P} + 1} R_1 R_2 + K}{\frac{A_0}{\frac{S}{\omega_P} + 1} R_3 + R_2 + R_3} \\ Z_{In} &= \frac{A_0 R_1 R_2 + (\frac{S}{\omega_P} + 1) K}{A_0 R_3 + (\frac{S}{\omega_P} + 1)(R_2 + R_3)} \\ Z_{In} &= \frac{S \frac{K}{\omega_P} + A_0 R_1 R_2 + K}{S \frac{R_2 + R_3}{\omega_P} + A_0 R_3 + R_2 + R_3} \\ Z_{In} &= \frac{A_0 R_1 R_2 + K}{A_0 R_3 + R_2 + R_3} \frac{S \frac{K}{\omega_P(K + A_0 R_1 R_2)} + 1}{S \frac{R_2 + R_3}{\omega_P(A_0 R_3 + R_2 + R_3)} + 1} \\ Z_{In} &= Z_0 \frac{\frac{S}{\omega_1} + 1}{\frac{S}{\omega_2} + 1} \end{aligned} \tag{19}$$

donde

$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{A_0 R_1 R_2 + R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{A_0 R_3 + R_2 + R_3} \underset{A \rightarrow \infty}{\approx} \frac{R_1 R_2}{R_3} \\ \omega_1 &= \omega_P \frac{A_0 R_1 R_2 + R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \\ \omega_2 &= \omega_P \frac{A_0 R_3 + R_2 + R_3}{R_2 + R_3} \end{aligned}$$

Los gráficos y mediciones relacionados a la impedancia de entrada se encuentran en la figura 19. En rojo se muestran los datos medidos, mientras que en azul, los teóricos.

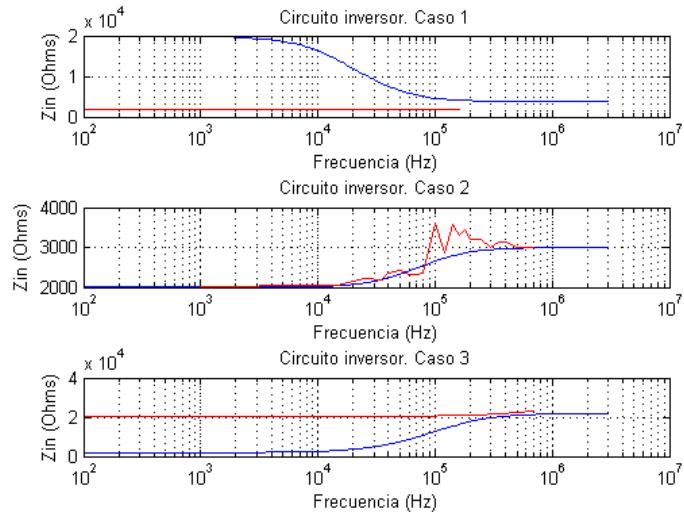


Figure 19: Impedancia de entrada del circuito inversor.

Los valores medidos no se aproximan a los calculados. Posiblemente errores de medición, efectos de las puntas o capacitancias parásitas hayan afectado a los valores. No se tuvo en cuenta a la fase de la impedancia de entrada, lo que supone un error ya que evidentemente, observando los pasos matemáticos aplicados con anterioridad, se trata de un valor complejo.

### 2.2.3 Observaciones sobre los elementos del circuito

Se procede a estudiar qué sucedería si la resistencia  $R_3$  fuese cero. Siguiendo la figura 14, si  $R_3$  vale cero, ambos terminales de entrada del amplificador operacional quedarán conectados a tierra. De esta manera se “pasivan” los efectos que éste tenía en el circuito.  $R_4$  tiene el papel de resistencia de carga. Se puede ver en la expresión de la función transferencia (ecuación 17) que la ganancia y su polo son independientes del valor de  $R_4$ . Esta resistencia limita la corriente de salida del amplificador operacional.

### 2.2.4 DC Sweep

De manera análoga a lo realizado para el circuito no inversor, se procedió a hacer un DC Sweep en el inversor para una señal de continua en la entrada, para tensiones de  $\pm 15V$  proporcionadas por una fuente variable de tensión. Se utilizó el mismo amplificador operacional y el mismo conexionado de sus pines, para afectar en la menor medida posible las distintas mediciones. La figura 20 incluye las tres mediciones correspondientes a los tres casos con valores de resistencias diferentes.

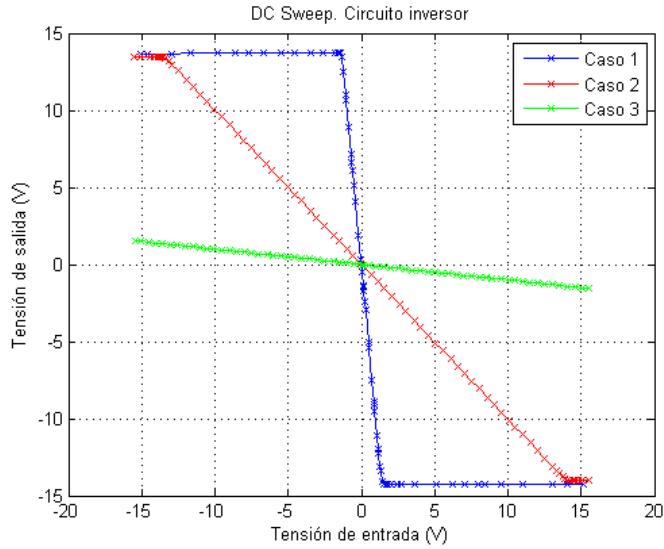


Figure 20: DC Sweep circuito inversor

Los datos arrojan resultados muy similares a los vistos anteriormente. Las ganancias para cada una de las configuraciones se corresponden con los cálculos matemáticos analizados, cuyos resultados se expusieron en la tabla 4. La diferencia con respecto al circuito no inversor es que las pendientes de las rectas que muestran la amplificación (o atenuación) son negativas, hecho que afirma que el circuito y el OpAmp estaban en una conexión inversora. Se aprecia también la saturación por tensión del amplificador operacional cuando la tensión de entrada es tal que su amplificación llegue cerca de los 15 volts en módulo. Es allí cuando se deja de amplificar y la tensión de salida deja de crecer. Por esto se concluye que el circuito no se comporta linealmente para todos los valores de tensiones de entrada.

La simulación del caso 1 arrojó los siguientes resultados, que se corresponden con los medidas:

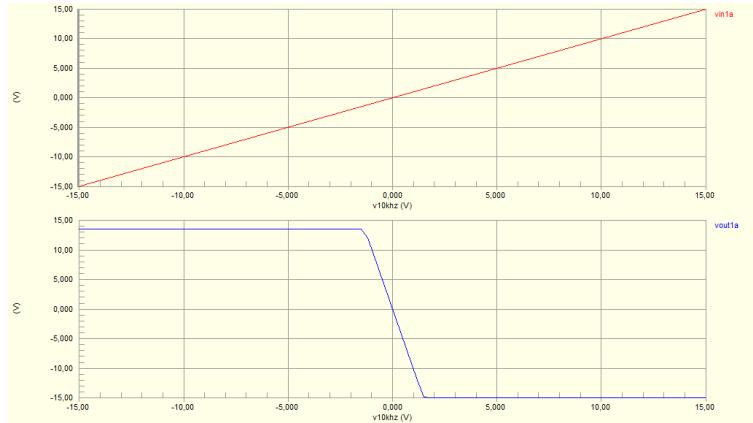


Figure 21: Simulación. Caso 1, circuito inversor. DC Sweep

### 2.2.5 Slew Rate

Es muy importante tener en cuenta el efecto de slew rate a la hora de realizar las mediciones ya que es un comportamiento alineal no deseado, que modifica la salida con respecto a la entrada. Se midió experimentalmente el slew rate para obtener un valor más ajustado al OpAmp utilizado. Los resultados se muestran en la tabla 5.

	Slew Rate de hoja de datos	Slew rate medido
Caso 1 y 2	500000 V/seg	282080 V/seg
Caso 3	500000 V/seg	276616 V/seg

Table 5: Medición del slew rate. Circuito inversor

Se calculó la máxima tensión pico a pico (en volts) en la que no se presenta efecto de slew rate (figura 22). La escala del gráfico es logarítmica.

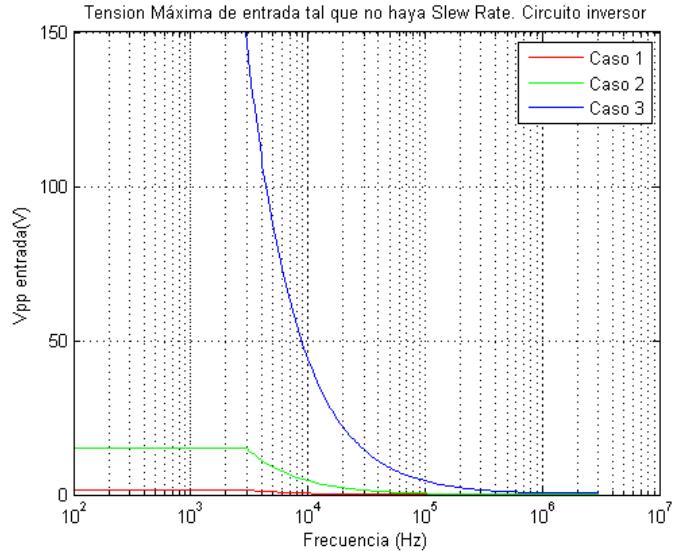


Figure 22: Tensión máxima de entrada tal que no haya slew rate. Circuito inversor

Cabe señalar que para los valores altos de tensión del gráfico en realidad el amplificador saturaría si se lo alimenta con  $\pm 15V$ . Debe analizarse qué ocurre primero, si es alguna saturación o el slew rate para poder elegir la mejor amplitud de entrada para realizar una medición. En definitiva la figura muestra el  $V_{in}$  máximo tal que el circuito se comporte linealmente. Si se seleccionan amplitudes mayores a las recomendadas, o se trabaja con poco margen con respecto al máximo, se pueden hacer mediciones en condiciones alineales y obtener datos erróneos. En las mediciones de laboratorio para el presente informe se aplicó una tensión con, al menos, un diez por ciento de margen de seguridad con respecto al máximo.

### 2.2.6 Medición del bode

Las mediciones correspondientes para obtener los diagramas de bode de los tres casos del circuito inversor se realizaron teniendo en cuenta los comentarios anteriores relacionados a los fenómenos alineales, de distorsión de curva por cero, entre otros. El rango de frecuencias elegido fue una década antes y una década después del polo calculado. La superposición de los cálculos teóricos y de las mediciones se muestran en los gráficos desde la figura 23 a la figura 25.

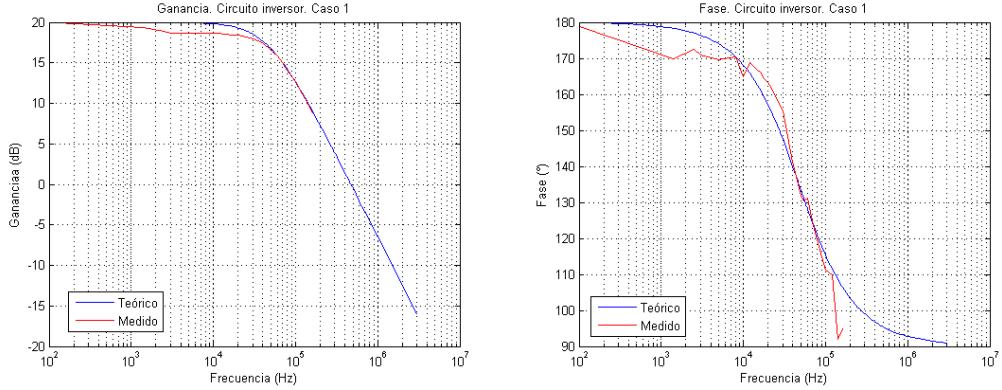


Figure 23: Ganancia y fase teóricos y medidos para el caso 1 del circuito inversor

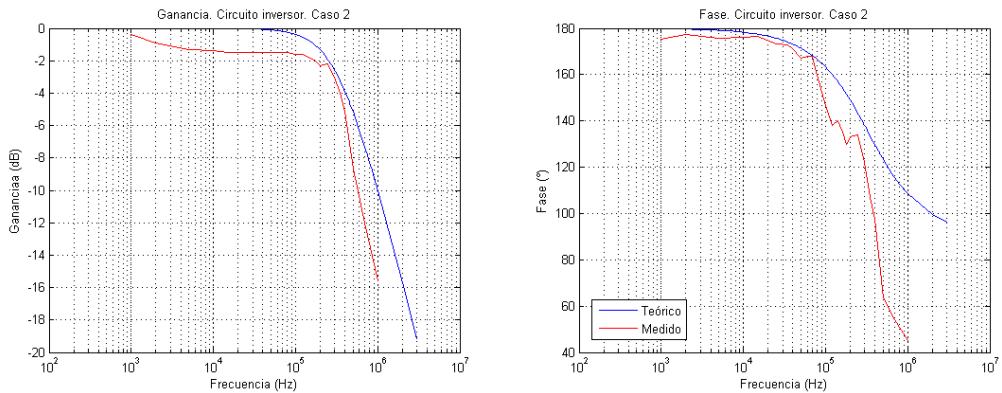


Figure 24: Ganancia y fase teóricos y medidos para el caso 2 del circuito inversor

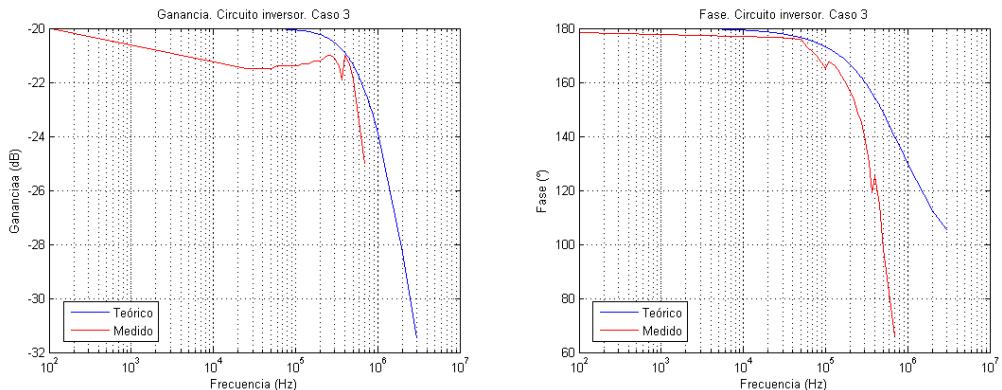


Figure 25: Ganancia y fase teóricos y medidos para el caso 3 del circuito inversor

Las mediciones aproximan a los datos teóricos. Se deben considerar los efectos de error en la medición, las propias modificaciones que se le hacen al circuito por el simple hecho de medir, ruido, etcétera. A altas frecuencias se tornaba muy difícil triggerear la señal ya que esta se encontraba muy atenuada o con mucho ruido, tanto para la salida como para su entrada, ya que esta debía ser de pequeña amplitud para que no haya slew rate. Esto pudo haber introducido más error en las mediciones. Otro efecto no esperado que se vio en las mediciones son las curvas decrecientes antes del polo. En los tres casos de medición se observó este efecto. Una posible causa en un error sistemático en las mediciones. Sin embargo siempre se tuvo cuidado de no exceder la amplitud máxima tal que no haya slew rate, y que el osciloscopio muestre toda la señal en su modo normal, para luego cambiar a modo High Resolution y medir. El hecho de que la fase caiga tan abruptamente deja en evidencia que había más polos en

el circuito, posiblemente impuestos por la misma punta del osciloscopio o capacitancias parásitas de la placa de pruebas.

### 2.3 Conclusiones

Se puede concluir que los amplificadores operacionales se comportan como circuitos pasabajos en su rango de trabajo. Es muy importante considerar los efectos alineales, como la saturación por tensión, por corriente, slew rate, distorsión por crossover, y más. Fue debido a estos efectos, y a otros como las capacitancias parásitas de la placa de pruebas, y a posibles errores sistemáticos al usar el instrumental, que las mediciones no se acercaron a la teoría en todos los casos.

### 2.4 Observaciones

Previo a la implementación de los circuitos y a las mediciones, se realizaron las simulaciones de todos los cálculos en el programa Altium Designer. Se utilizó el modelo de Spice que se provee el fabricante del amplificador operacional. A modo de ejemplo, se incluye a continuación la simulación de la respuesta en frecuencia del caso 1 del circuito inversor y del DC Sweep. Se concluyó que la simulación concuerda con lo calculado.

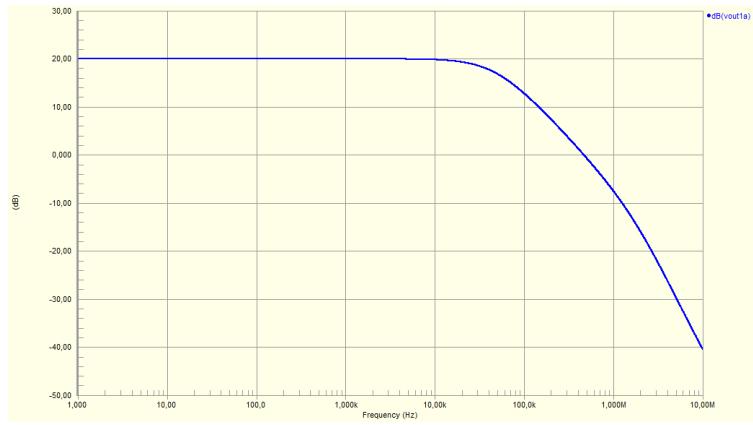


Figure 26: Simulación. Caso 1, circuito inversor. Ganancia

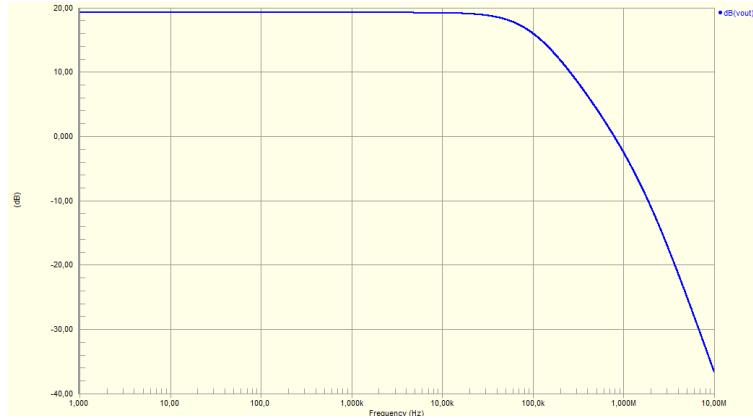


Figure 27: Simulación. Caso 1, circuito no inversor. Ganancia

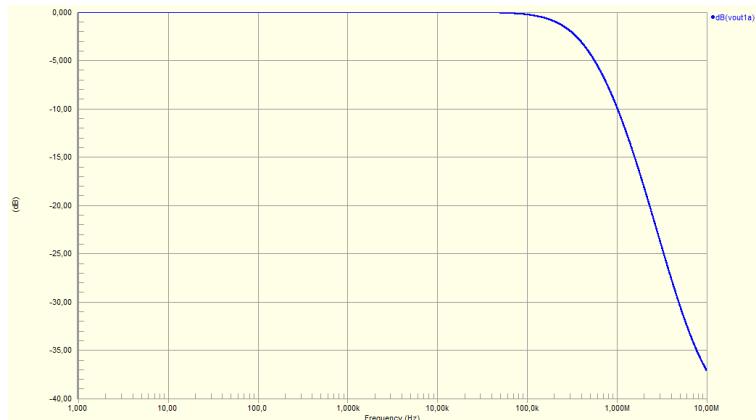


Figure 28: Simulación. Caso 2, circuito inversor



Figure 29: Simulación. Caso 2, circuito no inversor



Figure 30: Simulación. Caso 3, circuito inversor

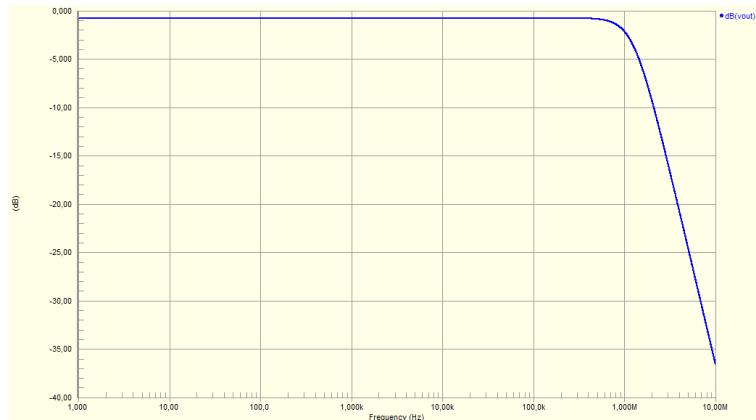


Figure 31: Simulación, caso 3. Circuito no inversor

### 3 Caracterización de Amplificadores Operacionales

En esta sección se analizarán dos integrados distintos con el fin de caracterizar ciertas propiedades de los mismos y a su vez explicar para qué tipo de aplicación se podrían utilizar cada uno de ellos. Los integrados que se analizarán son los siguientes:

**NE5534** Fabricante: Philips.

**LM833** Fabricante: ON semiconductors.

#### 3.1 Introducción teórica

Para realizar la caracterización mencionada se introdujeron ambos operacionales en el siguiente circuito de medición:

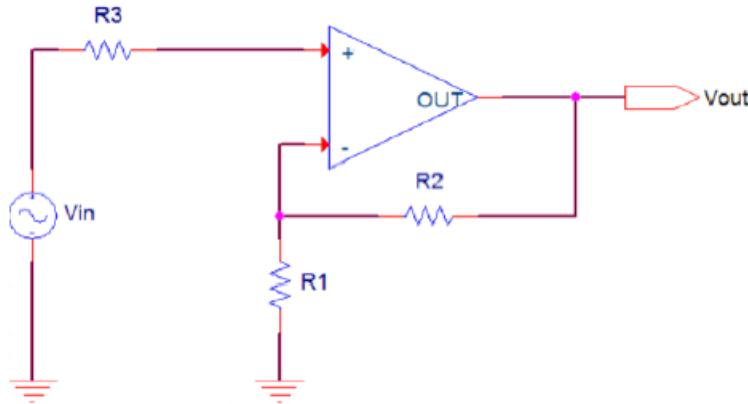


Figure 32: Circuito para caracterización de amplificadores operacionales

Los valores resistivos que se utilizaron fueron:  $R_1 = 1k\Omega$ ,  $R_2 = 80k\Omega$  y  $R_3 = 120k\Omega$ . Lo que se buscó analizar experimentalmente fueron la respuesta en frecuencia del circuito y la impedancia de entrada vista por el generador (el cual en la figura se encuentra representado por  $V_{in}$ ). Se procederá a hallar la respuesta en frecuencia y la impedancia de entrada  $Z_{in}$  de manera teórica.

##### 3.1.1 Respuesta en Frecuencia

El hallazgo de la respuesta en frecuencia se realizará tomando 3 modelos para el amplificador operacional, los cuales son con  $A_{vol}$  infinito, real y por último considerando cómo varía al variar la frecuencia (polo dominante).

$$V_o = A_{vol} (V^+ - V^-) \quad (20)$$

Como (teóricamente) no circula corriente por dentro del operacional entre las terminales de entrada del mismo, se tiene:

$$V_{in} = V^+ \quad (21)$$

Con un divisor resistivo se obtiene la siguiente ecuación:

$$V_o = \frac{V^- (R_2 + R_1)}{R_1} \quad (22)$$

Reemplazando en 20:

$$\begin{aligned} \frac{A_{vol}V^+}{R_2 + R_1} &= \frac{V^-}{R_1} + \frac{A_{vol}V^-}{R_2 + R_1} \\ \frac{A_{vol}V^+}{R_2 + R_1} &= V^- \left( \frac{R_2 + R_1 + R_1 A_{vol}}{R_1 (R_2 + R_1)} \right) \end{aligned}$$

$$V^+ = V^- \left( \frac{R_2 + R_1 + R_1 A_{vol}}{R_1 A_{vol}} \right) \quad (23)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones 21, 22 y 23:

$$\frac{V_o}{R_2 + R_1} = \frac{V_{in} A_{vol}}{R_2 + R_1 + A_{vol} R_1}$$

Obteniéndose de esta manera:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{A_{vol} (R_2 + R_1)}{R_2 + R_1 + A_{vol} R_1} \quad (24)$$

La ecuación número 24 representa la ganancia para  $A_{vol}$  real. Si se quiere buscar la ganancia del circuito para un valor ideal del  $A_{vol}$  se obtiene:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (25)$$

Donde se tomó  $A_{vol} \rightarrow \infty$ . Se puede observar que el circuito es un circuito no inversor de ganancia 25. Por último se toma el modelo de operacional donde se toma en cuenta la respuesta en frecuencia del  $A_{vol}$ . Reemplazando en la ecuación 24:

$$H(s) = \frac{\frac{A_o}{\omega_p} (R_2 + R_1)}{R_2 + R_1 + \frac{A_o}{\omega_p} R_1}$$

Despejando los valores para normalizar la ecuación se llega a la expresión:

$$H(s) = \frac{A_o (R_2 + R_1)}{R_2 + R_1 + A_o R_1} \left( \frac{1}{\frac{s(R_2 + R_1)}{\omega_p (R_2 + R_1 + A_o R_1)} + 1} \right)$$

Para simplificar la notación se reescribirá la respuesta en frecuencia de la siguiente manera:

$$H(s) = G_{real} \frac{1}{\frac{s}{\omega_{pc}} + 1} \quad (26)$$

Donde  $G_{real}$  representa la ganancia para  $A_{vol}$  real obtenida en la ecuación 24. Y donde  $\omega_{pc}$  representa la frecuencia en la que se encuentra el polo del circuito.

$$\omega_{pc} = \frac{\omega_p (R_2 + R_1 + A_o R_1)}{(R_2 + R_1)}$$

Trabajando en la expresión se puede llegar también a:

$$\omega_{pc} = \omega_p \left( 1 + \frac{A_o}{G_{ideal}} \right)$$

Con  $G_{ideal}$  siendo la ganancia que se obtuvo en la ecuación 25. Una relación importante que será útil más adelante en el momento de analizar los resultados es la siguiente:

$$A_o \omega_p = G_{real} \omega_{pc} = GBP \quad (27)$$

Donde  $GBP$  representa el *Gain-Bandwidth product* y el mismo es característico de cada operacional y por ende las respuestas en frecuencia para cada uno de los integrados será distinta experimental y teóricamente.

El problema que surge con este análisis es no haber tenido en cuenta los valores de la resistencias que fueron elegidas para armar el circuito. La suposición 21 se hace a partir de que se desprecia el valor de la corriente que circulará por dentro del operacional. El valor resistivo que se tiene en  $R_3$  es de  $120k\Omega$ , el mismo es comparable con las resistencias de entrada que se tienen para ambos integrados. En el caso del LM833 la resistencia interna que posee el mismo entre las terminales  $V^+$  y  $V^-$  según el fabricante es de  $175k\Omega$  y en el otro operacional utilizado, el NE5534, esta resistencia tiene un valor de  $100k\Omega$  (es el valor típico que el fabricante menciona). En el caso de la impedancia de entrada será necesario el análisis de la influencia de dicha resistencia y se abordará el problema

desde lo teórico. Los efectos que se producen en cada uno de los Op-Amp debido a las resistencias elegidas serán analizados en la sección resultados.

Un aspecto importante a mencionar que puede distorsionar la medición de la respuesta en frecuencia son las capacitancias parásitas que poseen tanto el operacional y los objetos con los que se realiza la medición. En el caso de la punta del osciloscopio utilizada para medir la  $V_{out}$  en su modo de atenuación x10 la misma tiene un valor capacitivo del orden de los  $10 - 15\text{pF}$ . Teniendo en cuenta también el valor del capacitor interno que tiene el osciloscopio el cual ronda un valor de  $14\text{pF}$  y los valores de capacitancia aportados por la protoboard (donde se monta el circuito a medir) pueden los mismos modificar la medición de manera importante. Un análisis más profundo de dicha complicación introducida por el valor resistivo de  $R_3$ .

### 3.1.2 Impedancia de entrada

Como se analizó previamente, para hacer un análisis completo y detallado de la impedancia de entrada se deberá recurrir a una modelización del Op-Amp diferente a aquella analizada al hallar la respuesta en frecuencia. El mismo se muestra detallado en la siguiente figura:

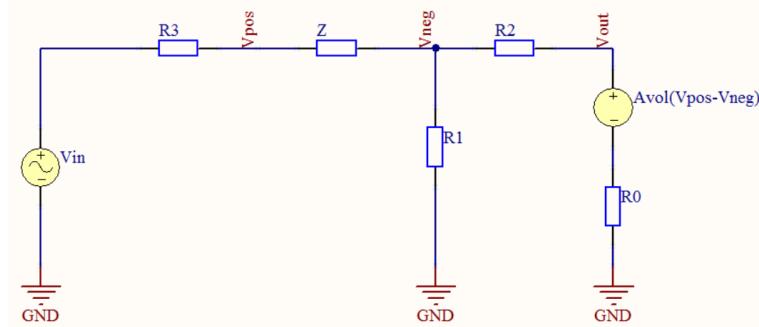


Figure 33: Circuito equivalente para el Op-Amp teniendo en cuenta impedancias de entrada y salida no ideales

Donde  $R_o$  representa la impedancia de salida del operacional y  $Z$  representa la impedancia de entrada. Se plantean entonces las siguientes ecuaciones (teniendo en cuenta que  $V_{pos}$  es  $V^+$  y  $V_{neg}$  es  $V^-$ )

$$\begin{aligned} \frac{V^+ - V_{in}}{R_3} + \frac{V^+ - V^-}{Z} &= 0 \\ \frac{V^- - V^+}{Z} + \frac{V^-}{R_1} + \frac{V^- - V_o}{R_2} &= 0 \\ \frac{V_o - A_{vol}(V^+ - V^-)}{R_o} + \frac{V_o - V^-}{R_2} &= 0 \end{aligned} \quad (28)$$

Con estas ecuaciones el despeje matemático es muy arduo y no aporta ninguna información relevante para el lector. El mismo no se encará en esta sección pero puede ser consultado en el material bibliográfico adicional especificado. A continuación se procederá a indicar la expresión de la impedancia de entrada que se obtiene luego de los pasos algebraicos mencionados:

$$Z_{in} = R_3 + \left[ \frac{(R_2 + R_o)(Z + R_1) + (1 + A_{vol})R_1Z}{R_2 + R_o + R_1} \right] \quad (29)$$

En el caso de que el operacional fuese ideal, es decir  $A_{vol} \rightarrow \infty$ , el valor de  $Z_{in}$  se torna infinitamente grande. Si se utiliza la idea del polo dominante y se expresa  $A_{vol}$  convenientemente se obtiene la siguiente expresión para la impedancia de entrada que varía con respecto a la frecuencia.

$$Z_{in}(s) = R_3 + \frac{(K_1 + A_o R_1 Z) \left( \frac{s K_1}{\omega_p (K_1 + A_o R_1 Z)} + 1 \right)}{\frac{s K_2}{\omega_p} + 1} \quad (30)$$

Donde

$$K_1 = (R_2 + R_o)(Z + R_1) + R_1 Z$$

y

$$K_2 = R_2 + R_o + R_1$$

### 3.2 Métodos de medición

Para la medición de la impedancia de entrada se utilizó una forma similar a la sección anterior. En el caso específico de esta sección y para visualizarlo de una manera más simple se propone una simplificación del circuito de la siguiente manera:

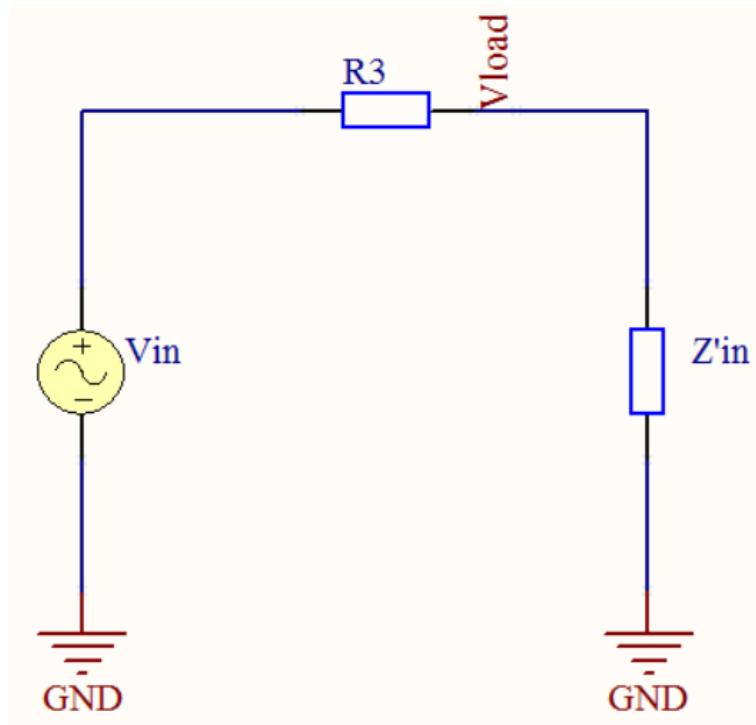


Figure 34: Medición impedancia de entrada

Se modela el circuito de la figura 32 a partir de  $V^+$  como una  $Z'_{in}$ . Por ende la  $Z_{in}$  que se desea obtener es  $Z_{in} = Z'_{in} + R_3$  y para ello se propone un divisor resistivo que es el que se muestra a continuación:

$$\frac{V_{in}}{Z'_{in} + R_3} = \frac{V_l}{Z'_{in}}$$

Con  $V_l$  representando la tensión luego de la resistencia  $R_3$  respecto de la tierra. Despejando se llega a una expresión que fue la utilizada para el cálculo de la impedancia de entrada del circuito:

$$Z_{in} = R_3 + \frac{V_l R_3}{V_{in} - V_l} \quad (31)$$

Es útil observar que los valores que se encuentran en la fórmula 31, es decir los valores de los que  $Z_{in}$  depende son todos medibles experimentalmente y de forma directa. La forma en la que se obtiene la impedancia de entrada sirve simplemente para sacar el módulo de la impedancia de entrada y por ende no se realizó la medición de la fase de la misma. A pesar de que esta medición resulta de vital importancia para describir la impedancia de entrada, pueden sacarse conclusiones sobre la misma observando la fase de la respuesta en frecuencia y es lo que se hará en esta sección.

En el caso de la medición de la respuesta en frecuencia se optó simplemente por la medición directa de las tensiones de entrada y salida del circuito mediante el uso del osciloscopio. Con dicho dispositivo se fueron obteniendo y comparando estos valores para ver la relación de amplitudes a la entrada y salida habiendo excitado al circuito con senoidales.

Las amplitudes de las senoidales utilizadas para medir la respuesta en frecuencia e impedancia de entrada fueron variando dependiendo del integrador utilizado. La razón de esta decisión es que cada uno de los integradores tiene su propio *Slew Rate* y por ende la saturación que generan para distintas frecuencias a la salida de los mismos dependen de dicho valor mediante la siguiente ecuación:  $SR \geq \omega A_{out}$  donde  $\omega$  representa la frecuencia de la señal de entrada y  $A_{out}$  la amplitud de la señal a la salida del operacional. Los motivos de utilización de las respectivas amplitudes en el caso de cada integrador será analizado más en detalle en la sección de resultados de cada operacional.

### 3.3 Resultados LM833

Antes de comenzar a analizar los resultados de las mediciones para este operacional resulta adecuado mencionar sus características más importantes (además de su ya mencionada resistencia de entrada). Todos los valores suministrados fueron tomados de la hoja de datos del fabricante.

- $R_o = 37\Omega$  mientras que  $Z = 175k\Omega$ . Además de dicha impedancia de entrada, el fabricante hace mención de una *Differential Input Capacitance* que es el valor capacitivo que se tienen en paralelo ademas del valor de  $Z$  dicho valor es de  $C_{id} = 12pF$  y es de vital importancia en el análisis de la medición de la respuesta en frecuencia.
- $GBP = 10 - 16MHz$  el valor del *Gain-Bandwidth product* es entregado por el fabricante con un valor típico y a su vez un valor mínimo. Claro está que un peor valor para el GBP hace al operacional peor, o mejor dicho, menos útil si se quiere tener una ganancia alta a un gran rango de frecuencias.
- $I_b = 300 - 750nA$  este valor se conoce como *Input Biased Current* y la razón por la cual se menciona será mostrada en breve. Al igual que el GBP se proporcionan un valor típico y para el caso de  $I_b$  un valor máximo.
- Slew Rate=  $7 - 7.8V/\mu s$
- Open Loop Gain  $A_o = 104dB$ . De manera análoga  $A_o = 40, 34$  veces.
- El integrado utilizado contiene dos operacionales y no ofrece manera de añadir un capacitor de compensación para ninguno de ambos.

Previo al análisis de la respuesta en frecuencia y la impedancia de entrada del circuito al utilizar el operacional LM833, se explicará la razón por la cual se proporciona el dato de la corriente *Biased*. Al realizar las mediciones e ir analizando los resultados de las mismas comenzó a surgir que en la señal de salida se presentaba un offset. Es decir, a la salida del operacional no sólo amplificaba la señal al valor que debía sino que introducía un offset el cual no se esperaba con la modelización teórica propuesta. Resulta conveniente para el análisis de la existencia del offset recurrir a una gráfica que lo muestre de manera más clara:

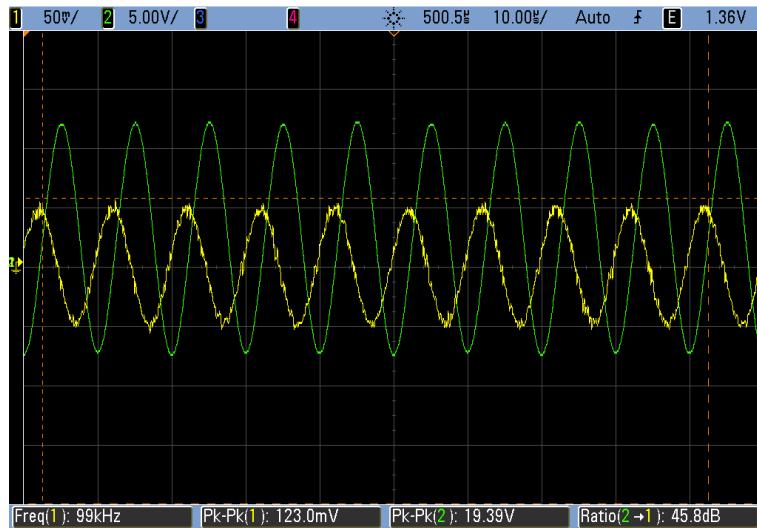


Figure 35: Offset para señal de entrada de 100KHz

Puede observarse de la pantalla del osciloscopio donde se tomaron los datos que la señal de salida (la que se encuentra amplificada en color verde) presenta cierto offset con respecto a la señal de entrada tal como se mencionó previamente. En otras palabras, el valor medio de la señal de salida no es 0V ya que la misma se encuentra elevada por una tensión continua respecto de la tierra generando que se modifique dicho valor medio. Una de las razones de la aparición de dicho fenómeno y de que el mismo sea tan evidente es el valor resistivo que se tomó para la resistencia  $R_3$ . El valor mismo es comparable con la resistencia de entrada del operacional utilizado. Al ser comparables no se puede despreciar la corriente que circula por dentro del Op-Amp. Justamente el valor de la *Input Biased Current* mencionado previamente es el valor que influencia este error a la salida. Cualquier corriente que circula por el input del Op-Amp causará un voltage que será un error que se tendrá entre la señal real y lo que verá el operacional.

Para obtener en valores numéricos aproximadamente el valor de dicho offset a la salida se puede realizar el siguiente cálculo:  $I_bR_3 = 0.036V$ . Este valor de offset parece insignificante con respecto a lo que se ve en la gráfica presentada, pero en verdad el offset visto a la salida es este mismo amplificado por la ganancia del circuito. Resulta útil recordar que la ganancia del mismo fue vista en la ecuación 25 y que para los valores elegidos tiene un valor de 81 veces. Por ende el valor del offset en este caso es de  $2.916V$ , que es aproximadamente el valor que se observa en la gráfica (obsérvese que la escala vertical de la señal de salida se encuentra en  $5V/división$ ). Como se analizó en la introducción teórica, el valor de la ganancia no es constante para todos los valores y por ende para frecuencias más grandes el offset que se observa se torna progresivamente más pequeño ya que la amplificación del mismo por parte del circuito, es menor. Dicho resultado puede verse en la siguiente gráfica (nótese que las escalas verticales utilizadas son diferentes :

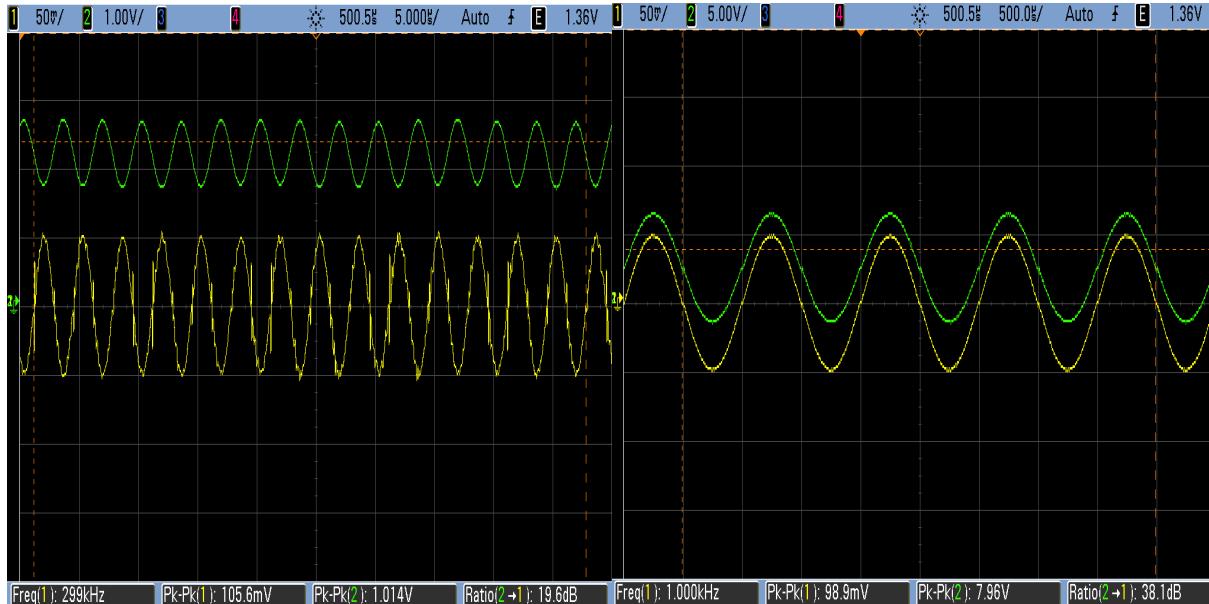
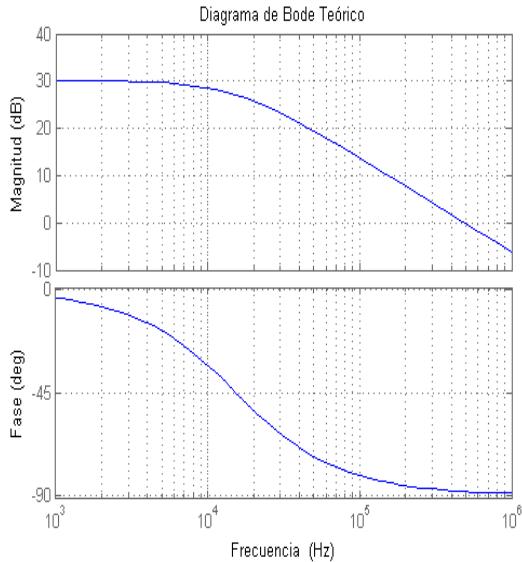


Figure 36: Comparación del offset para 1KHz y 300KHz

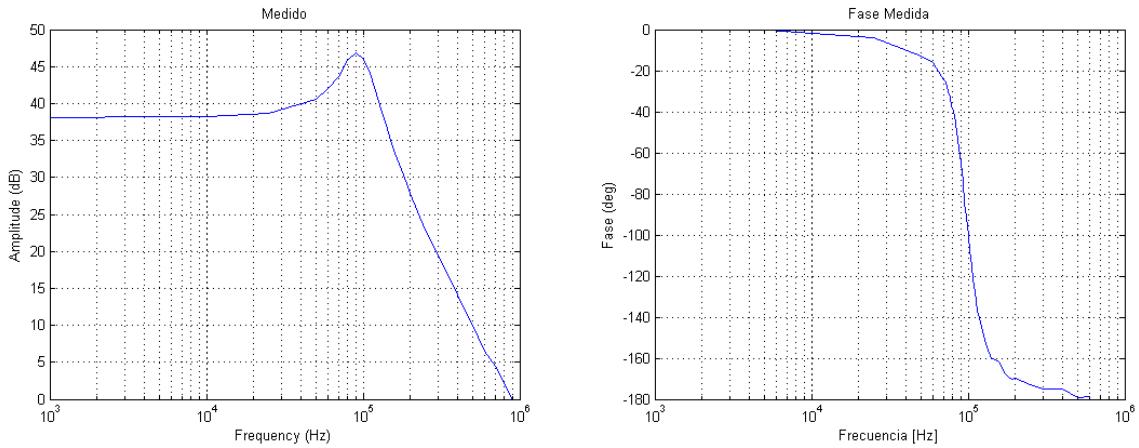
La importancia del análisis del offset que se realiza en el comienzo es que el mismo afecta de manera importante la elección de la amplitud para la senoidal de entrada en la medición de la respuesta en frecuencia. La razón de ello es por la saturación debido al rango efectivo en el que trabaja el operacional y el Slew Rate por el cual se ven afectados el Op-Amp real. Si el mismo satura la señal de salida para valores mayores a  $V_{cc}$  y  $-V_{cc}$  (no exactamente  $V_{cc}$  ya que existe un voltaje de saturación previo a estos valores máximos) , no lo hace para una señal senoidal de  $(2V_{cc} - 2V_{saturación})$  de amplitud (pico a pico y centrada en 0V). Sin embargo si se tiene en cuenta el offset introducido por el operacional, la señal será una senoidal de la misma amplitud pico a pico pero su valor medio no será cero y estará desplazada cierta cantidad de volts positivamente o negativamente respecto del 0. Por esta razón la señal se verá saturada a la salida y entonces deberá tenerse en cuenta este aspecto al analizar las amplitudes que se utilizarán para realizar las mediciones.

### 3.3.1 Respuesta en Frecuencia

Habiendo tenido en cuenta los valores de las amplitudes necesarios para la correcta medición de la respuesta en frecuencia de manera similar a como se llevó a cabo en la sección del circuito inversor y no inversor se procedió a realizar las mediciones en el circuito para la obtención de los siguientes resultados:



(a) Diagarama de bode teórico



(b) Diagrama de bode medido

Figure 37: Respuesta en frecuencia teórica y medida

En el gráfico teórico se utilizaron los valores típicos mencionados por el fabricante. El valor teórico del polo en el caso del circuito que se tiene proviene de la ecuación 27 y el valor del mismo es:

$$f_p = \frac{GBP}{A_o 2\pi} = 15303 \text{ Hz}$$

Dicho valor se ve reflejado en la gráfica teórica. Más allá de la diferencia que existe en la ubicación teórica del polo y el corrimiento en la experimentación del mismo (que se pueden deber a variaciones en los distintos parámetros respecto a lo previsto por el fabricante) puede notarse un gran contraste entre el modelo teórico y el práctico. Teóricamente el circuito es un pasa-bajos de primer orden, en cambio la experimentación muestra que la respuesta en frecuencia del mismo no se asemeja a la de un pasa-bajos de primer orden. En este caso, la medición se aproxima a la de un pasa-bajos de segundo orden y esto se evidencia con el sobrepico a la altura del polo del circuito y la caída de  $-40 \text{ dB/década}$  que se observa en la gráfica luego del polo. A su vez, la fase cae a  $-180^\circ$  comenzando a caer una década antes del polo y terminando una década después característico de un polo doble.

Ya que las mediciones evidencian un polo doble se buscará hallar la razón de la existencia del mismo a continuación. Como se mencionó en la introducción teórica existen capacitancias parásitas parte de los instrumentos de medición y el operacional mismo. El origen de las mismas surgen de que una punta de atenuación x10, el osciloscopio con los que se realizó la medición y la protoboard utilizada, todas introducen una capacitancia que debe ser tomada en cuenta. A su vez, el fabricante del operacional utilizado especifica en su hoja de datos que existe un capacitor

entre las terminales  $V^+$  y  $V^-$  además de la resistencia. Podría aproximarse el valor de capacitancias parásitas que se tienen a un valor del orden de los  $30pF$  que aparecerá entre las terminales  $V^+$  y  $V^-$  que se obtiene mediante la suma de todas las capacitancias que pueden afectar al circuito.

Utilizando dicha aproximación se hará un análisis de la existencia de este polo doble. El valor de dicho polo se puede obtener de la ecuación de un circuito pasa-bajos de primer orden donde dicho valor es  $f_p = \frac{1}{2\pi RC}$  donde  $C$  representa las capacitancias parásitas de los distintos componentes y  $R$  el valor de la resistencia. Cómo en el circuito utilizado la resistencia  $R_3$  es comparable con el valor de la resistencia interna del circuito podría decirse que la misma es un valor resistivo elevado. Al estar presente esta resistencia, el valor de la frecuencia del polo existente por las capacitancias parásitas influye en la medición ya que hace que el mismo se presente en frecuencias en el rango que se hacen las mediciones tal como lo muestra la figura 37. Sin embargo si la resistencia  $R_3$  se la retira del circuito ( $R_3 = 0$ ) el valor del polo se corre frecuencias lo suficientemente elevadas como para no influenciar en la medición, ya que el generador de funciones que se posee no llega a dichas frecuencias y las distorsiones y otros efectos que ocurren a estas frecuencias, anulan la influencia del polo en el circuito. Para verificar estos efectos, se realizaron las mediciones de la respuesta en frecuencia para cuando  $R_3 = 0$  y los resultados se encuentran en la siguiente figura:

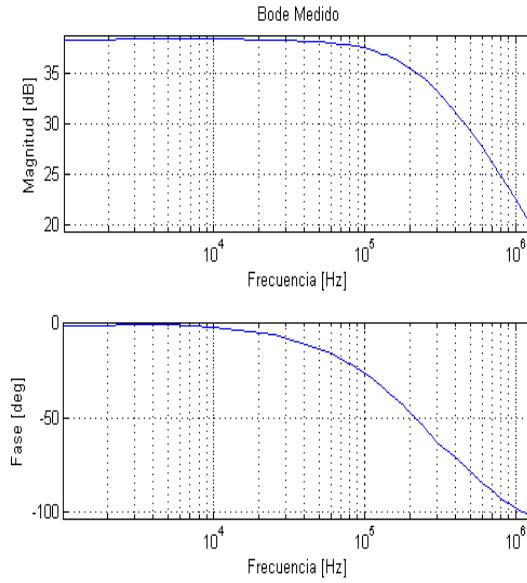


Figure 38: Respuesta en frecuencia tomando  $R_3 = 0$

### 3.3.2 Impedancia de Entrada

La ecuación utilizada para obtener los valores de la impedancia de entrada (31) requiere medir los valores de  $V_{in}$  y  $V_l$  y de esta manera se obtuvieron los valores para la impedancia que se muestran en la próxima figura:

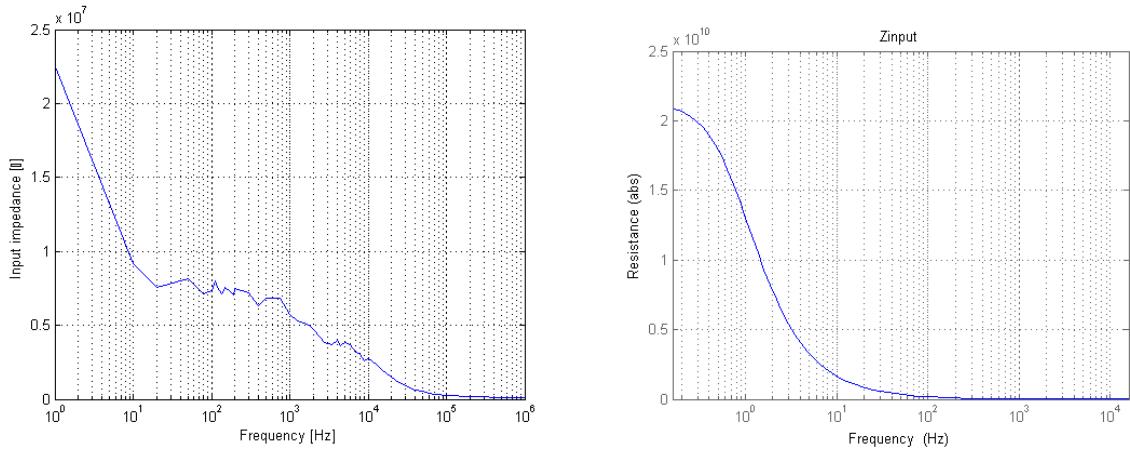


Figure 39: Comparación de impedancias de entrada teórica y medida

A pesar de que las escalas verticales no se correspondan entre ambos gráficos puede notarse una semejanza entre ambos. A frecuencias bajas la impedancia de entrada es lo suficientemente grande como para en un modelo ideal, considerarla infinita. El problema principal de la distorsión que existe entre los valores teóricos y medidos en el caso de la impedancia de entrada es la manera en la que se midió la misma. La punta del osciloscopio utilizado y el osciloscopio mismo utilizado para medir los valores de tensiones tiene una impedancia de entrada de aproximadamente  $1M\Omega$  (o valor más elevado si la punta que se utiliza atenúa  $x10$ ) que es comparable con los valores que deberían obtenerse según la teoría para las frecuencias bajas. Este efecto que introduce el instrumento de medición explica las grandes diferencias que se tienen a dichas frecuencias. Para frecuencias más grandes la práctica se asemeja más correctamente a los valores teóricos calculados. El decaimiento hiperbólico del valor de la impedancia de entrada sugiere que la misma tiene un comportamiento similar a una impedancia capacitiva. A pesar de que falta el análisis de la fase de dicha impedancia, se puede tener en cuenta el análisis que se realizó para la respuesta en frecuencia donde se evidencia la existencia de capacitancias parásitas para apoyar que la impedancia de entrada posee un valor capacitivo.

### 3.3.3 Simulación

De modo de analizar las cosas bajo un punto de vista práctico tambien resulta útil analizar a los operacionales con simulaciones asistidas por computadora. Las mismas en el caso de esta sección se realizaron utilizando *Spice* (una herramienta de simulación de circuitos). Luego de realizar el circuito en la simulación se reemplazó el operacional por el modelo exacto de *spice* del LM833. Dicho modelo viene dado por el fabricante ON semiconductors, por ende es de esperar que dichas simulaciones se asemejen a las curvas teóricas.

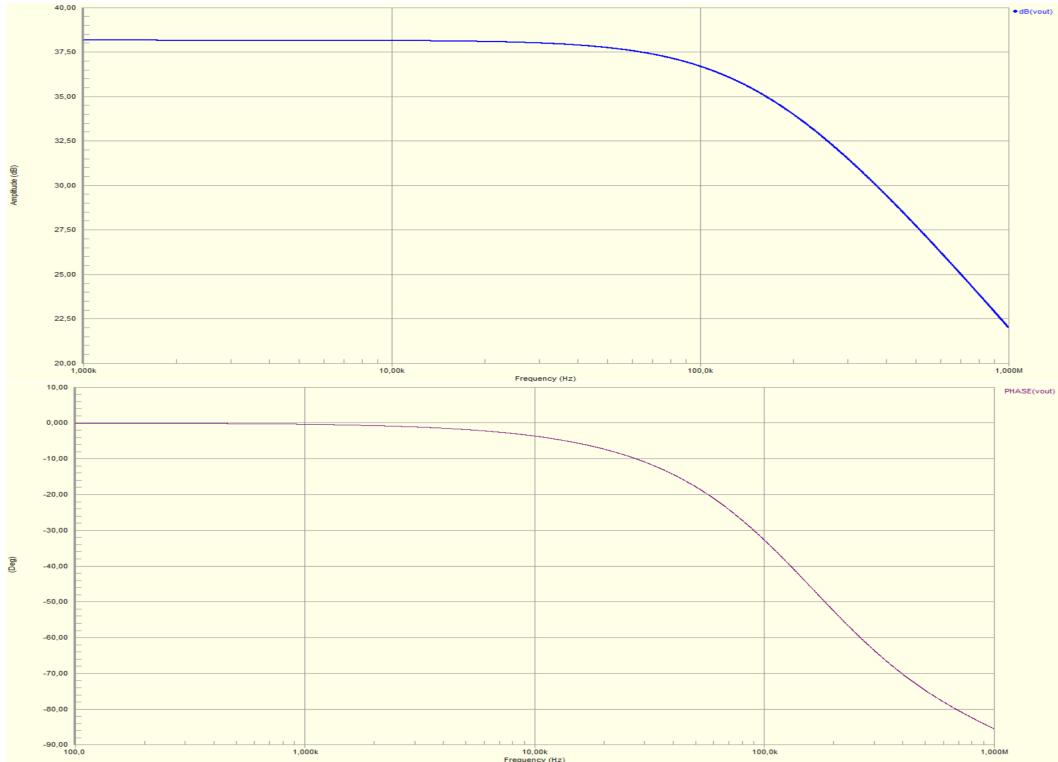


Figure 40: Simulación respuesta en frecuencia LM833

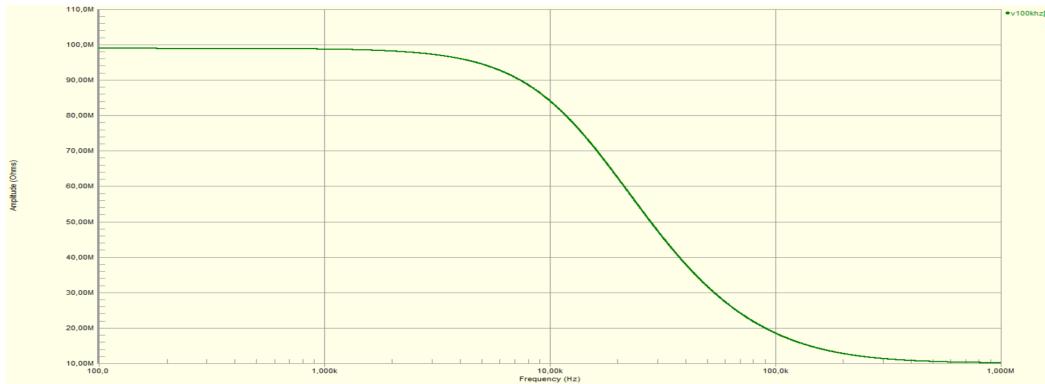


Figure 41: Simulación impedancia de entrada LM833

Analizando la impedancia de entrada para el LM833 puede observarse que como se analizó para el caso de frecuencias bajas en el modelo teórico, los valores de la impedancia de entrada son extremadamente grandes como se espera de los análisis teóricos y prácticos. En el caso de la simulación para la respuesta en frecuencia se observa casi la misma gráfica con respecto a la del cálculo teórico salvo una diferencia que es que en la simulación coincide la ganancia en 1kHz de manera más acertada con la medida que en el cálculo teórico (vale la pena aclarar que para el cálculo teórico no se tuvo en cuenta el valor de la resistencia  $R_3$ ). A pesar de esto, la simulación también muestra que el polo del circuito es un polo simple, a diferencia de lo que se ve evidenciado en las mediciones reales.

El problema con la simulación realizada es que no se toman en cuenta los valores capacitivos parásitos que se introducen debido a la realidad de la medición e implementación en protoboard del circuito. De manera de generar una simulación que concuerde con lo medido, se introdujo un valor capacitivo de  $30pF$  (que es el valor aproximado que se utilizó en la sección anterior de respuesta en frecuencia) a modo de hacer la simulación lo más cercana a lo real posible. Con la introducción de dicho capacitor entre las terminales de  $V^+$  y  $V^-$  la simulación dió los resultados exhibidos a continuación:

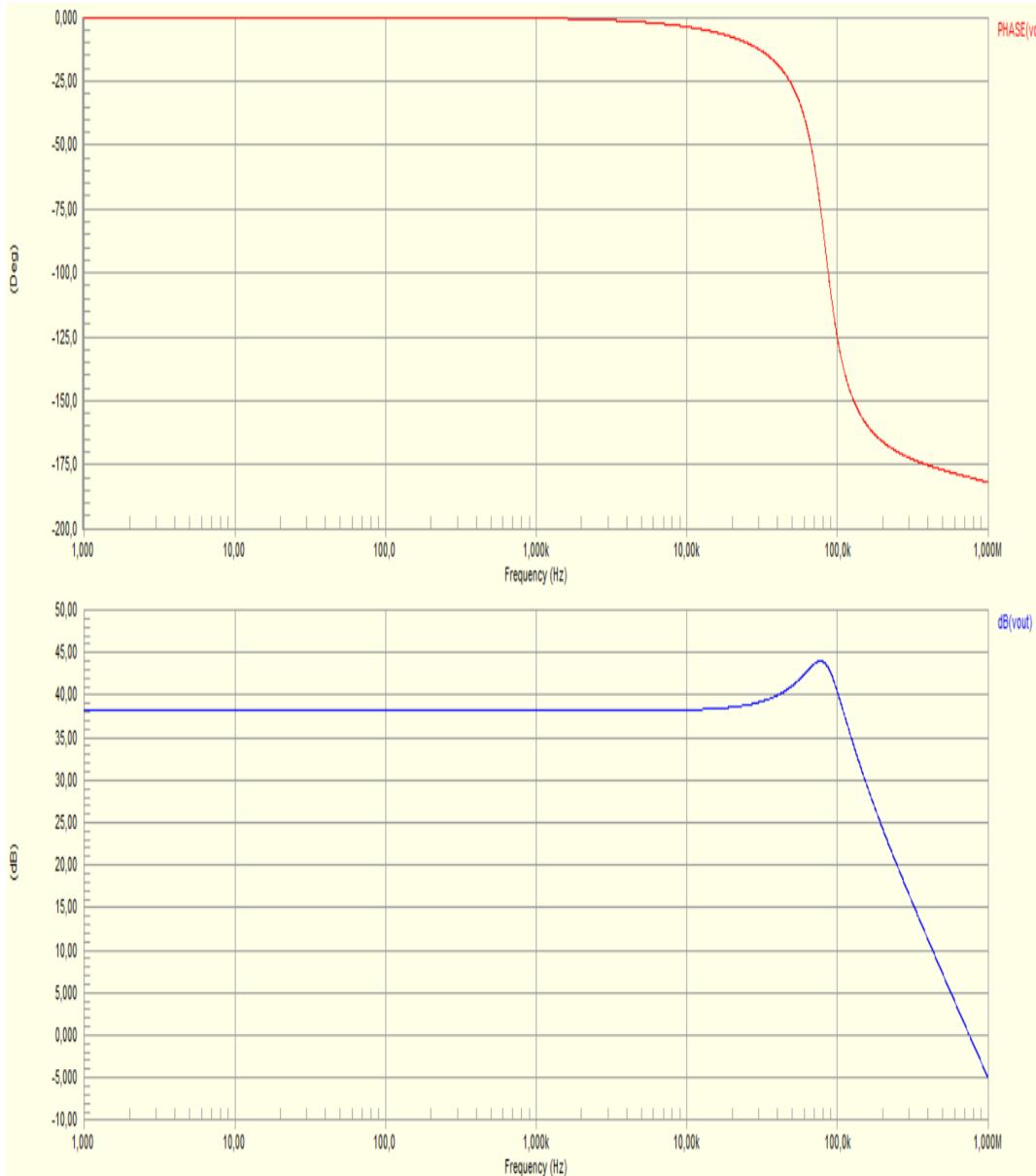


Figure 42: Simulación de respuesta en frecuencia LM833 con las respectivas capacitancias parásitas

El resultado de la simulación concuerda con la respuesta en frecuencia medida lo cual muestra que la influencia de las capacitancias parásitas que se introducen al medir no pueden ser pasadas por alto. Por ende puede concluirse que para el circuito realizado se tiene un polo doble. Puede observarse también que el valor del polo en la simulación es muy similar al de la respuesta en frecuencia medida. Si se realiza la simulación tomando la resistencia  $R_3 = 0$  se obtienen los mismos resultados que se esperaron en las mediciones de este tipo y la simulación se asemeja a la primera simulación realizada en esta sección.

### 3.4 Resultados NE5534

Al igual que se procedió con el integrado LM833 se informarán los valores relevantes del dispositivo NE5534:

- $R_o = 0.3\Omega$  es el valor de la impedancia de salida. La impedancia de entrada tiene un valor típico de  $Z = 100k\Omega$  y un valor mínimo de  $Z = 30k\Omega$ . No se especifica el componente capacitivo que se tiene también entre las terminales  $V^+$  y  $V^-$ .
- $A_o = 100dB$  y de forma análoga  $A_o = 40$  [veces]. Informa tambien  $A_{vol} = 100000$  el cual es un valor lo suficientemente elevado

- $GBP = 10MHz$
- $I_b = 500nA$  de valor típico y como valor máximo se tiene  $I_b = 1500nA$ .
- Slew Rate=  $12V/\mu s$
- El integrado contiene un sólo operacional pero ofrece la capacidad de compensación del mismo

Con todos estos datos obtenidos se uso el circuito mostrado en la figura 32 para comenzar a medir la respuesta en frecuencia tomando las mismas precauciones que se tomaron con respecto al offset para el LM833(ya que el mismo es diferente en este integrado debido a que su *Input Biased Current* es mayor en este operacional). El problema que surgió apenas se conectó el circuito es que el NE5534, para cualquier valor de amplitud de entrada que se le aplicaba por más chico que sea y a varias frecuencias comenzaba a oscilar. Al hacerlo se observaba una saturación, generando en la salida valores de amplitud entre  $V_{cc} - V_{sat}$  y  $-V_{cc} + V_{sat}$  simplemente para amplitudes de entrada del orden de los  $20mV_{pp}$ . Dicho comportamiento se exhibe en la siguiente figura:

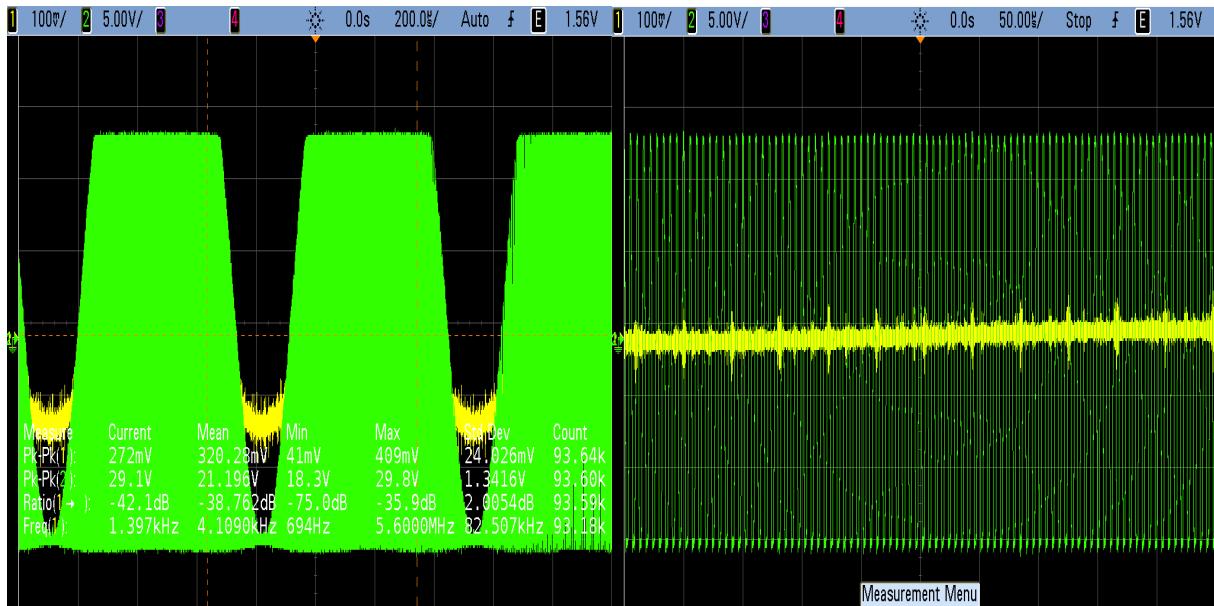


Figure 43: Oscilación del operacional NE5534

En ambas gráficas se muestra la razón por la cual se descubrió que el operacional oscila y genera fluctuaciones a muy alta frecuencia simplemente con valores muy pequeños de entrada. La señal de salida en los puntos donde oscila posee una frecuencia de  $100KHz$  y la amplitud máxima que el operacional es capaz de suministrar (con simplemente una entrada de  $20mV_{pp}$  ). Este efecto que ocurría hacía imposible cualquier tipo de medición sobre la impedancia de entrada y la respuesta en frecuencia por ende se debió hallar una solución para arreglar esta oscilación y poder trabajar en un rango de amplitudes y frecuencias para los cuales dicha complicación no se presente.

En el datasheet del fabricante se propone un circuito que agrega una resistencia de balance y un capacitor de compensación para solucionar dicho problema. Además de intentar solucionar la oscilación del operacional el circuito que propone el fabricante busca con la compensación y el balance disminuir el ruido que se introduce a la salida y mejorar el offset que se genera (debido a la baja resistencia interna de entrada que posee el NE5534). Al agregar al capacitor se introduce un polo en la respuesta en frecuencia (para el caso del lazo) mejorando la estabilidad del circuito y ayudando a que en la salida no se tenga un nivel de ruido que pueda llegar a modificar de manera significante las mediciones de la respuesta en frecuencia y de la respectiva impedancia de entrada. La razón que se introduzca dicho capacitor de compensación surge de analizar los valores de frecuencia para los cuales oscila el operacional. Como se observa en la figura anterior, la oscilación que se introduce es de alta frecuencia por ende el capacitor que introduce el polo mencionado ayuda a atenuar lo suficientemente este efecto para eliminarlo. En el caso de la resistencia, se agrega a la misma de manera de intentar modificar el offset que se produce a la salida. Idealmente si la resistencia  $R_3$  tuviese un valor  $R_3 = R_1//R_2$  el efecto del offset (debido a la corriente biased) se vería minimizado. El circuito propuesto es el siguiente:

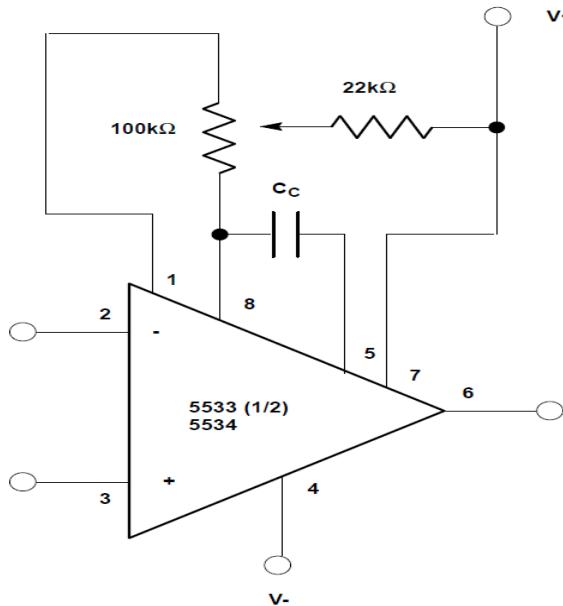


Figure 44: Circuito de compensación y balance del operacional propuesto por el fabricante. Fuente: Philips Semiconductors

Más allá de que las resistencias y capacidores introducidos en los respectivos pines de balance y compensación mejoren el nivel de ruido y eliminan el problema de la oscilación (si se elige el valor resistivo en  $1K\Omega$  y valores variados para los capacitores) también introducen otras complicaciones. El problema que introducen dichas modificaciones es que afectan el slew rate del operacional, por ende no es el que se especifica en la datasheet del fabricante. De manera de analizar qué tipos de amplitudes se utilizarían en la búsqueda de la respuesta en frecuencia y la impedancia de entrada se deben analizar los valores de slew rate para los distintos capacitores con los que se corrigen los problemas.

Las mediciones del slew rate se llevaron a cabo para distintos valores capacitivos hasta del orden de los  $100pF$ . Se introdujo una señal cuadrada en la entrada (de poca frecuencia) y se midió el rise time de la señal con la ayuda del osciloscopio a modo de obtener el valor del slew rate (la mejor forma de verlo es ingresando al operacional con una pendiente máxima la cual se ve en la señal cuadrada de entrada de un valor tal que el NE5534 no sature). Los resultados de dichas mediciones se establecen a continuación. Cabe aclarar que las mediciones se tomaron sin resistencia de balance, con una resistencia de balance de  $1k\Omega$  y nuevamente sin resistencia de balance pero también sin resistencia  $R_3$  (es decir  $R_3 = 0$ ). Esta última medición surgió de que la resistencia  $R_3$  no es significante en las mediciones de la respuesta en frecuencia ya que la misma solamente se encarga de introducir un offset en la salida.

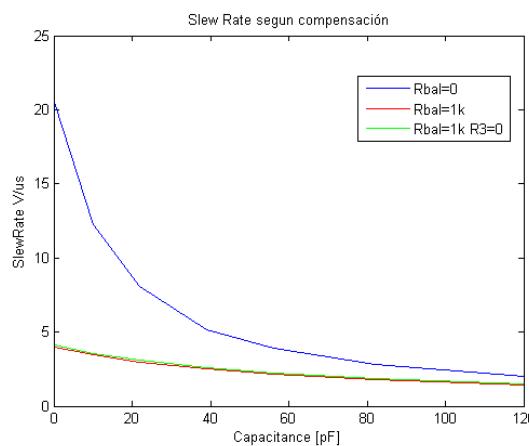


Figure 45: Slew Rate variando según el valor del capacitor de compensación

Puede observarse de la gráfica que para mayores valores del capacitor de compensación, peor es el slew rate. De manera de no tener problemas de ruido y offset a la salida que generen que el operacional sature se eligieron

las condiciones de compensación más adecuadas para la medición de la respuesta en frecuencia y la impedancia de entrada. Las mismas fueron un capacitor de  $C_{cc} = 22pF$  y  $R_{bal} = 1k\Omega$ , donde la toma de las amplitudes para medir la respuesta en frecuencia y la impedancia de entrada se tomó de manera similar a secciones anteriores.

### 3.4.1 Respuesta en Frecuencia

De igual manera que para el caso del LM833, se procederá a comparar los resultados medidos con los teóricos.

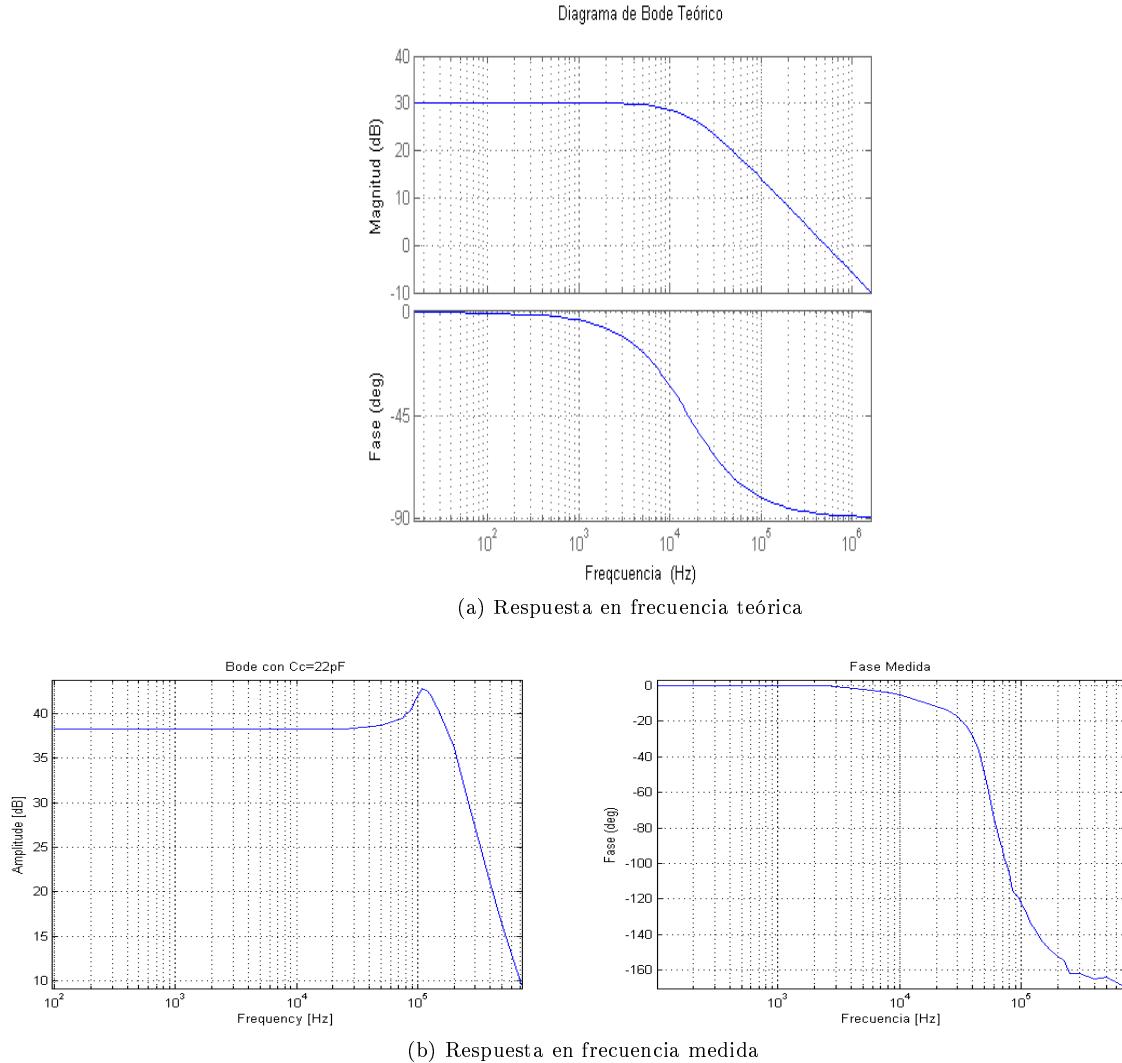


Figure 46: Respuestas en frecuencia teórica y medida

El valor teórico del polo se encuentra en:

$$f_p = \frac{GBP}{A_0 2\pi} = 15915 \text{ Hz}$$

Lo ocurrido es exactamente lo mismo que lo que se observa para el caso del LM833. El módulo de la respuesta en frecuencia se aproxima al de una respuesta en frecuencia de polo doble difiriendo de lo sugerido en el análisis teórico donde para dicha respuesta se tiene únicamente un polo simple. La razón de la existencia de un polo doble en vez de un polo simple tiene las mismas razones que en el LM833 siendo el circuito parecido y siendo ciertos aspectos de los operacionales muy similares entre sí. Por ende si se retira el valor resistivo  $R_3$  del circuito (reemplazándolo por  $R_3 = 0$ , un cable) ocurrirá que la medición del circuito se asemeja a la respuesta en frecuencia teórica como evidencia la siguiente gráfica:

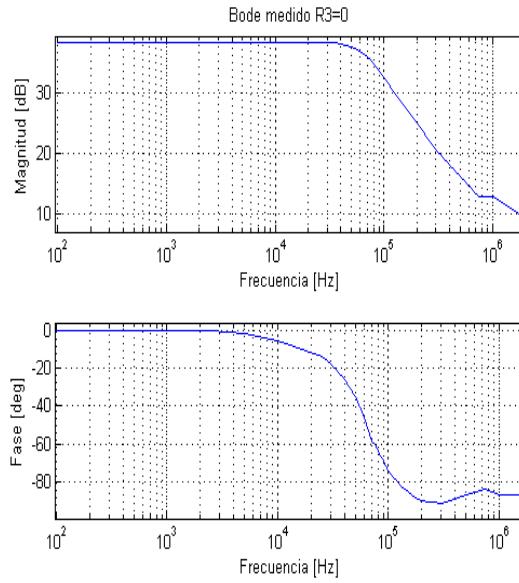


Figure 47: Respuesta en frecuencia con  $R_3 = 0$

### 3.4.2 Impedancia de entrada

La medición de las distintas impedancias de entrada sigue la relación establecida en la ecuación 31. Como el análisis de los gráficos es el mismo que se realizó para el operacional precedente, no se volverá a realizar. Los resultados también son similares a los del LM833 sólo variando los valores de la impedancia de entrada ya que la resistencia de entrada ( $Z$ ) en el caso del NE5534 es menor. Los resultados de la medición y la teoría se exhiben en las siguientes gráficas:

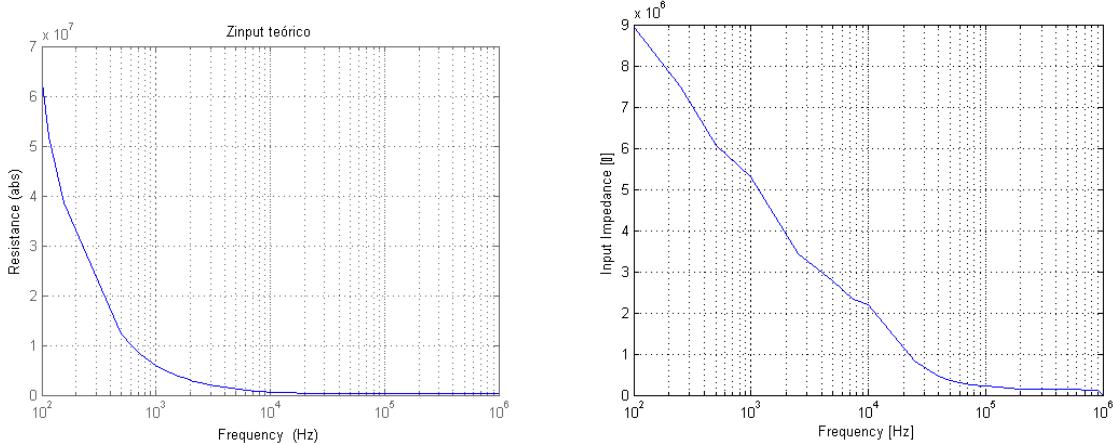


Figure 48: Impedancia de entrada teórica y medida

### 3.4.3 Simulaciones

Cabe aclarar que en el caso de este operacional, al realizar la respectiva simulación, se incluyeron los capacitores y resistencias de compensación y balance de iguales valores que en el caso de las mediciones.

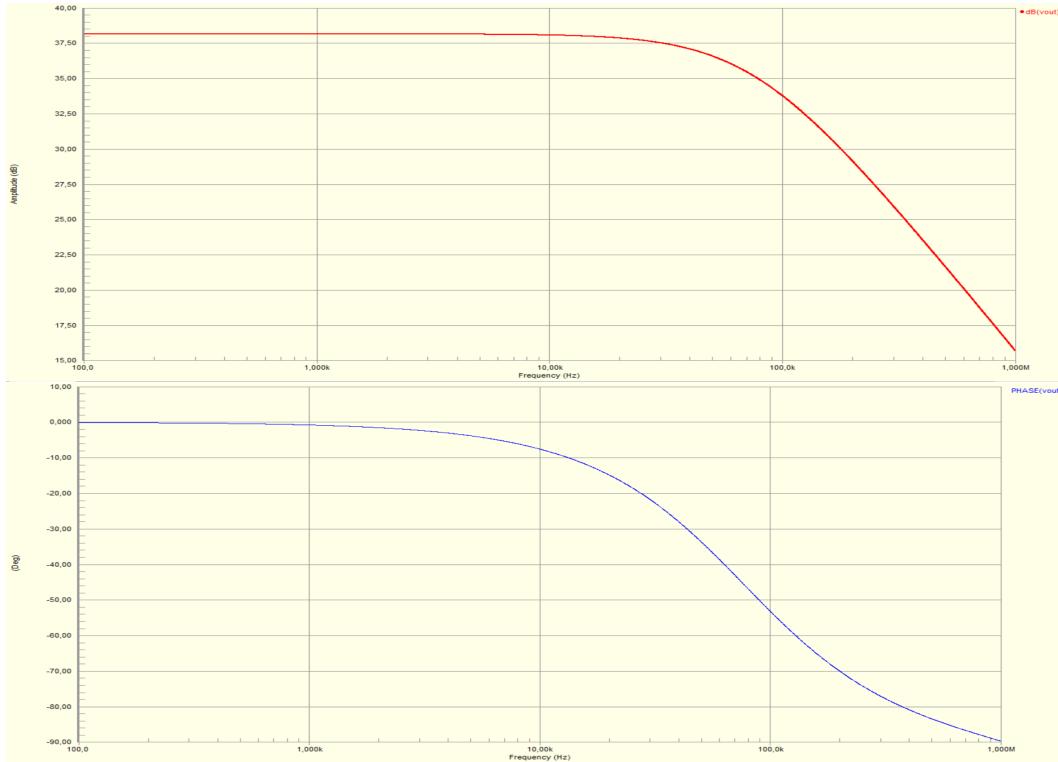


Figure 49: Simulación respuesta en frecuencia NE5534

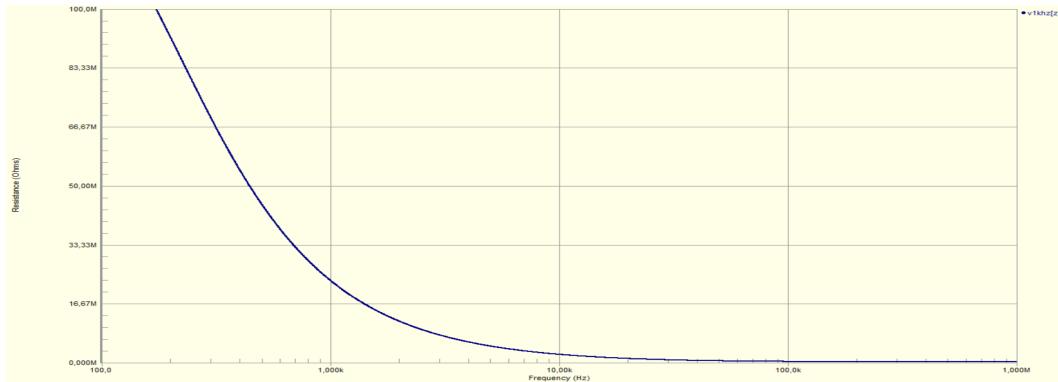


Figure 50: Simulación impedancia de entrada NE5534

Tal como se mencionó, las mediciones realizadas fueron tomadas para los valores de compensación y balance que el fabricante especificaba en el modo de uso del operacional. Los resultados de las simulaciones se asemejan mucho a los valores teóricos y no a los medidos. Esto se debe en gran medida que todos los valores que se tomaron para la medición teórica de la respuesta en frecuencia son los suministrados por el fabricante mientras que el modelo de simulación utilizado fue también realizado por el fabricante.

Nuevamente al igual que en el caso del LM833, la simulación se realizó respecto a lo teórico y no a lo práctico. En otras palabras, no se tuvieron en cuenta ningun tipo de capacitancias parásitas que se introdujeron al realizar las mediciones sobre el circuito y por esta razón es que la simulación no se asemeja a lo medido (donde se ve que la respuesta en frecuencia se aproxima a la de un polo doble). Al agregar un capacitor de manera análoga al procedimiento para el LM833 se obtiene la respuesta en frecuencia que se midió:

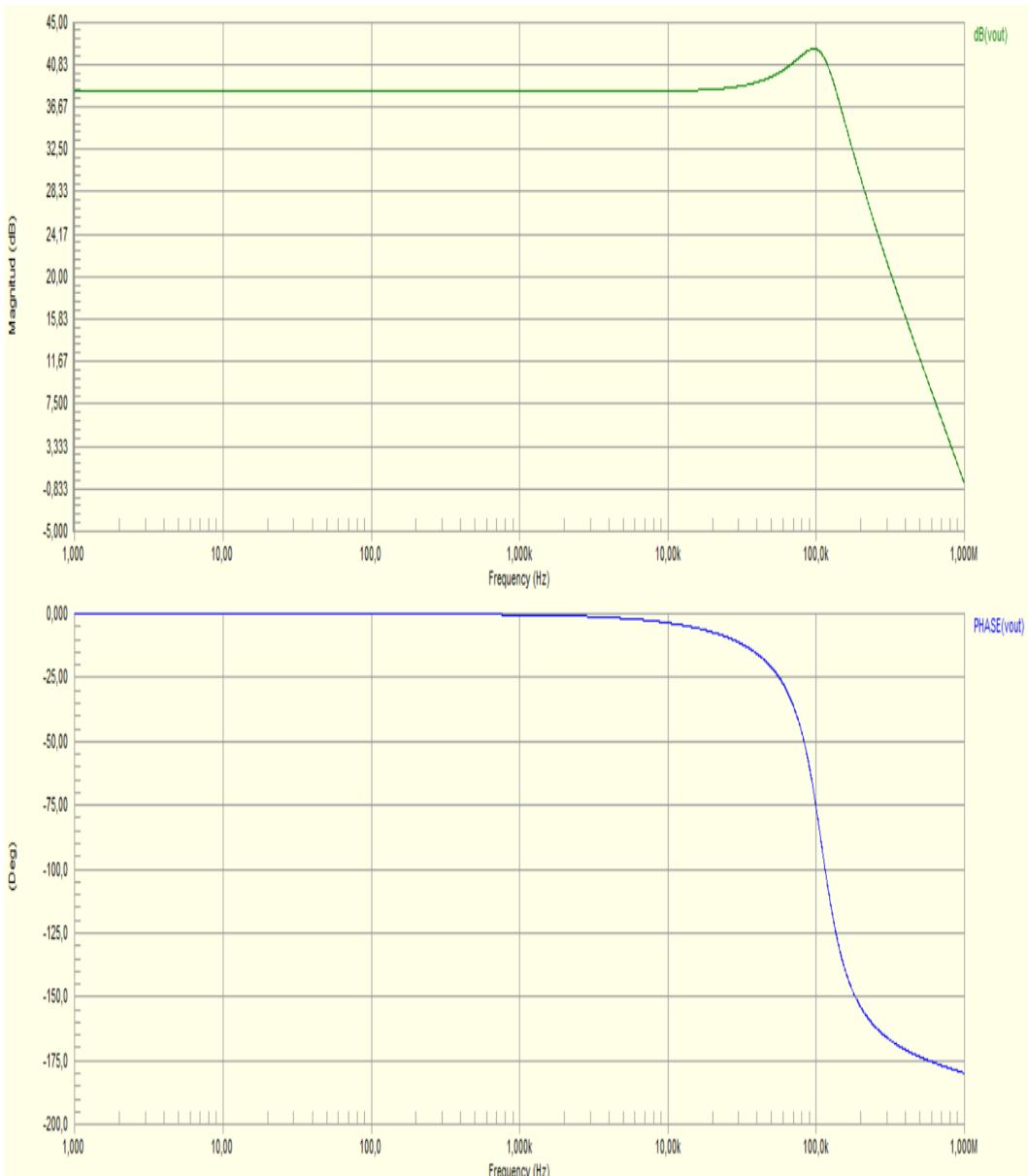


Figure 51: Simulación respuesta en frecuencia con las respectivas capacitancias parásitas

### 3.5 Tipos de aplicación

Para el caso de los operacionales LM833 y NE5534 las características que ellos poseen y los distintos efectos que se pueden producir utilizando los son los que deben tenerse en cuenta para comprender cual sería una buena aplicación para los mismos. Ambos operacionales poseen muy alta ganancia para valores de frecuencias bajos (ambos operacionales tienen un  $A_0$  elevado). También poseen un valor de GBP que permite que puedan ser utilizados a alta ganancia en un rango de frecuencias grande.

Estas últimas dos características mencionadas hacen a ambos muy buenos operacionales para utilizar en circuitos de preamplificación y amplificación de audio. Las frecuencias audibles rondan los 50Hz hasta los 20000Hz y en los circuitos mencionados se necesita una ganancia grande en dichas frecuencias para amplificar una señal proveniente de ya sea un micrófono o cualquier otro generador de señales con un propósito similar. Por los altos valores de ganancia y gran GBP de ambos operacionales, se los considera muy útiles en aplicaciones de grandes ganancias a frecuencias bajas.

Más allá de que ambos son buenos para aplicación de operacionales en general, se destacan también en su uso para equipamiento médico. La razón de esto es que ambos dispositivos tienen un bajo nivel de ruido ( $4-4,5nV/\sqrt{Hz}$ ) y una ganancia grande. Para aplicaciones médicas las señales que se miden son de baja amplitud y por ende se

necesitan operacionales con alta ganancia a frecuencias bajas como se explico previamente que estos operacionales poseen. Además precisan un bajo nivel de ruido de manera de medir precisamente y no matar las señales debiles del cuerpo de una persona.

A pesar de ser muy similares se los puede diferenciar en un aspecto, una de las bajezas del LM833 comparado con el NE5534 es que el mismo no permite la posibilidad de introducir capacitores de compensación ni agregar resistencias de balance. Como el NE5534 permite dicho procedimiento se lo considera más versátil ya que permite modificar, con un circuito externo, distintos valores del operacional, como es el caso del Slew Rate entre otros. Como el usuario puede modificar estos aspectos del NE5534 (mientras que en el LM833 vienen establecidos y no se ofrece capacidad de modificarlos) puede hacerlo más útil para cualquier tipo de aplicación que le quiera dar.

### 3.6 Conclusión

En el diseño de un circuito y en especial en la elección del operacional a usar, todos los factores que se analizaron a lo largo de esta caracterización deben ser tomarse en cuenta. La elección varía dependiendo del uso que se le va a dar al operacional, por ejemplo las frecuencias en las que se necesita manejar al mismo o la ganancia que se generará en cierta etapa donde se encuentre el mismo. Lo que se espera es que en los rangos que se lo utilizará los mismos actúen de la mejor manera en la que se los necesita.

La implementación de los operacionales en el circuito inversor con las respectivas resistencias utilizadas sirvieron para llevar a la luz los distintos aspectos que poseía cada uno de ellos. A medida que se obtuvieron los resultados fueron concordando los valores teóricos y medidos salvo por la diferencia en la respuesta en frecuencia. Las mediciones de dicha respuesta mostraron que el circuito, como fue mencionado previamente, se aproxima a la de un circuito con un polo doble mientras que la teoría muestra que dicho circuito (con la modelización de polo dominante) posee un sólo polo simple.

Este último análisis que se hace para la respuesta en frecuencia muestra que al analizar un circuito y realizar una modelización, no deben pasarse por alto las impedancias parásitas que pueden llegar a aparecer. En definitiva, no hay que dejar de analizar bajo ninguna circunstancia los factores de error que se introducen en el circuito al pasar de una idealización teórica del mismo a la realidad de su implementación y respectiva medición.

## 4 Offset del Operacional y Corriente de Bias

Un amplificador operacional se puede modelar como un operacional ideal con dos fuentes de corrientes conectadas a ambas entradas (+ y -) y una fuente de tensión de offset ( $V_{io}$ ) tal como indica la figura 52. Como es de esperarse, cada fuente induce una tensión indeseada en la salida del operacional.

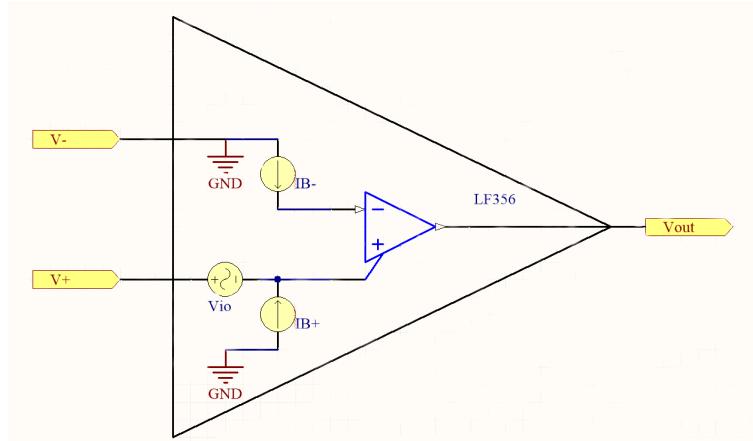


Figure 52: Modelo Amplificador Operacional con Offset

Es de interés para esta sección del informe, tratar de aplicar un método para poder determinar la tensión  $V_{io}$  del operacional. Dicha medición no resulta trivial ya que si se la mide a lazo abierto, por mas pequeña que sea  $V_{io}$  (generalmente menor a los 10mV), la amplificación del operacional es tan grande que suele saturar a la salida de todas formas. Por dicho problema, se propone un circuito inversión como el de la figura 53.

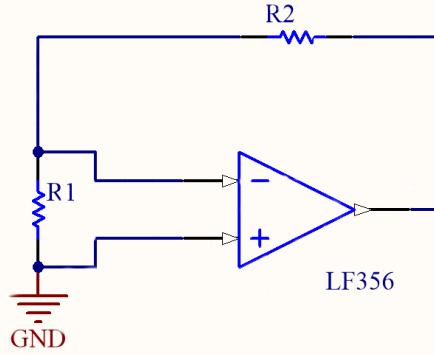


Figure 53: Amplificador Operacional Realimentado

Calculando la transferencia del circuito de la figura anterior se obtiene  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$ . El cálculo de la transferencia se omite ya que fue estudiado en la sección 1, si se desea profundizar sobre el procedimiento para obtener dicha ecuación, referirse a la sección en cuestión. A dicho circuito, faltaría añadirle una segunda etapa antes de la realimentación como indica la figura 54. Esta segunda etapa consta de un amplificador conectado como inversor pero con un capacitor en la realimentación. El objetivo de este capacitor, es filtrar las frecuencias altas realimentando el circuito en alterna, y dejar pasar solo la tensión continua, que en este caso es el offset que se desea medir. De esta forma, se elimina en gran parte el ruido, mientras que para continua, el capacitor representa un circuito abierto y no lo realimenta. Es importante pues elegir correctamente el valor del capacitor de forma que filtre el ruido lo mejor posible. Por ejemplo, no es bueno tener un capacitor muy pequeño de forma que a altas frecuencias, la impedancia siga siendo grande y no realimente bien el circuito. Es recomendable buscar valores de capacitores que sean comparables a la resistencia  $R_3$  en valores cercanos a los 50Hz. Para nuestro ejemplo se utilizaron valores de  $R_3 = 1.5k\Omega$  y  $C = 16nF$ , los cuales poseen la misma impedancia (en módulo) a los 66Hz aproximadamente.

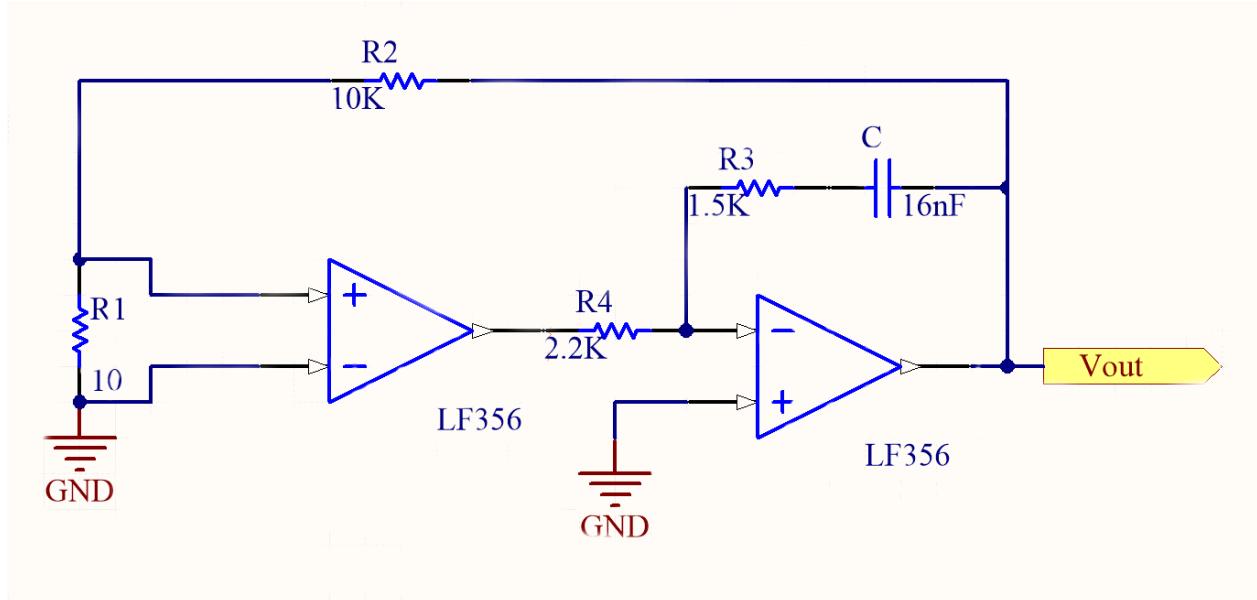


Figure 54: Circuito de medición de Offset

A modo de conclusión, con el circuito diseñado, se reduce la tensión de salida para evitar que sature, compensando la entrada con una realimentación. En este caso, se mide la tensión de salida  $V_{out}$ , y se calcula  $V_{io}$  según cuánto tiene que ser  $V_{out}$  para compensar la tensión de offset. Cuanto mayor sea la tensión de offset, más grande tendrá que ser  $V_{out}$  para compensar esa tensión.

Sabiendo que la tensión de salida de un operacional está dada por:

$$V_{out} = A_{vol} \cdot (V^+ - V^-) \quad (32)$$

Se puede obtener la transferencia del circuito. Se considerará la salida del primer amplificador como  $V'_0$  y la salida del segundo operacional como  $V_0$  para poder distinguir entre la salida de ambos operacionales. Siendo la tensión de la entrada positiva del primer operacional, la obtenida al hacer el divisor resistivo de  $R_1$  y  $R_2$  con  $V_0$ , por el modelo que se vió en la figura 52. Se obtiene  $V'_0$  utilizando la ecuación 32. Por lo tanto, se llega a que:

$$V'_0 = A_{vol} \cdot \left( V_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{io} \right)$$

Como el offset es tensión continua, la segunda etapa del circuito es a lazo abierto para el análisis teórico. Además, se considera la impedancia de entrada de un operacional como infinita, por lo que no circula corriente por la resistencia  $R_4$  y la tensión de entrada negativa del segundo amplificador operacional es justamente  $V'_0$ . Con este análisis, se llega a la siguiente ecuación.

$$V_0 = A_{vol} \cdot V'_0 = A_{vol}^2 \cdot \left( V_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{io} \right)$$

Despejando de la ecuación anterior y haciendo tender a  $A_{vol}^2$  a infinito, se llega a:

$$V_{io} = -V_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (33)$$

#### 4.1 Implementación del circuito

Se buscó implementar el diseño anterior para verificar las tensiones de offset de un operacional LF356. Según la hoja de datos del componente, la tensión de offset no supera los 9mV, con un valor típico de 3mV. Por lo tanto, sabiendo que el integrado otorga un máximo de tensión, se eligió que la tensión de salida  $V_{out}$  varíe entre 0 y 9 volts. Además, estos valores permiten relacionar fácilmente la tensión de salida con la tensión de offset y manteniéndose dentro de un rango seguro para la tensión de saturación. De este modo, y considerando la ecuación 33, se eligieron resistencias de valores  $R_1 = 10\Omega$  y  $R_2 = 10k\Omega$ . A continuación se prosiguió a implementar el circuito con los

valores de los componentes detallados en la figura 54, obteniéndose los siguientes resultados según el instrumento de medición.

Osciloscopio	Multimetro de Pruebas	Multimetro de Banco
3.06	2.98	2.986
0.74	0.74	0.742
2.25	2.26	2.228
1.07	0.95	0.957
1.07	0.94	0.943

Table 6: Mediciones de Tensión de Offset (mV)

Los resultados de la tabla anterior son en módulo con las unidades en mV. Por características de cada elemento de medición se toma el multímetro de banco como el más fiel y de menor error. Se sabe por otra parte que a veces el osciloscopio mide con un pequeño offset. Sin embargo, todos los resultados fueron cercanos y con coherencia entre ellos.

Si se observa la tabla se puede ver que todos se mantienen por debajo o muy cercanos al valor típico que indica la hoja de datos. El promedio de los valores fue poco mayor a 2 mV, lo que significa que dió un valor de 1 mV menor al típico que se indica. Además, ningún valor dio mayor o cercano al valor máximo indicado por la hoja de datos. Según estos resultados, los integrados tuvieron un buen desempeño, incluso mejor que el predicho.

## 4.2 Opciones de diseño

Cabe destacar que si se diera vuelta alguno de los operacionales utilizados, la realimentación del circuito sería positiva. En todo circuito realimentado se necesita una realimentación negativa. De ser positiva, el circuito saturaría por lo cual no es factible invertir solo un integrado. Sin embargo, si se invirtieran ambos integrados parecería que teóricamente, para continua debería medir bien. Se hizo por lo tanto la prueba y se obtuvieron los siguientes resultados:

2.78	0.78	2.08	1.15
------	------	------	------

Table 7: Mediciones de Tensión de Offset Circuito Inverso (mV)

Como se ve en los resultados, estos son similares a los obtenidos con el circuito anterior en la tabla 6. Lo cual parecería reforzar la teoría de que ambos circuitos sirven y son equivalentes. Sin embargo, al medir esas tensiones con el osciloscopio se obtiene la señal de la figura 55. Este resultado no se apreciaba con el multímetro ya que el mismo, al medir continua, hace un promedio de la señal. Este segundo resultado ocurre ya que si bien para la continua el circuito funciona correctamente, la realimentación con el capacitor que funcionaba para atenuar el ruido, ahora se realimenta positivamente, lo cual hace que se amplifique y el circuito saturá.



Figure 55: Medición de Tensión de Offset Circuito Inverso

### 4.3 Sensibilidad del Circuito

Teniendo en cuenta la ecuación 33, se calcula la sensibilidad de la función transferencia calculando las derivadas parciales de la misma y multiplicando por la variación del componente de tal forma:

$$S(H) = \left| \frac{\partial H}{\partial R_1} \right| \Delta R_1 + \left| \frac{\partial H}{\partial R_2} \right| \Delta R_2 = \frac{1}{(R_1 + R_2)^2} \cdot (R_2 \cdot \Delta R_1 + R_1 \cdot \Delta R_2) = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} (\%R_1 + \%R_2) \quad (34)$$

De la siguiente ecuación se puede ver que ambas tolerancias, tanto de  $R_1$  como de  $R_2$  son igualmente importantes en cuanto a tolerancia. Sin embargo, haciendo la aproximación  $R_1 \ll R_2$  ya que, como se estipuló anteriormente, se llega la siguiente sensibilidad:

$$S(H) = \frac{R_1}{R_2} (\%R_1 + \%R_2)$$

Cuanto menor sea la relación entre las resistencias, menor será la sensibilidad del circuito.

### 4.4 Corriente de Bias

Como se dijo al comienzo de esta sección, la tensión de offset no es la única que puede inducir tensiones parasitas a la salida del amplificador operacional. El modelo del mismo también consta de dos tensiones de corriente las cuales inducen lo que se conoce como corriente de Bias. Para medir dichas corrientes se utiliza el siguiente circuito:

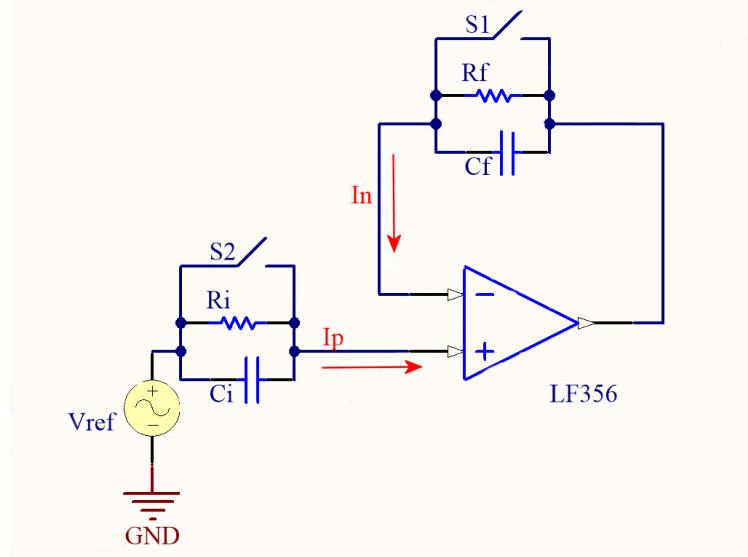


Figure 56: Circuito de Medición de la Corriente de Bias

En dicho circuito, si se cierra la llave  $S_1$ , la tensión de salida se induce en la entrada negativa, y esta a su vez, para evitar la saturación de la salida, se induce en el terminal positivo tal que  $V_{out} = V^- \approx V^+$ . Por lo tanto, se puede medir la corriente  $I_p$  según la siguiente ecuación:

$$I_p = \frac{V_{ref} - V_{out}}{R_i}$$

Con un razonamiento similar, si se cierra  $S_2$  y se abre nuevamente  $S_1$ , se induce en el terminal negativo la tensión de referencia. Nuevamente mediante un análisis similar queda:

$$I_n = \frac{V_{out} - V_{ref}}{R_f}$$

En ambos casos, hay un capacitor en paralelo con la resistencia para que por allí circulen las corrientes inducidas por ruido, mientras que para el offset que se está midiendo, al ser corriente continua, el capacitor se comporta como circuito abierto y no deja circular la corriente, haciendo que la misma circule únicamente por la resistencia.

## 5 Circuito Integrador y Derivador

### 5.1 Introducción Teórica

Se desea diseñar dos circuitos que, dada una entrada  $x(t)$ , su salida  $y(t)$  sea la derivada o la integral del sistema que se denominará  $h(t)$ .

#### 5.1.1 Derivador

Se desea obtener una salida  $y(t)$  tal que cumpla  $y[x(t)] = x'(t)$ . Transformando dicha expresión se obtiene:

$$Y(s) = sX(s) = H(s)X(s)$$

Por lo que se debe obtener una transferencia de la forma  $H(s) = s$ .

#### 5.1.2 Integrador

De forma similar al derivador se analiza el caso del integrador. Sea la siguiente ecuación:

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

Transformando se obtiene:

$$Y(s) = \frac{x(s)}{s} = H(s)X(s)$$

Por lo que se debe lograr obtener un sistema cuya función transferencia sea de la forma  $H(s) = \frac{1}{s}$ .

### 5.2 Función Transferencia y Análisis del Circuito

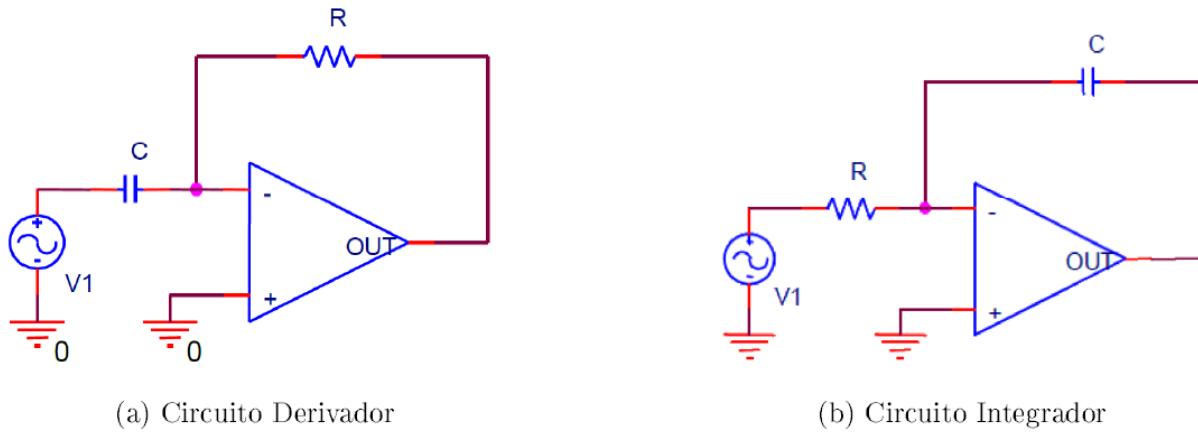


Figure 57: Circuitos Derivador e Integrador

Para dicho trabajo se planteó el circuito de la figura 57. Para el siguiente análisis se consideró, para las impedancias de salida y entrada del operacional,  $Z_{in} = \infty$  y  $Z_{out} = 0$ . Para no tener que repetir el análisis para ambos casos, se llamó  $Z_2$  a la impedancia de relientación y  $Z_1$  a la impedancia entre la tensión de alimentación y la entrada del operacional. La ganancia de un amplificador operacional está dada por la siguiente ecuación:

$$V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-) = -A_{vol}V^- \quad (35)$$

$$\frac{V_{in} - V^-}{Z_1} + \frac{V_0 - V^-}{Z_2} = 0 \quad (36)$$

Planteando nodos (ecuación 36) y despejando utilizando la ecuación 35, se llega a la siguiente función transferencia.

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-1}{\left[ \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{A_{vol}} \left( \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) \right] Z_1} \quad (37)$$

Se puede aproximar  $A_{vol} \rightarrow \infty$  tal que la función transferencia tienda a:

$$H(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (38)$$

Sin embargo, la ganancia  $A_{vol}$  no es igual y constante en todo el espectro de frecuencias, sino que posee un polo dominante cuya expresión está dada por:

$$A_{vol} = \frac{A_0}{\frac{s}{w_p} + 1} \quad (39)$$

Utilizando la ecuación 39 en 37, se puede obtener la siguiente función transferencia más precisa (ecuación 40) ya que considera el polo de la ganancia del operacional del circuito.

$$H(s) = -\frac{Z_2/Z_1}{1 + \left[ \frac{s}{GBP} + \frac{1}{A_0} \right] \cdot \left[ 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right]} \quad (40)$$

Ya se tiene pues, tres aproximaciones del comportamiento teórico del circuito. En general se utilizará la ecuación 38 para explicar el comportamiento de la salida y su carácter integrador o derivador. Antes de detallar los componentes de los mismos, se buscó calcular la impedancia de entrada vista por el generador. Para ello, nuevamente se consideró nuevamente,  $Z_{in} = \infty$ . Con esta aproximación, y planteando mallas se consigue la siguiente ecuación:

$$\frac{V_{in} - V_0}{Z_1 + Z_2} = I_{in}$$

A partir de esa ecuación y de las ecuaciones 35 y 36, se puede obtener la impedancia de entrada dada por:

$$Z = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \left( 1 + \frac{1}{A_{vol}} \right) \left( Z_1 + \frac{Z_1 + Z_2}{A_{vol}} \right) \quad (41)$$

Se consideraron para los circuitos a analizar, los dos operacionales utilizados en la Sección 2. El LM833 y el NE5534. Ambos tienen un  $A_{vol}$  comparable de alrededor de los 100 V/mV. Finalmente se eligió el NE5534 ya que posee mayor Slew Rate y muchísimo mayor GBP (Gain Bandwidth Product) de 10 MHz contra 100kHz que tiene el LM833. Si se recuerda en la Sección 2. La impedancia de entrada del NE5534 generó conflicto al no ser comparable con la resistencia utilizada en el circuito, por este motivo, se debe asegurar que las impedancias que se utilicen en este circuito no sean comparables a la impedancia de entrada del operacional, la cual ronda los  $100k\Omega$

Por lo que, para este circuito se utilizarán capacitores de  $C = 20nF$  y resistencias de  $R = 5k\Omega$ .

### 5.3 Circuito Derivador

Se tomó  $Z_1$  como un capacitor y  $Z_2$  como una resistencia, con los valores elegidos en la sección 5.2. De esta forma, y según la ecuación 38. La transferencia del circuito resulta:

$$H(s) = -s \cdot C \cdot R$$

Como se vió en la subsección 5.1.1. La función transferencia tiene ahora la forma de un derivador. Cabe destacar también que el signo negativo de la transferencia cambiará la fase de la derivada en  $\pi/2$ . La amplitud, por su parte, se va a ver amplificada o atenuada según la frecuencia y los valores de  $C$  y  $R$ . En  $f = 2\pi \cdot C \cdot R \approx 1.6kHz$  se obtendrá una ganancia unitaria, es decir, la amplitud en la salida será igual que en la entrada. A frecuencias mayores se verá amplificada y a frecuencias menores se verá atenuada. Esto se puede deducir, no solo a partir de las ecuaciones matemáticas, sino que, a medida que la frecuencia aumenta, el capacitor se comporta como un corto, forzando la tensión  $V_{in}$  en  $V^-$ , de esta forma se incrementa la diferencia entre  $V^-$  y  $V^+$ . Siendo la salida  $V_{out}$  una amplificación de aproximadamente  $10^5$  veces esa diferencia, a medida que esta aumenta, también lo hace  $V_{out}$  en una medida mucho mayor.

Se implementó pues dicho circuito y se lo alimentó con una señal triangular a una frecuencia de 1.6kHz para verificar el carácter derivador del mismo. Figura 58. La misma, debería devolver la pendiente de la recta, por lo que generaría una señal cuadrada.

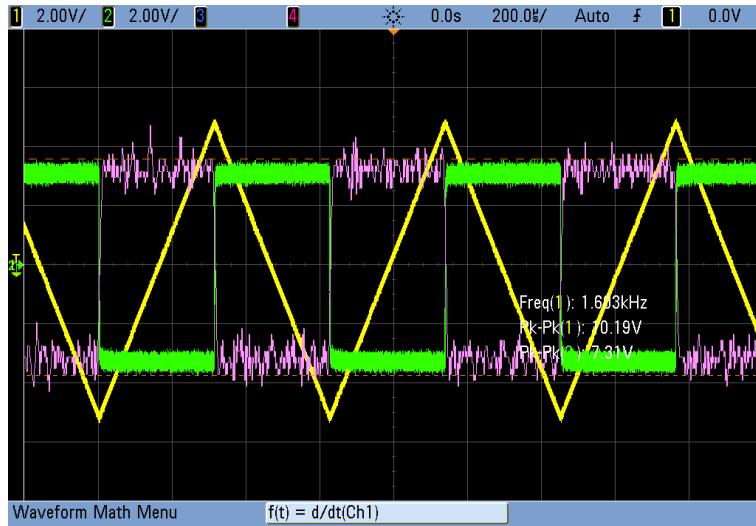


Figure 58: Derivada de una Triangular a 1.6kHz

Se usó la función “Math” del osciloscopio utilizado, para representar la derivada de la entrada y compararla con la salida del circuito, comprobándose, de esta forma, que el circuito implementado deriva correctamente. También se puede observar el desfasaje de 90° que obtiene la señal de salida debido al signo en la función transferencia como se explicó anteriormente. Al aumentar la frecuencia de la entrada, se pudo observar como la cuadrada aumentaba su amplitud, y al disminuir la frecuencia, la amplitud de la salida se atenuó (figura 59).

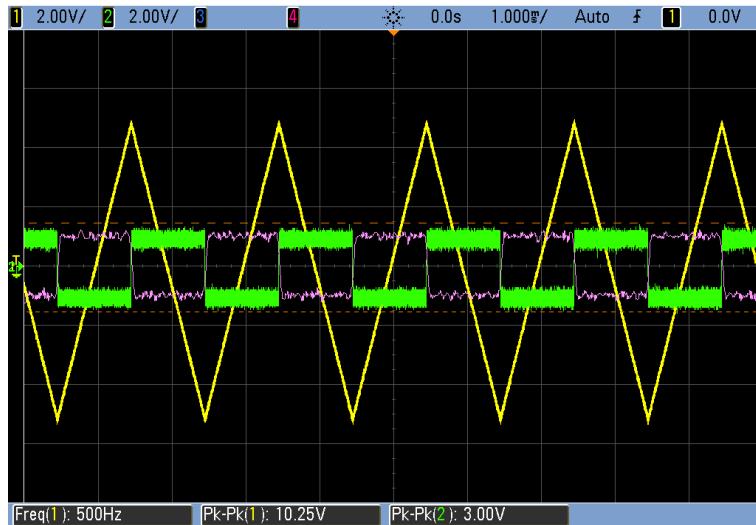


Figure 59: Derivada de una Triangular a 500Hz

### 5.3.1 Función Transferencia del Derivador

Antes de comenzar a medir la función transferencia del derivador es conveniente analizar la ecuación 40. Si se remplaza los valores  $Z_1$  y  $Z_2$  por las impedancias de los componentes utilizados se llega a la siguiente ecuación:

$$H(s) = \frac{-s \cdot R \cdot C}{\frac{s^2 \cdot R \cdot C}{GBP} + s \left( \frac{1}{GBP} + \frac{C \cdot V}{A_0} \right) + 1}$$

En la misma se observa que si bien posee un cero que le otorga el carácter derivador al circuito, tiene dos polos complejo conjugados que pueden llegar a afectar el comportamiento del circuito. El polo, se presenta en  $f = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{GBP}{C \cdot R}} \approx 50kHz$  por lo que a partir de esa frecuencia, el circuito obtendrá un carácter indeseado y no podrá ser utilizado como derivador. Teniendo en cuenta este nuevo análisis, se graficó el diagrama de bode teórico del circuito (figura 60)

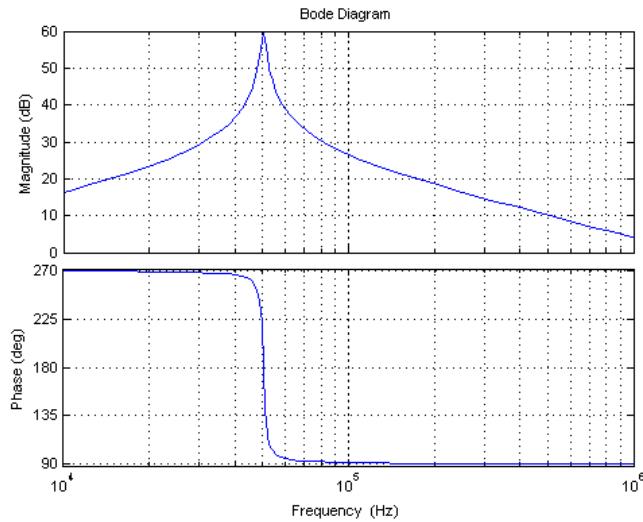


Figure 60: Diagrama de Bode Teórico del Circuito Derivador

Se midió y graficó el bode del circuito (figura 61) y se llegó a un comportamiento similar pero corrido hacia la derecha, esta diferencia se dió por una discrepancia en el valor de la ganancia del amplificador real con el valor que figuraba en la hoja de datos del integrado. Funciona como un derivador hasta que se alcanza cierta frecuencia y a partir de ahí deja de integrar debido al polo dominante del operacional. Este modelo fue tal como predijo el modelo teórico.

Cabe destacar que si bien pareciera que el circuito dejara de derivar cuando llega al pico de la curva de módulo, la misma comienza a sufrir un desfase mucho antes, con lo cual el verdadero límite para el derivador pasa a ser la fase en lugar del módulo.

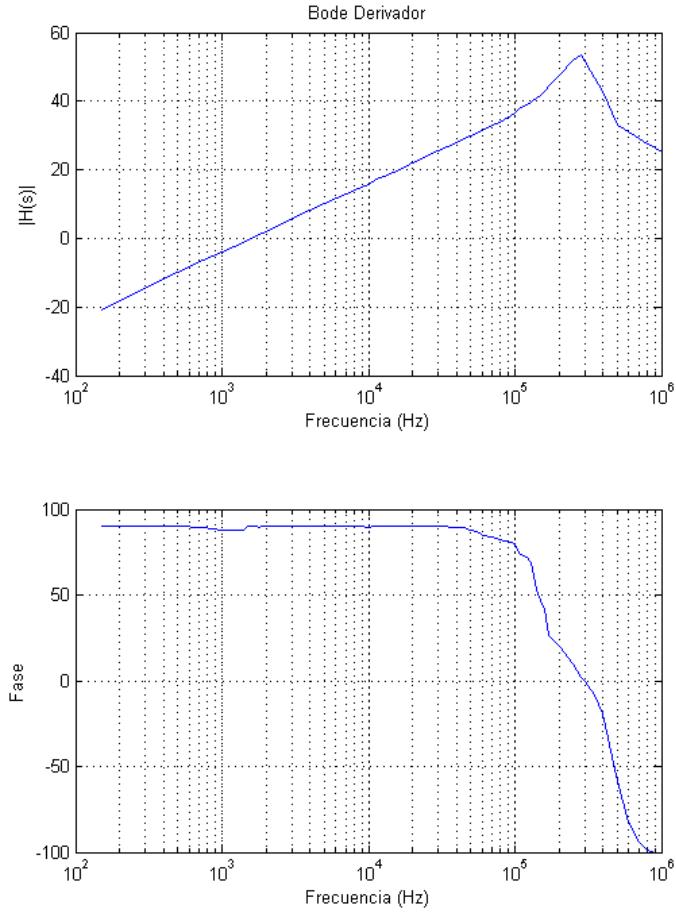


Figure 61: Diagrama de Bode Práctico del Circuito Derivador

## 5.4 Circuito Integrador

Se tomó  $Z_1$  como una resistencia y  $Z_2$  como un capacitor, con los valores elegidos en la sección 5.2. De esta forma, y según la ecuación 38. La transferencia del circuito resulta:

$$H(s) = \frac{-1}{s \cdot C \cdot R} \quad (42)$$

Como se pudo observar en la subsección 5.1.1. La función transferencia tiene ahora la forma de un integrador. Cabe destacar también que el signo negativo provoca un desfasaje de  $90^\circ$  en la salida. La amplitud, por su parte, se ve amplificada o atenuada según la frecuencia y los valores de  $C$  y  $R$ . En  $f = 2\pi \cdot C \cdot R \approx 1.6\text{kHz}$  se obtendrá una ganancia unitaria, al igual que como pasaba con el derivador. A frecuencias mayores se verá atenuada y a frecuencias menores se verá amplificada, tal como se puede deducir de la ecuación 42. A medida que la frecuencia disminuye, el capacitor se comporta como un circuito abierto, forzando la tensión  $V_{in}$  en  $V^-$ , de esta forma se incrementa la diferencia entre  $V^-$  y  $V^+$ . Siendo la salida  $V_{out}$  una amplificación de aproximadamente  $10^5$  veces esa diferencia, a medida que esta aumenta, también lo hace  $V_{out}$  en una medida mucho mayor y el sistema diverge para tensiones continuas.

Se implementó pues dicho circuito y se lo alimentó con una señal cuadrada a una frecuencia de 1.6kHz para verificar el carácter integrador del mismo. El resultado puede apreciarse en la ecuación 58.

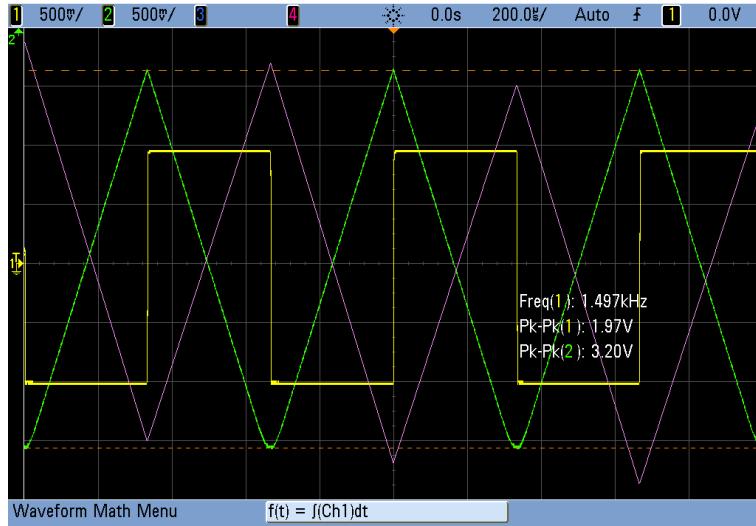


Figure 62: Integral de una Triangular a 1.6kHz

#### 5.4.1 Función Transferencia del Integrador

La función transferencia del integrador, tal como se vió en la sección 5.1.1, confirmado por la ecuación 38, debería estar dado por  $H(s) = -\frac{1}{s \cdot R \cdot C}$ . Se graficó la misma y se obtuvo el siguiente diagrama de bode:

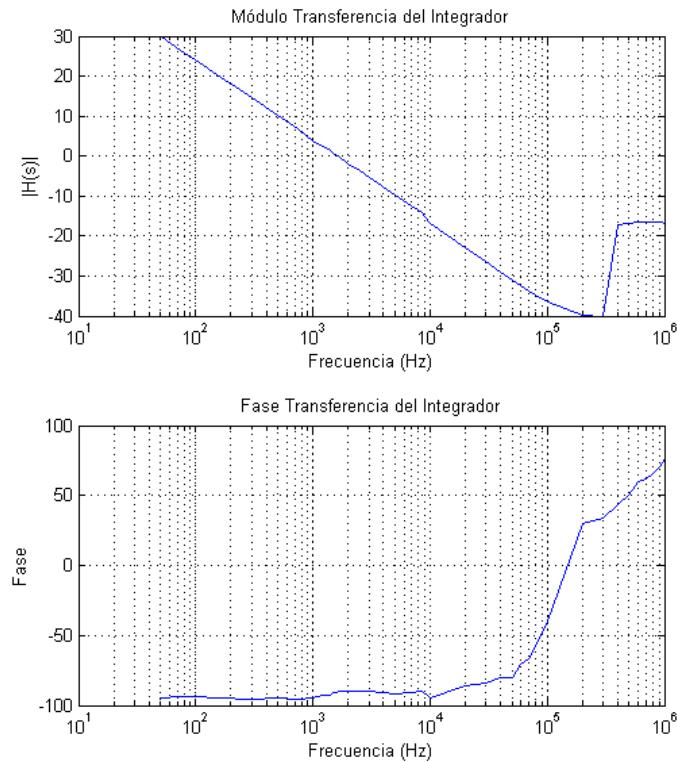


Figure 63: Diagrama de Bode Práctico de un Circuito Integrador

El gráfico anterior se comporta como lo esperado hasta cierta frecuencia. Por arriba de los 600kHz, el módulo de la transferencia presentó un crecimiento en dicho punto. Al rededor de una década antes, se comenzó a ver un cambio en la fase de la salida. Estos comportamientos anómalos se deben a un cero sobre los 600kHz, provocado por el comportamiento anómalo de los componentes utilizados a dicha frecuencia.

## 5.5 Circuitos Compensados

Como se vió, ambos circuitos presentan defectos a ciertas frecuencias, el derivador posee un comportamiento indeseado a altas frecuencias, mientras que el integrador diverge a bajas frecuencias. Por este motivo, se buscó compensar ambos circuitos para que no presenten estos defectos, colocando una resistencia en serie o en paralelo al capacitor. Lo que se buscó, fue obtener un inversor a las frecuencias de conflicto de ambos circuitos. Es decir, se buscó obtener  $Z_1$  y  $Z_2$  completamente resistivos.

### 5.5.1 Compensación del Derivador

A altas frecuencias, el capacitor se comporta como un corto circuito, evidentemente, poner una resistencia en paralelo con el capacitor no afectaría al circuito. Sin embargo, si se coloca una resistencia de un valor apropiado, de forma que sea despreciable en la frecuencia de trabajo, pero que comience a ser determinante a altas frecuencias, se puede lograr estabilizar la transferencia a altas frecuencias. Como el conflicto se encuentra, como se explicó en la sección 5.3, al rededor de los 50kHz, se buscó un valor de resistencia que comience a ser comparable a la impedancia del capacitor a los 10kHz, siendo prevalente en los 50kHz. De esta forma, se llegó a que  $R = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} \approx 150\Omega$ . Se volvió a medir el bode del derivador y se lo comparó con los resultados anteriores, los mismos se encuentran representados en la figura 64, en rojo se representa el circuito compensado y en azul los resultados de la sección 5.3.

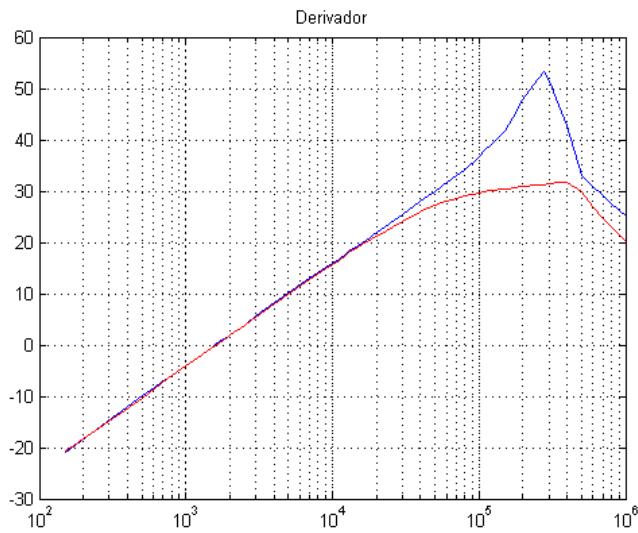


Figure 64: Diagrama de Bode del Circuito Derivador Compensado

Se puede observar que en ambos circuitos, a partir de los 500kHz, se empieza a obtener una pendiente negativa igual en ambos circuitos. Sea compensado o no, la grafica a partir de ese punto no se puede evitar. Esto se debe al GBP propio del operacional la cual induce ese comportamiento. Observar que a esta frecuencia también el integrador comenzaba a tener conflictos.

### 5.5.2 Compensación del Integrador

A bajas frecuencias, ya que la transferencia del integrador es de la forma  $\frac{1}{s}$ , la misma diverge en continua. Esto se da ya que, a bajas frecuencias, el circuito deja de estar realimentado, y amplifica la señal de entrada en  $A_{vol} = 10^5$  veces. Para esto se aplicó una resistencia en paralelo con el capacitor, de forma que realmente el circuito cuando el capacitor comience a comportarse como circuito abierto. Se calculó esa resistencia de forma que se obtenga una ganancia constante a bajas frecuencias pero que a su vez, ya que a partir de 1kHz, predomine el capacitor y por lo tanto que el circuito ya comience a integrar a esa frecuencia. Teniendo en cuenta estos requisitos, se eligió una resistencia que comience a ser comparable con la reactancia del capacitor a 100Hz. De esta forma, la fase comienza a aumentar a los 100Hz para alcanzar la fase esperada de  $-90^\circ$  al rededor del 1kHz tal como se puede apreciar en la imagen 66. Este circuito se simuló primero en el software Altium Designer para verificar los resultados antes de implementar el circuito, en la imagen 65 se muestra el resultado de la simulación.

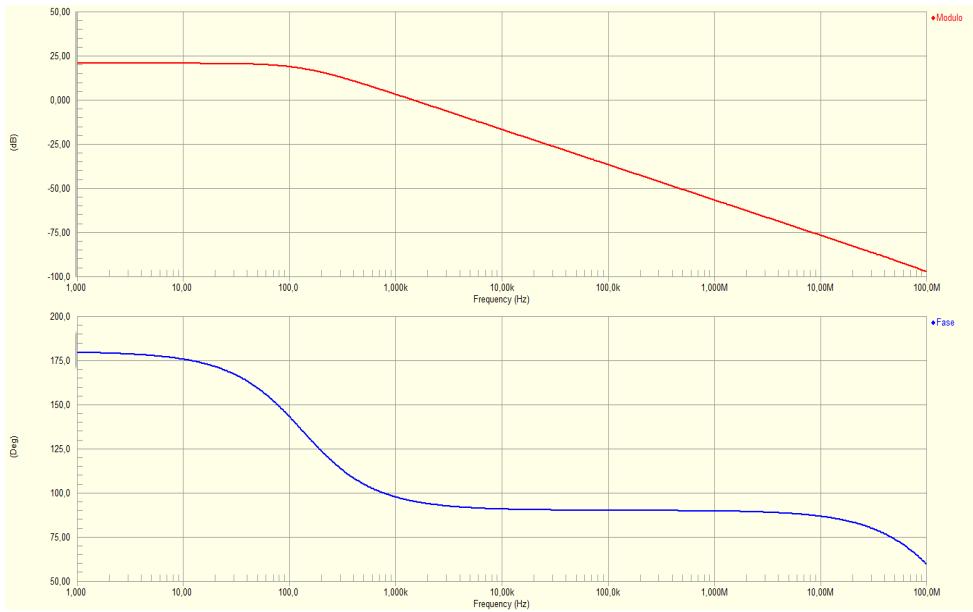


Figure 65: Simulación del Bode del Circuito Integrador Compensado

Si se compara el gráfico de la simulación de Altium con la imagen 66, se puede ver que el circuito se comportó exactamente como estaba previsto. En ambos casos, el módulo de la transferencia se mantiene constante entre 20 y 25 dB hasta los 100Hz, en donde comienza a descender 3dB por década. En cuanto a la fase, en ambos casos comienza en  $180^\circ$  desde donde desciende hasta los  $90^\circ$  en el kHz en donde se mantiene constante hasta cerca del MHz

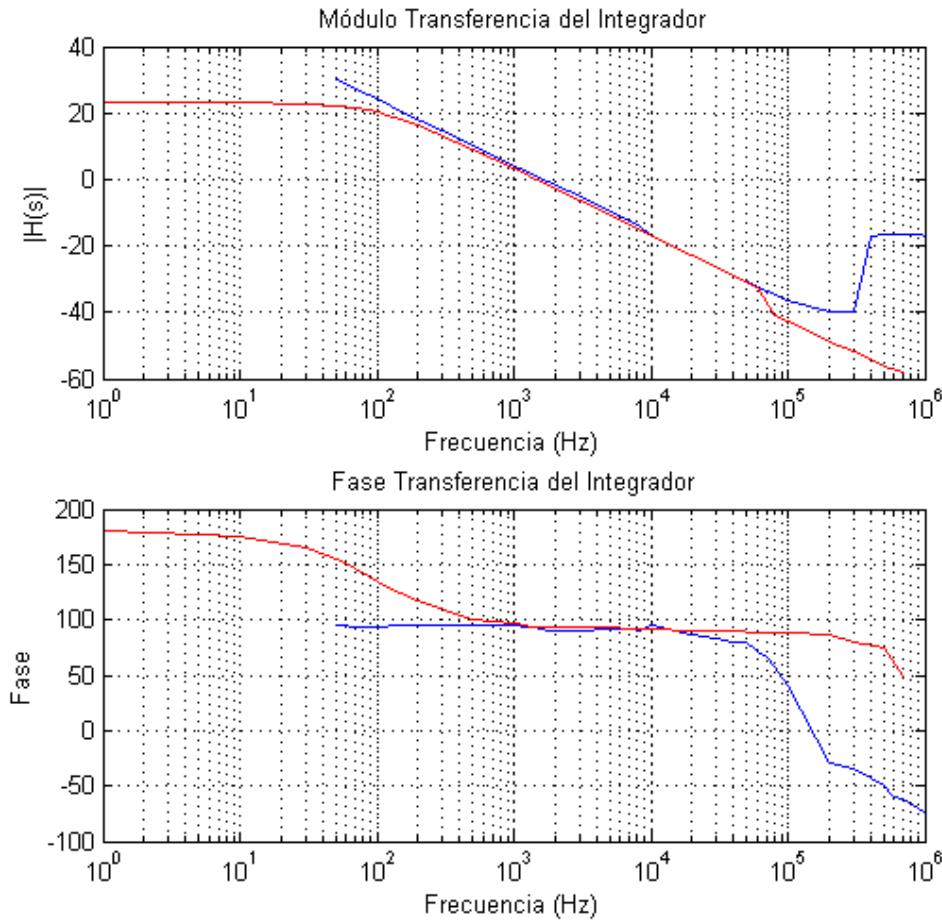


Figure 66: Diagrama de Bode del Circuito Integrador Compensado

En la figura anterior se puede apreciar como el circuito comienza a tener una transferencia constante entre 0 y los 100Hz tal como se deseaba obtener. El cero que agrega la compensación del circuito provoca un defasaje indeseado que se desprecia recien una decada despues del cero. Se puede decir que el circuito integra correctamente entre 1kHz y 10kHz. En donde por un lado, la frecuencia mínima está determinada por la fase, mientras que la cota máxima está dada por el módulo de la función transferencia que, a altas frecuencias, comienza a cambiar su forma.

## 5.6 Impedancia de entrada

Es de interés para el estudio de estos circuitos, medir la impedancia de entrada de los mismos. Se desea verificar también si se comportan como predice la ecuación 41. Se intentó medir la impedancia colocando las puntas de osciloscopio a la entrada y en el nodo  $V^-$ , de esta forma, se puede calcular la corriente que ingresa desde la fuente según la ecuación  $I_{in} = \frac{V_{in} - V^-}{Z_1}$  y a partir de la entrada y la corriente despejar la impedancia de entrada. Sin embargo, éste método no fue muy efectivo. Se obtuvieron resultados incoherentes y al medir, cambiaba la salida del circuito. Esto se atribuye a que  $V^-$  es un nodo de tierra virtual la cual está conectada con una muy alta impedancia que es en este caso la impedancia del amplificador operacional, y al conectarle la punta de osciloscopio, es como conectarle un capacitor y una resistencia comparables en paralelo lo cual modifica el circuito y cambia las mediciones. Para evitar este conflicto, se conectó una resistencia entre el generador  $V_{in}$  y  $Z_{in}$  y se midió la caída de tensión sobre esta resistencia. La misma debió ser suficientemente pequeña para no influir en el circuito, pero lo suficientemente grande para poder medir con mayor precisión la corriente que circula por ella. Por lo tanto, se eligió una resistencia de  $500\Omega$  un orden menor que la resistencia a utilizar.

### 5.6.1 Impedancia de entrada del Integrador

Si se observa la ecuación 41, se ve que ésta es prácticamente igual a  $Z_1$ , que, en este caso, es la resistencia R. Se puede ver que tanto para el circuito compensado (gráfica roja de la figura 67) como el que no (gráfica azul), a frecuencias menores de 100kHz, el mismo tiene un módulo y fase de la resistencia R utilizada. En el caso del circuito compensado, este valor R es mayor ya que se le suma la resistencia que se conectó en serie para poder medir el circuito, que como se dijo, es de  $500\Omega$ . En el circuito compensado, se puede apreciar que a el modulo va aumentando a partir de los 500Hz a medida que disminuye la frecuencia. Además, a partir de los 100kHz, la misma comienza a descender en módulo y a defasarse en  $-90^\circ$ , esto ocurre porque comienza a tomar un valor de un capacitor por las características del operacional y el capacitor de realimentación (Se puede verificar con la ecuación 41 para altas frecuencias).

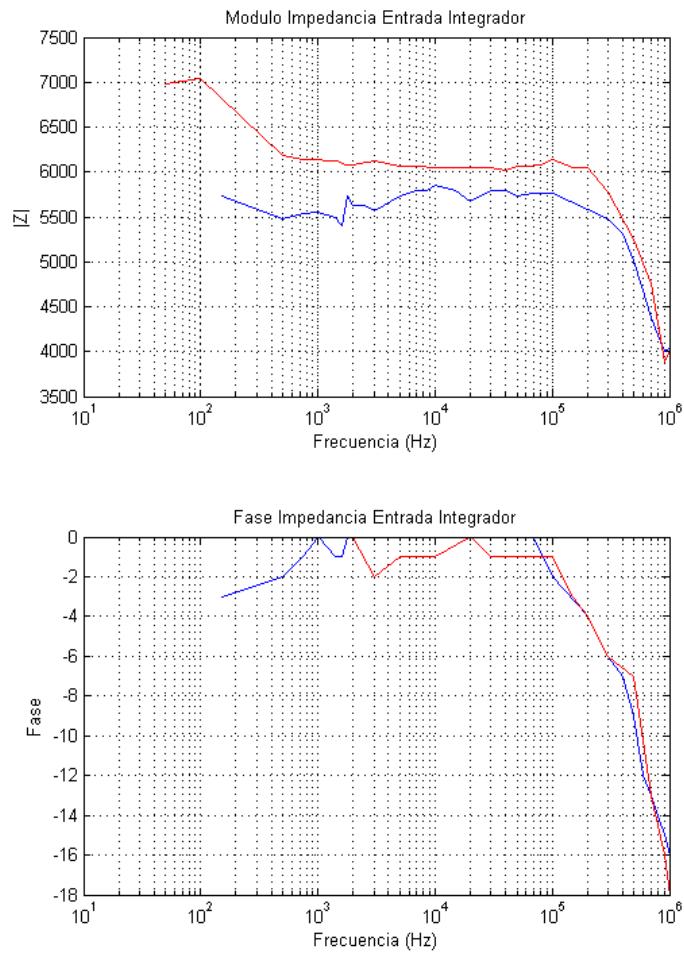


Figure 67: Impedancia de Entrada del Circuito Integrador

### 5.6.2 Impedancia de entrada del Derivador

Se repitió el procedimiento anterior pero esta vez para el circuito derivador. En este caso, diferenciar entre el circuito compensado o no carece de sentido, ya que la resistencia que se coloca para poder medir la impedancia de entrada compensa en si mismo al circuito. En teoría, según la ecuación 41, para este circuito particular, debería tener impedancia de entrada muy grande a bajas frecuencias e ir disminuyendo a medida que se aumenta las frecuencias. También se puede deducir físicamente, ya que en continua el capacitor se conecta como un lazo abierto, haciendo que la impedancia que ve la fuente sea infinita. A medida que aumenta la frecuencia, el capacitor comienza a comportarse como un ccable y la impedancia de entrada disminuye. Este análisis se puede contrastar con los

valores graficados en la figura 68. En la misma se puede apreciar como diverge a bajas frecuencias y como disminuye rápidamente para más altas frecuencias.

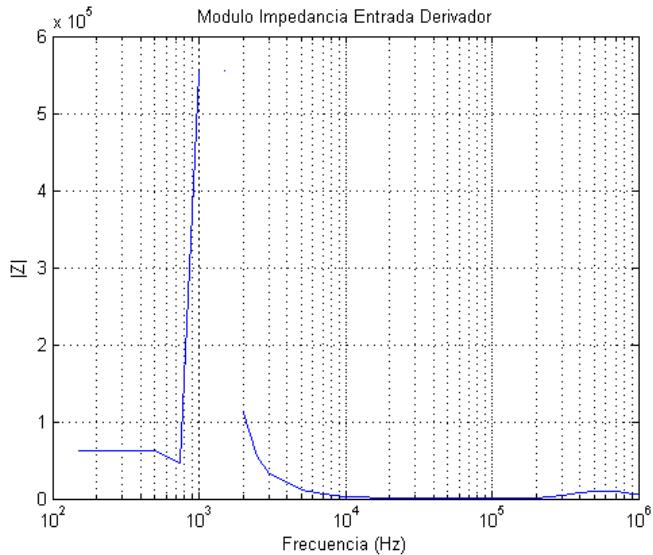


Figure 68: Impedancia de Entrada del Circuito Derivador

## 5.7 Conclusiones

En esta sección se pudo diseñar circuitos que integren o deriven señales que reciben, una aplicación muy interesante teóricamente. Sin embargo, los circuitos presentaron defectos para ciertas frecuencias y hubo la necesidad de compensarlos. Más allá de la compensación de los mismos, a muy altas frecuencias, el GBP del amplificador operacional modificaba la salida y se obtenían valores indeseados. Ya si se desea corregir ese defecto habría que conseguir un amplificador con mejor GBP.

## 5.8 Observaciones

Se colocaron los dos circuitos implementados en esta sección en serie y se alimentó con una señal triangular. El primer circuito lo derivó, obteniéndose una señal cuadrada que, al pasar por el integrador, se volvió a obtener la señal de entrada. Dicho resultado se muestra en la figura 69. Si se trabaja dentro de las bandas de frecuencia aceptables para ambos circuitos, los que atenúa uno, el otro circuito lo amplifica. Y aunque el derivador invierte la entrada, el integrador la vuelve a invertir, por lo que se vuelve a obtener una señal completamente igual a la entrada. Sin embargo, si esta señal tuviera offset, la misma se perdería en la derivada y, evidentemente, el circuito devolvería solo la señal sin continua.

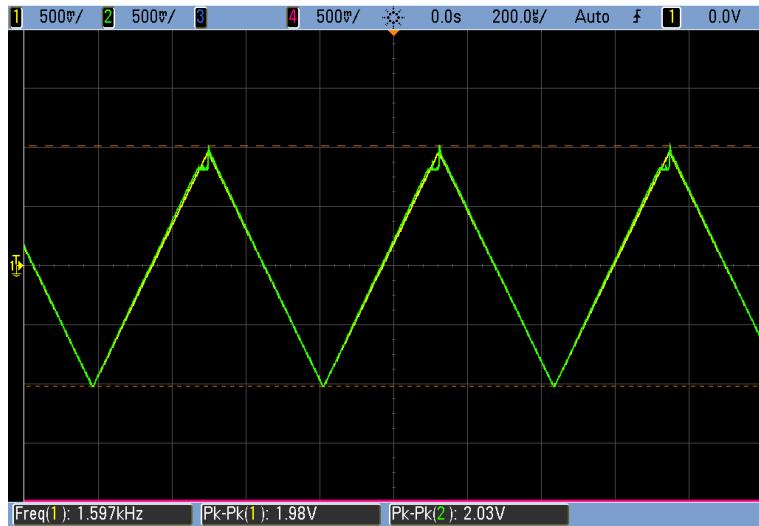


Figure 69: Derivador e Integrador

## 6 Preamplificador de audio

Se propuso realizar un circuito preamplificador de audio, diseñado para amplificar la señal proveniente de dos micrófonos de tipo electret. Se tomó como punto de partida al circuito que se muestra en la figura 70.

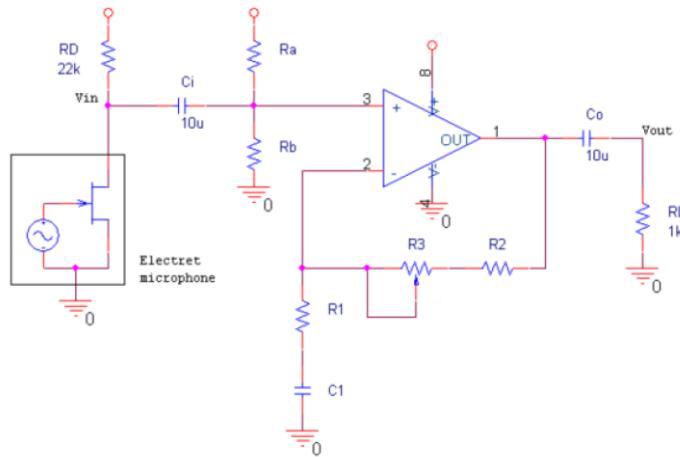


Figure 70: Circuito inicial para el preamplificador de audio

### 6.0.1 Consideraciones iniciales

Para implementar el circuito se tuvieron en cuenta los siguientes requisitos:

- La tensión de salida no debe estar desacoplada en continua y ser adecuada para la señal de entrada de un parlante.
- Incluir un conector de audio estéreo a la salida.
- La alimentación deberá ser de +12V no partida.
- Se debe incorporar un ajuste de ganancia a la salida entre -6dB y 40dB en el rango de frecuencias audibles (20Hz - 20kHz).
- Incluir la posibilidad de inyectar señales emulando la salida de un micrófono

### 6.0.2 Diseño del circuito

El circuito final propuesto es el de la figura 71. Se comentan a continuación las consideraciones que se tuvieron a la hora de diseñarlo.

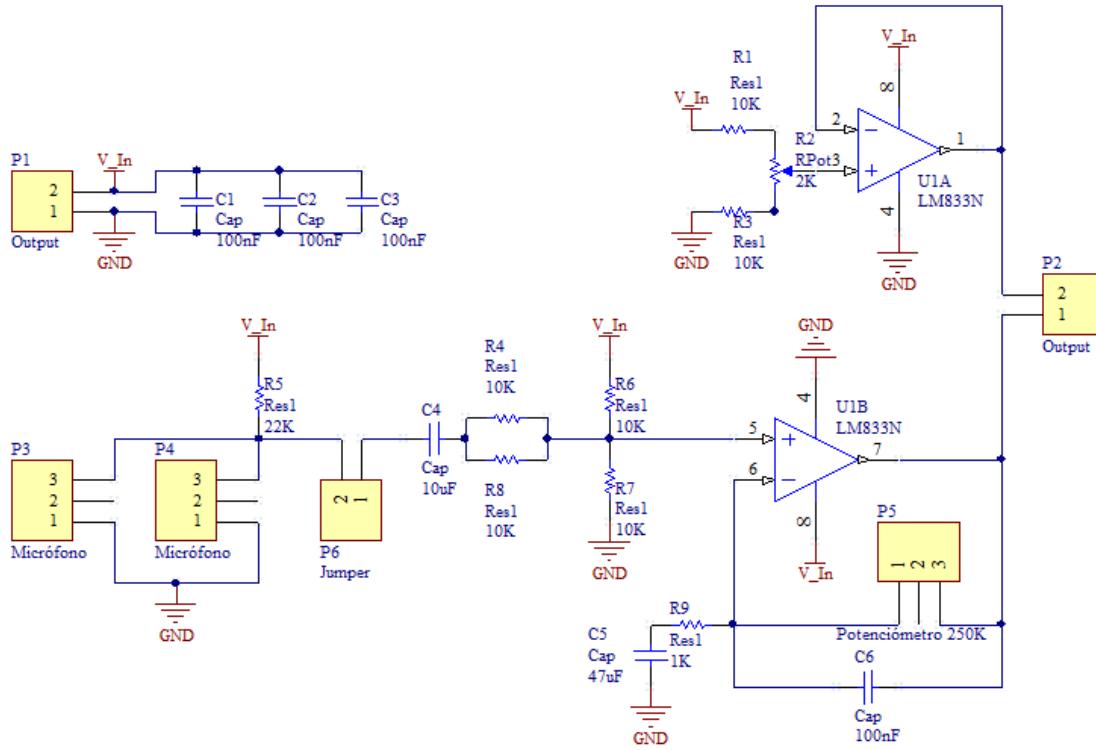


Figure 71: Circuito final. Preamplificador de audio

Comenzando el estudio del circuito por la izquierda, se pueden ver los dos microfonos alimentados en paralelo, bajo una resistencia de  $22k\Omega$  para limitar la corriente necesaria para el funcionamiento de los mismos. La señal luego atraviesa un Jumper que permitirá reemplazar la señal por una señal de generador. Luego, la señal atraviesa un capacitor (C4) que elimina las componentes de tensión continua. Las señales en frecuencia vienen a la configuración de 4 resistencias (R4, R6, R7 y R8) como un divisor resistivo. Para los valores dados, la atenuación será de -6dB. De forma equivalente, las resistencias R6 y R7 forman un divisor resistivo para la tensión continua de alimentación, y montan la señal de los micrófonos sobre una tensión de 6V. De esta forma, la señal queda montada sobre una tensión igual a la media entre la alimentación del amplificador operacional, y así, se aprovecha al máximo el rango dinámico del mismo.

Para solucionar la condición de que la alimentación sea de +12V no partida, se recurrió al diseño de un “Phantom Ground”. Esta configuración permite obtener el punto de referencia a 6V (tensión sobre la cual está montada la señal). Este nuevo punto de referencia se logra con un divisor resistivo ( $R_1$  y  $R_3$  en la figura 71), con dos resistencias de igual valor, y un preset para realizar una calibración. Se conecta un buffer al punto de 6V de tensión para no cargar al divisor resistivo. De esta manera se logra desacoplar a la señal de salida y referenciarla a 6V, para adaptarla así a la entrada de un parlante.

Para lograr el ajuste de ganancia solicitado, se incluye un potenciómetro  $P_5$  en la realimentación del amplificador operacional  $U_1B$ . El objetivo de esto es poder controlar la ganancia de esta etapa. Como el amplificador está en su configuración no inversora, siempre tendrá una ganancia mayor o igual a la unitaria, siendo su transferencia en condiciones ideales:  $H(S) = 1 + \frac{R_{Pot}}{R_9 + X_{C_5}}$ . Se utilizó un capacitor de valor de  $47nF$  tal que su impedancia sea despreciable frente a la impedancia de la resistencia  $R_9$  en el rango de frecuencias de trabajo, y la ganancia sea la misma para todas estas frecuencias. Se calculó un potenciómetro tal que cuando esté a su máximo valor de resistencia, éste aporte 46 dB de ganancia. Cuando esté en su mínimo, la transferencia será igual a la unidad y tendrá una ganancia de 0 dB. Será tarea de otra parte del circuito atenuar -6 dB para poder cumplir con el rango pedido de -6 dB y 40 dB de ganancia de salida.

La atenuación de -6 dB se hace efectiva con un divisor resistivo en la entrada del circuito ( $R_6$  y  $R_7$ ), entre el capacitor que filtra la tensión continua proveniente de los micrófonos y la entrada del amplificador operacional no inversor. Fue motivo de estudio el hecho de colocar esta etapa de atenuación antes o después del amplificador operacional. El hecho de colocarla después hubiese implicado la necesidad de un buffer adicional para no cargar la salida del divisor resistivo y modificar los 46 dB de ganancia anteriores. Colocarlo antes, como se hizo finalmente,

nos hace prescindir de dicho buffer, a costa de aumentar el nivel de ruido, ya que primero se atenúa la señal y luego se la amplifica. Se realizaron mediciones y se determinó que este ruido adicional no suponía un problema para el funcionamiento del amplificador.

### 6.0.3 Transferencia

Se calculó la función transferencia del circuito en cuestión. Para la primer etapa, se tiene un divisor resistivo. Teniendo en cuenta el cambio de variables  $R_{10}$  como la resistencia equivalente de  $R_6$  y  $R_7$  y  $R_{11}$  al equivalente del paralelo entre  $R_8$  y  $R_4$ . Para simplificar las ecuaciones, se utiliza el hecho de que  $R_6$ ,  $R_8$ ,  $R_4$  y  $R_7$  para igualar  $R_{10}$  a  $R_{11}$ . Se procede entonces a calcular la

función transferencia:

$$\frac{V^+}{V_{in}} = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{11} + X_4} = \frac{R_{10}}{2 \cdot R_{10} + X_4} \quad (43)$$

La configuración del operacional, como se vió en la sección 1, es de un no inversor, siendo su ganancia:

$$H_1(s) = \frac{V_{out}}{V^+} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad (44)$$

Por lo tanto, de las ecuaciones 43 y 44, se obtiene la ganancia total del sistema:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = H_2(s) = \frac{R_{10}}{2 \cdot R_{10} + X_4} \cdot \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right)$$

Remplazando finalmente  $Z_1 = R_9 + X_5$  y  $Z_2 = \frac{P_5 \cdot X_6}{P_5 + X_6}$  se llega a:

$$H(s) = \frac{R_{10}}{2 \cdot R_{10} + X_4} \cdot \left( 1 + \frac{P_5 \cdot X_6}{(P_5 + X_6) \cdot (R_9 + X_5)} \right) = \frac{R_{10}}{2 \cdot R_{10} + \frac{1}{s \cdot C_4}} \cdot \left( 1 + \frac{\frac{P_5}{s \cdot C_6}}{\left( P_5 + \frac{1}{s \cdot C_5} \right) \cdot \left( R_9 + \frac{1}{s \cdot C_6} \right)} \right) = \frac{R_{10} \cdot s \cdot C_4}{2 \cdot R_{10} \cdot s \cdot C_4 + 1} \cdot \left( 1 + \frac{\frac{P_5}{s \cdot C_6}}{\left( P_5 + \frac{1}{s \cdot C_5} \right) \cdot \left( R_9 + \frac{1}{s \cdot C_6} \right)} \right)$$

A partir de la ecuación anterior se llega a lo siguiente:

$$H(s) = \frac{R_{10} \cdot s \cdot C_4}{2 \cdot R_{10} \cdot s \cdot C_4 + 1} \cdot \left( \frac{s^2 \cdot P_5 \cdot R_9 \cdot C_5 \cdot C_6 + s \cdot (R_9 \cdot C_6 + 2 \cdot P_5 \cdot C_5) + 1}{s^2 \cdot P_5 \cdot R_9 \cdot C_5 \cdot C_6 + s \cdot (R_9 \cdot C_6 + P_5 \cdot C_5) + 1} \right) \quad (45)$$

De la función transferencia de la ecuación 45, se puede analizar los siguientes casos. Por una lado,  $H_1(s)$  posee un cero en  $s = 0$  y un polo simple, eso genera un comportamiento como pasa altos, lo cual era justamente el objetivo de la configuración antes del operacional, ya que no deja pasar la continua para que no modifique la tensión de 6 V que se fuerzan en la entrada y solo permite pasar la señal que proviene del micrófono. Este comportamiento se puede ver en la figura 72.

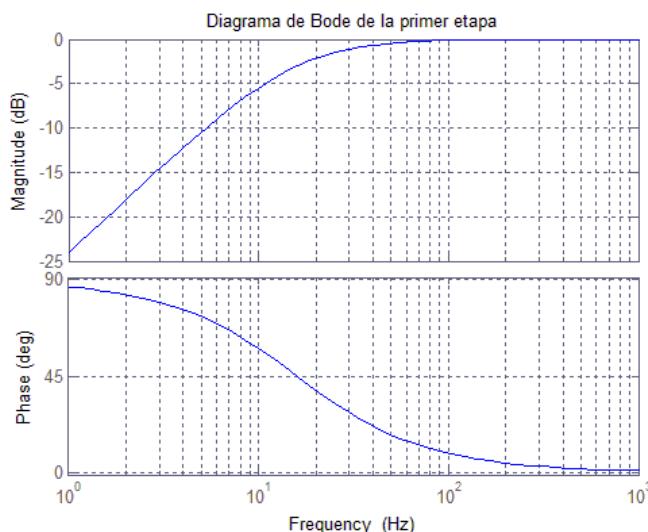


Figure 72: Diagrama de Bode Primera Etapa

Por otro lado, para la transferencia  $H_2(s)$ , si se analiza para continua se iguala a 1. Esto se explica ya que el capacitor  $C_5$  genera un punto de alta impedancia en  $V^-$  y evita la realimentación. Por otro lado, si se hace tender la frecuencia a infinito, la ganancia vuelve a dar 1, ya que a altas frecuencias, ambos capacitores se comportan como un cable y el integrador para a funcionar como un buffer. Por lo tanto, la ganancia solo va a ser distinta a la unidad en las frecuencias cercanas a  $f = \sqrt{\frac{1}{4\cdot\pi\cdot P_5\cdot R_9\cdot C_5\cdot C_6}}$  por lo tanto, variando el valor del potenciómetro, varía la zona de trabajo. Además, según los mismos, varía el módulo y fase de la transferencia y se puede buscar la ganancia deseada (sin tener en cuenta límites del propio operacional como la tensión de saturación). El diagrama de bode resultante queda como el que muestra la figura 73.

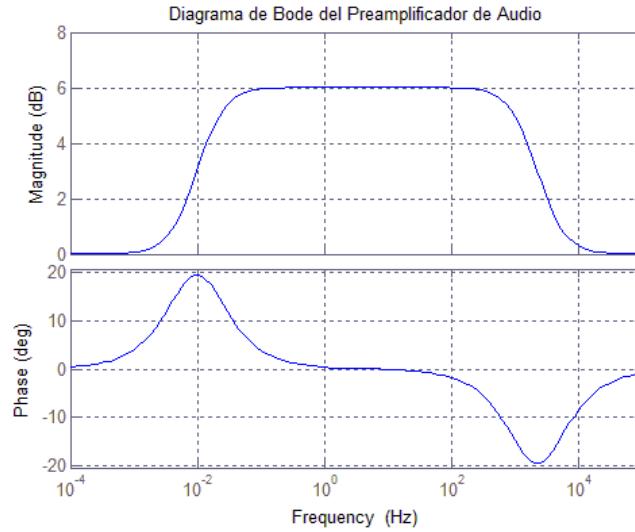


Figure 73: Diagrama de Bode Segunda Etapa

Estudiando la transferencia total del sistema con los valores de los componentes utilizados, se llega al diagrama de bode que muestra la figura 74

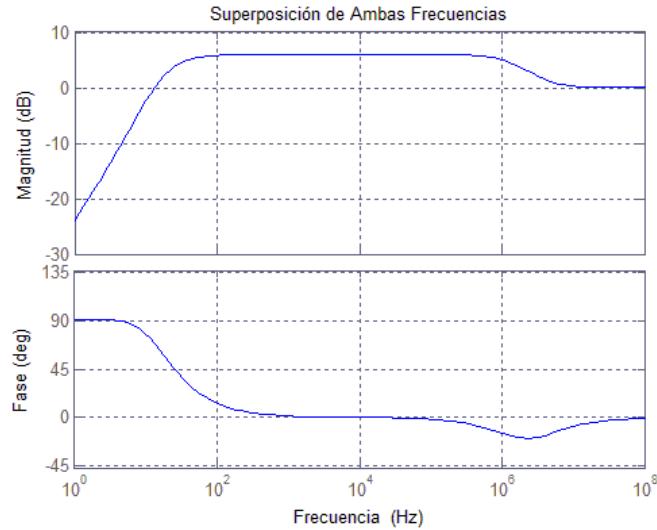


Figure 74: Diagrama de Bode Preamplificador de Audio

Se incluyen en las figuras 75 y 76 las capturas del osciloscopio que muestran que las mediciones de máxima y mínima ganancia pedida cumplen con los requisitos.

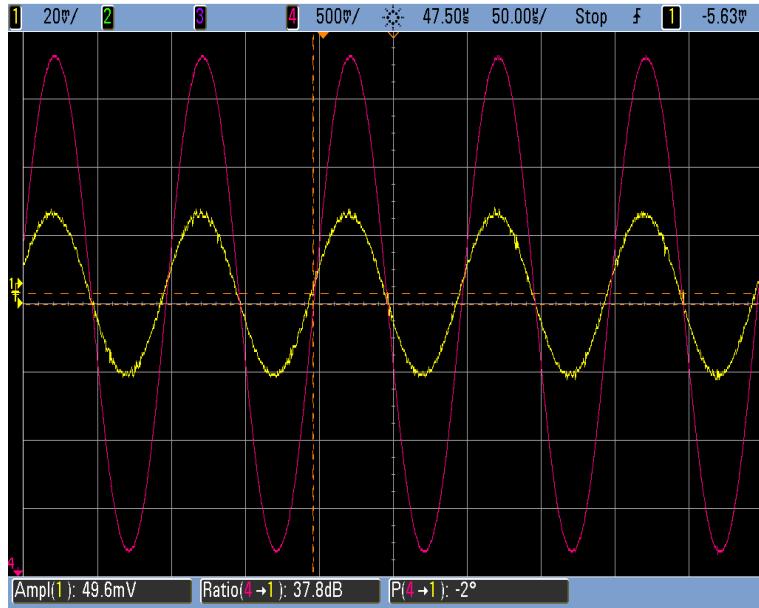


Figure 75: Máxima amplificación del circuito

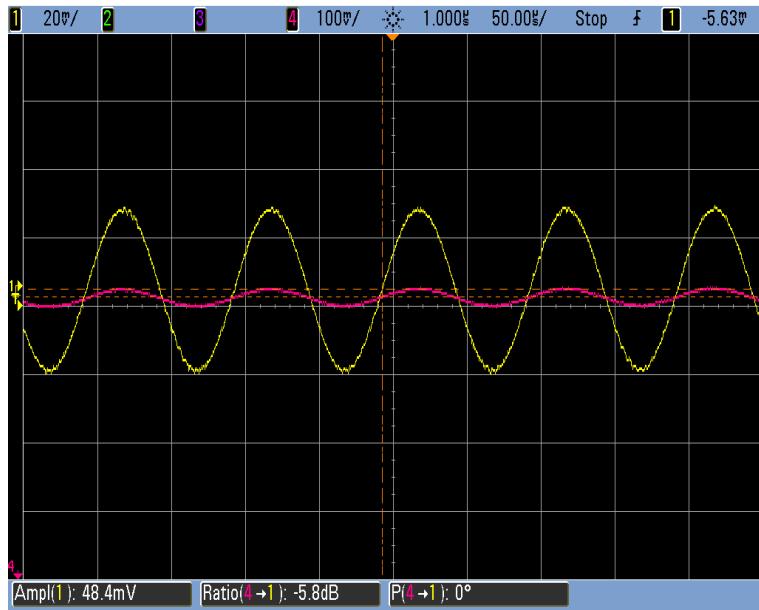


Figure 76: Máxima atenuación del circuito

## 6.1 Experimento de medición de la velocidad del sonido

Se diseñó un experimento que tiene como objetivo hallar experimentalmente la velocidad del sonido. Para ello el primer paso que se realiza es desconectar los micrófonos del circuito poniéndolos por separado y utilizar el generador de señales con el cual se emula la salida de los micrófonos. A la salida del circuito se conectó un parlante de manera que emitía sonido reflejando las señales que le llegan al mismo (el generador es colocado en los Jumpers mencionados previamente).

Se dispone al circuito de manera tal que los micrófonos sigan alimentados de manera que sean capaces de captar una señal sonora y generar una señal. Lo primero que se lleva a cabo es medir la distancia que existe entre los micrófonos y el parlante. Luego, conocido este valor, se comienzan a generar señales sonoras en el circuito con el parlante y se miden con un osciloscopio las señales que le entran al parlante (se desprecia el tiempo que se tarda en que la señal entre al parlante y que el mismo emita sonido). A su vez se mide con el osciloscopio la señal que

generan los micrófonos cuando reciben la señal sonora proveniente del parlante.

Teniendo las dos señales se mide con el osciloscopio el desfasaje de tiempo entre los dos picos de la señal y sabiendo estos valores y conociendo la distancia entre el parlante y el micrófono se utiliza la siguiente ecuación para obtener la velocidad del sonido:

$$v_{sound} = \frac{d_{parlante-micrófono}}{t_{desfasaje}} \quad (46)$$

La ecuación final, 46 es mediante la cual se obtiene la velocidad del sonido.

## 7 Diseño de Sensor Térmico

Dadas ciertas especificaciones para el diseño de un circuito, existen diversas formas de cumplir con lo solicitado. Es por eso que durante el proceso de diseño deben realizarse múltiples decisiones críticas, y esto no siempre resulta una tarea trivial. En esta sección se estudiarán las decisiones y el análisis que se deben realizar al momento de diseñar.

### 7.1 Especificaciones

Supóngase que una empresa fabricante de cámaras de cultivo requiere de un circuito que mida la temperatura de las mismas. Se especifican los siguientes puntos:

- Utilizar como sensor de temperatura el LM35.
- Adaptar la señal del integrado para trabajar en un rango de temperaturas entre  $35C$  y  $45C$ , donde la salida varíe linealmente entre  $0V$  y  $5V$ . ( $35C \rightarrow 0V$   $45C \rightarrow 5V$ ).
- Implementar una primera unidad del circuito para realizar las evaluaciones de calidad correspondientes.
- Diseñar un método simple de calibración del circuito para cumplir la especificación con un nivel de precisión del orden de presición del sensor utilizado.
- Implementar una protección de forma tal que la tensión de salida no se encuentre debajo de  $-1V$  ni por encima de  $6V$ .
- Incluir una hoja de datos que contenga toda la información relevante del modo de uso y calibración del circuito.

### 7.2 LM35

Se procede a analizar el integrado a utilizar. A partir de la hoja de datos se resume la información de mayor relevancia para este proyecto. Se trata de un sensor de temperatura cuya tensión de salida varía linealmente con la temperatura medida. Abarca un rango de medición de temperatura de  $-55C$  a  $150C$ , con presición de  $\frac{3}{4}C$  en todo el rango, y  $\frac{1}{4}C$  a temperatura ambiente. La tensión de salida es de  $0V$  a  $0C$  y aumenta a un ratio de  $10mV/^\circ C$ . El integrado tiene tres contactos: Uno de alimentación, uno de tierra y uno de output. Se muestra en la figura 77 un ejemplo de aplicación típica cuyo rango de medición satisface los requerimientos para este proyecto.

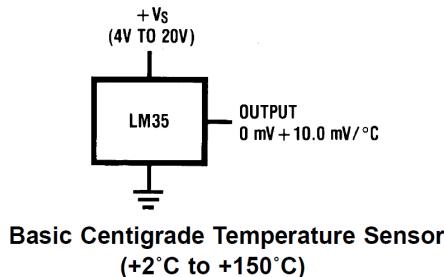


Figure 77: Aplicación típica del LM35.

De aquí surge una nueva condición para el circuito: La alimentación del integrado debe ser de entre  $4V$  y  $20V$ .

### 7.3 Conversión de la señal

Según las especificaciones del cliente, el circuito debe entregar una señal de  $0V$  a  $35C$  e incrementar linealmente hasta  $5V$  a  $45C$ . Planteando las salidas como funciones se obtiene:

$$\text{Output Integrado : } Y(T) = 10 \frac{mV}{C} \cdot T$$

$$\text{Output Deseado : } X(T) = \frac{5V}{45C - 35C} \cdot (T - 35C)$$

$$X(T) = 500 \frac{mV}{C} \cdot (T - 35C)$$

$$X(T) = 500 \frac{mV}{C} \cdot T - 17.5V$$

$$X(T) = 50 \cdot Y(T) - 17.5V \quad (47)$$

$$X(T) = 50 \cdot [Y(T) - 350mV] \quad (48)$$

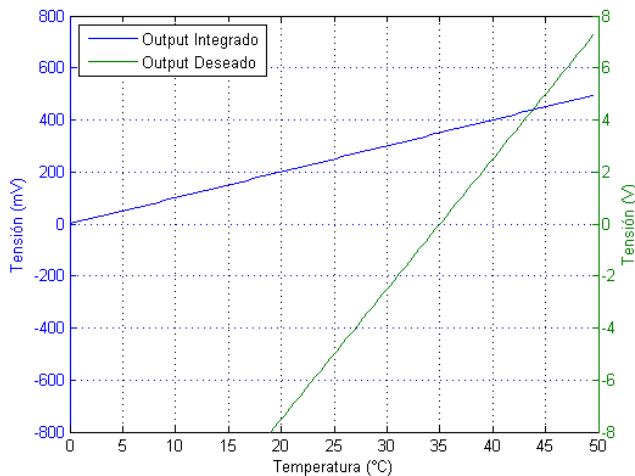


Figure 78: Output Integrado y Output deseado.

Como se ve en las ecuaciones 47 y 48, existen dos expresiones que permiten obtener  $X(T)$  en función de  $Y(T)$  a través de dos operaciones aritméticas simples como lo son la resta y el producto. En ambos casos  $Y(T)$  se multiplica por 50. También, se le resta cierta tensión cuyo valor depende de si se substrae antes o después del producto. Al momento de la calibración será necesario ajustar estos dos valores, correspondientes cada una de estas operaciones. A estos valores se les llamará *ganancia* y *offset* respectivamente. Analizando las ecuaciones y teniendo en cuenta las limitaciones del circuito, se puede concluir que la segunda expresión (ecuación 48) es la más conveniente al momento de la calibración por las siguientes razones:

En la segunda expresión, forzando un valor de  $Y(T) = 350mV$ , se puede calibrar el valor del offset independientemente del valor de la ganancia, midiendo  $X(T) = 0V$  a la salida del circuito. Medir un valor de  $0V$  resulta conveniente ya que se puede medir con gran presición mediante el uso de un galvanómetro. También es importante notar que el valor de  $0V$  está dentro del rango de valores de tensión de salida válidos, y no debería verse afectado por una protección a la salida del circuito. Una vez calibrado el valor de offset, forzando un valor de  $Y(T) = 450mV$  se deberá calibrar la ganancia hasta obtener un valor de  $X(T) = 5.00V$  a la salida, y la calibración estará concluida.

Por otro lado, planificando el circuito según la primera expresión (ecuación 47), calibrar el offset independientemente de la ganancia no será posible. Forzando un valor de  $Y(T) = 0V$ , se debería esperar un valor de  $X(T) = -17.5V$  a la salida. Este valor no se encuentra dentro del rango de tensiones de salida válidos del circuito y debería ser impedido por la protección de tensión. Aún si se pudiera desactivar la protección mediante el uso

de jumpers o interruptores (lo cual sería riesgoso en caso de olvidar activar la protección antes de poner en uso el circuito), las operaciones aritméticas serán realizadas por amplificadores operacionales, y  $-17.5V$  no será un valor de tensión de salida posible con opamps alimentados con  $\pm 15V$ . Dado a que el offset y la ganancia no se pueden calibrar independientemente uno del otro, la calibración pierde simplicidad. Es por esto que se opta por implementar un circuito que realice la transformación de tensión de acuerdo con la segunda expresión (ecuación 48), restando primero el offset, y multiplicando luego por la ganancia.

### 7.3.1 Primer propuesta: Amplificador Substractor

Procediendo a estudiar como realizar la transformación de la señal, se propuso la siguiente implementación:

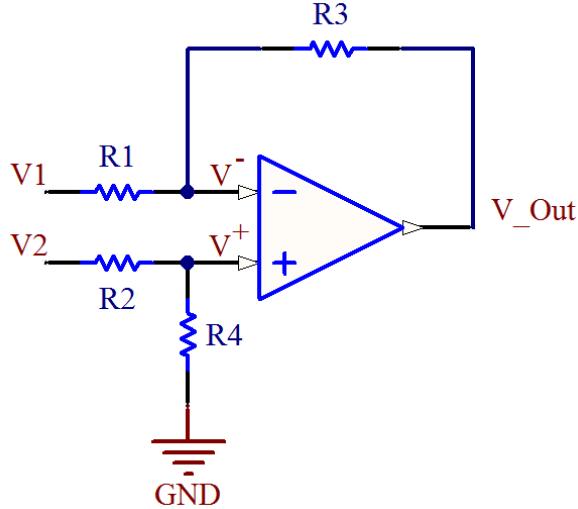


Figure 79: Circuito Amplificador Substractor.

Dado que los cambios de temperatura a medir por el sensor son variaciones lentas, se puede decir que el circuito trabajará a muy bajas frecuencias ( $< 1Hz$ ). Teniendo esto en cuenta, se considera  $A_{vol}$  infinito y se procede a analizar la transferencia de este circuito por superposición. Considerando en primer lugar  $V_2 = 0$ , luego  $V_1 = 0$ , se obtienen los dos siguientes circuitos:

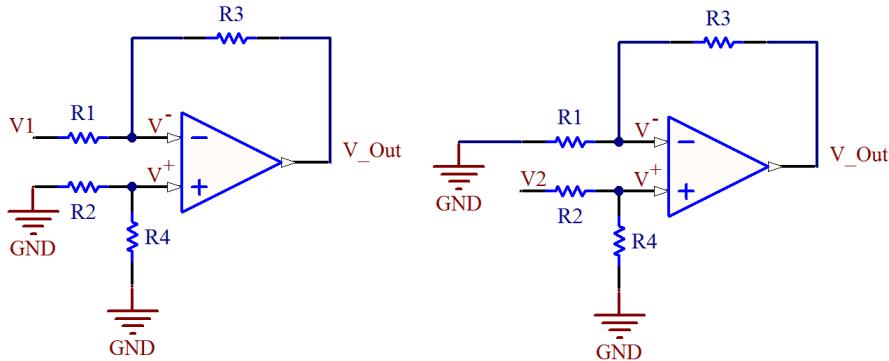


Figure 80: Análisis del Circuito Amplificador Substractor por superposición.

Habiendo hecho esto se puede reconocer a dos de los casos más conocidos de circuitos con amplificadores operacionales. A la izquierda se puede ver que  $V^+ = GND$ , por lo que resulta ser una configuración de Amplificador Inversor con  $V_{Out} = -V_1 \cdot \frac{R_3}{R_1}$ . A la derecha, se ve que se trata de una configuración similar al Amplificador no Inversor, de transferencia  $\frac{V_{Out}}{V^+} = 1 + \frac{R_3}{R_2}$ . Teniendo en cuenta que R2 y R4 forman un divisor resistivo para  $V_2$ , la tensión de salida para este circuito será  $V_{Out} = V_2 \cdot \frac{R_4}{R_2+R_4} \cdot (1 + \frac{R_3}{R_1})$ .

Sumando las expresiones obtenidas en el análisis por superposición se llega a la siguiente expresión:

$$V_{Out} = -V_1 \cdot \frac{R3}{R1} + V_2 \cdot \frac{R4}{R2 + R4} \cdot \left(1 + \frac{R3}{R1}\right)$$

Sea  $Y(T) = V_2$  y  $X(T) = V_{Out}$  se busca obtener una expresión similar a la ecuación 48:

$$\begin{aligned} V_{Out} &= V_2 \cdot \frac{R4 \cdot (R1 + R3)}{R1 \cdot (R2 + R4)} - V_1 \cdot \frac{R3}{R1} \\ V_{Out} &= \frac{R4 \cdot (R1 + R3)}{R1 \cdot (R2 + R4)} \cdot \left(V_2 - V_1 \cdot \frac{R3 \cdot (R2 + R4)}{R4 \cdot (R1 + R3)}\right) \end{aligned} \quad (49)$$

Sea  $R1 = R2$  y  $R3 = R4$

$$\begin{aligned} V_{Out} &= \frac{R3 \cdot (R1 + R3)}{R1 \cdot (R1 + R3)} \cdot \left(V_2 - V_1 \cdot \frac{R3 \cdot (R1 + R3)}{R3 \cdot (R1 + R3)}\right) \\ V_{Out} &= \frac{R3}{R1} (V_2 - V_1) \end{aligned}$$

Sea  $R3 = 50 \cdot R1$

$$V_{Out} = 50 (V_2 - V_1)$$

Esta última expresión aritmética hace parecer al circuito propuesto (figura 79) la solución óptima para la adaptación de la señal. Utilizando tan solo un amplificador operacional, toda la transformación está resuelta. Sin embargo, es importante notar que la expresión original de la tensión de salida, antes de asumir las relaciones entre los valores de los resistores, es la indicada en la ecuación 49. Notar que tanto la ganancia como el offset dependen de los valores de los cuatro resistores, es decir, ajustando cualquiera de los valores de las resistencias variará tanto la tensión de offset restada como la ganancia del circuito. Dado a que este circuito no permite calibrar uno de los valores independientemente del otro, presenta poca conveniencia del circuito al momento de calibrarlo, y se pasa a proponer otra solución.

### 7.3.2 Segunda propuesta: Amplificador Sumador

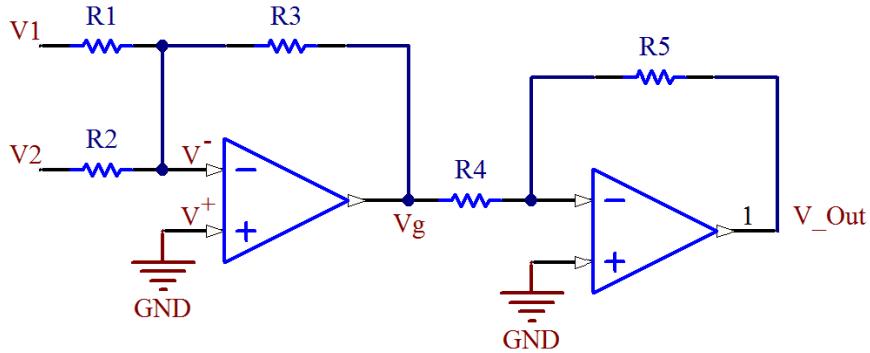


Figure 81: Circuito Sumador Amplificador

En este caso la operación se divide en dos etapas. En el primer amplificador, puede verse fácilmente por superposición que se trata de dos configuraciones Amplificador Inversor, donde  $V_g = -R3 \cdot \left(\frac{V_1}{R1} + \frac{V_2}{R2}\right)$ . Luego, en el segundo amplificador, se trata una vez más de una configuración Amplificador Inversor.  $V_{Out} = -V_g \cdot \frac{R5}{R4}$ . Combinando ambas expresiones, se llega a la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} V_{Out} &= R3 \cdot \left(\frac{V_1}{R1} + \frac{V_2}{R2}\right) \cdot \frac{R5}{R4} \\ V_{Out} &= \frac{R3 \cdot R5}{R1 \cdot R4} \cdot \left(V_1 + \frac{R1}{R2} V_2\right) \end{aligned} \quad (50)$$

Este circuito resulta muy conveniente al momento de la calibración. Sean por ejemplo R1 y R4 valores fijos, variando el valor de R2 es posible calibrar el offset sin afectar a la ganancia, y variando luego R3 o R5, se puede calibrar la ganancia sin modificar el offset. Se procede entonces a elegir las relaciones entre los resistores. Como se mencionó previamente, la ganancia total del circuito debe ser de 50. Esta ganancia puede realizarse en su totalidad por uno de los dos amplificadores, o puede distribuirse entre ambos. Sabiendo que en un circuito es conveniente amplificar la señal en las etapas iniciales a fin de evitar amplificar el ruido introducido por los opamps, se decide amplificar la totalidad de la señal en el primer amplificador, y utilizar el segundo solo para re-invertir la señal. Dicho esto,  $R4 = R5$ . Se utilizarán para R4 y R5 dos resistores fijos. Diferencias en sus valores contemplados en las tolerancias no presentarán inconveniente, ya que el valor de la ganancia final podrá ser calibrado por la relación  $R3/R1$ . Dado que el valor de R1 afecta tanto a la ganancia como al offset, se decide utilizar también para este valor un resistor fijo. De esta forma, quedan tan solo R2 y R3 como resistencias variables, para calibrar los valores de offset y ganancia respectivamente.

## 7.4 Offset

Sabiendo que la potencia de ruido térmico aumenta proporcionalmente con el valor de las resistencias utilizadas, es conveniente usar resistores de bajo valor. Al mismo tiempo, los valores deben ser mayores al orden de los  $100\Omega$  para evitar altos consumos de corriente. Así se decide utilizar resistores de  $1k\Omega$  para R1, R4 y R5, y condicionando  $R3 = 50k\Omega$ . Estudiando el valor de offset, se recuerda que se ve definido por:

$$\begin{aligned} \frac{R1}{R2} \cdot V_2 &= -350mV \\ \frac{V_2}{R2} &= -0.35mV/\Omega \end{aligned} \quad (51)$$

Para que el circuito se mantenga calibrado, el valor del offset debe ser constante y preciso. Se determinó previamente que R2 será una resistencia variable para calibrar el valor de offset. Entonces, se requiere un valor de tensión  $V_2$  constante. En primer lugar, se podría pensar en fijar la tensión de alimentación del circuito, y obtener  $V_2$  a partir de este valor. Sin embargo, esto resultaría riesgoso, ya que una diferencia de  $10mV$  en la tensión de alimentación se reflejaría en un error de  $1C$  en nuestra medición. Dicho esto, para obtener un valor de tensión  $V_2$  constante resulta conveniente el uso de reguladores de tensión. Dado que se trata de un valor de tensión negativa, se utilizará un regulador de la familia LM79xx, sideñados para este fin. Para no exigir niveles de tensión de alimentación mayores a los necesarios, se procede a analizar el diseño con el integrado de menor tensión de esta familia, El LM7905.

Este integrado posee un rango de alimentación muy amplio, de  $-7V$  a  $-25V$ . En la hoja de datos se puede ver que estos garantizan una tensión de output constante con una diferencia de regulación por alimentación típica de  $8mV$  en un rango de  $-8V$  a  $-12V$  en alimentación. Esto quiere decir, que para cambios en la tensión de alimentación dentro de este rango de  $4V$ , la tensión de salida no variará en más de  $8mV$ . Para cambios del orden de los  $100mV$  en la tensión de alimentación, se puede asumir que serán imperceptibles en la tensión de salida del integrado, y que no afectarán la medición del circuito; cuando sin utilizar dicho integrado, presentarían un error de medición de  $10C$ .

Volviendo a ver la hoja de datos, se sabe que el LM7905 garantiza una tensión de salida de  $(-5.0 \pm 0.2)V$ . Dicho esto, despejando R2 de la ecuación 51:

$$R2 = -\frac{V_2}{0.35mV/\Omega} = \frac{(5.0 \pm 0.2)V}{0.35mV/\Omega} = (14.3 \pm 0.6)k\Omega \quad (52)$$

Conociendo el valor y el rango de variación de la resistencia, ahora debe decidirse como implementarla. Como primera opción, se puede pensar en un único preset que cubra todo el rango de valores. El menor valor disponible que cumple con esta condición es un preset de  $20k\Omega$  de 25 vueltas. Suponiendo que el usuario pueda calibrar el preset con una presición de un cuarto de vuelta, dado que son  $20k\Omega$  en 100 cuartos de vuelta, la presición será de  $200\Omega$ .

Estudiando como afecta este error al valor de offset y conociendo el error de medición propio del sensor, se sabrá si el nivel de presición es comparable al error mínimo del circuito:

$$Offset = \frac{R1}{R2} \cdot V_2$$

$$\frac{d}{dR2} \cdot \left( \frac{R1}{R2} \cdot V_2 \right) \Big|_{R2=14.3k\Omega} \cdot \epsilon_{R2} = \frac{1k\Omega \cdot 5.00V}{(14.3k\Omega)^2} \cdot 200\Omega = 4.9mV \equiv 0.49C$$

Se ve que con el preset elegido se tendrá una presición de  $4.9mV$ , que equivalen a aproximadamente  $\frac{1}{2}C$ . Dado a que el error del sensor utilizado es de  $\frac{1}{4}C$  en el rango de temperaturas de trabajo, un preset de  $20k\Omega$  estaría triplicando el error de la medición por si solo. Por lo tanto esta opción se descarta y pasa a buscarse un método de mayor precisión. Si se utilizase un preset de un cuarto del valor del propuesto anteriormente en serie con un resistor fijo, sin hacer más cuentas se puede afirmar que la presición será 4 veces mayor. Un error de  $\frac{1}{4}C$  frente al error de  $\frac{1}{2}C$  del sensor (50% del error mínimo) pasa a ser un valor aceptable. Por lo tanto, se procede a utilizar un preset de  $5k\Omega$  en serie con un resistor fijo de  $12k\Omega$  para cubrir todo el rango de valores posibles para R2 descriptos por la ecuación 52.

## 7.5 Ganancia

Haciendo un análisis similar al realizado en la sección 7.4, se puede elegir el valor del preset a utilizar como R3 para calibrar la ganancia. Estudiando la función del circuito (ecuación 50) y reemplazando los valores ya asignados:

$$V_{Out} = \frac{R3 \cdot R5}{R1 \cdot R4} \cdot \left( V_1 + \frac{R1}{R2} V_2 \right) = \frac{R3}{1k\Omega} \cdot (V_1 - 350mV)$$

Sabiendo que la ganancia debe ser 50, se llega nuevamente a que  $R3 = 50k\Omega$ . Procediendo a analizar la sensibilidad:

$$\frac{d}{dR3} \left[ \frac{R3}{1k\Omega} \cdot (V_1 - 350mV) \right] \Big|_{R3=50k\Omega} \cdot \epsilon_{R3} = \frac{(V_1 - 350mV)}{1k\Omega} \cdot \epsilon_{R3}$$

Se ve que el error de la ganancia crece junto con  $V_1$ . Analizando el peor caso, donde la temperatura es la máxima del rango de trabajo ( $V_{1 Max} = 450mV$ ):

$$\frac{(450mV - 350mV)}{1k\Omega} \cdot \epsilon_{R3} = \frac{100mV}{1k\Omega} \cdot \epsilon_{R3}$$

Dado que se busca que el error sea menor al error del sensor:

$$\begin{aligned} \frac{100mV}{1k\Omega} \cdot \epsilon_{R3} &< \frac{1}{4}^{\circ}C \cdot \frac{5V}{10^{\circ}C} \\ \epsilon_{R3} &< 125mV \cdot \frac{1k\Omega}{100mV} \end{aligned}$$

$$\epsilon_{R3} < 1.25k\Omega$$

Tomando el mismo criterio que en la sección 7.4, se supone que la presición al calibrar un preset es de un cuarto de vuelta, o un centécimo del valor total del preset, el valor mínimo a utilizar será:

$$Preset \leq 100 \cdot \epsilon_{R3} < 125k\Omega$$

Se concluye que utilizando tan solo un preset de  $100k\Omega$ , se consigue alcanzar los  $50k\Omega$  necesarios para obtener una ganancia de 50, y con una presición que genera un error menor al error de medición del sensor.

## 7.6 Versatilidad

Se concluyó en las últimas dos secciones que se utilizará una resistencia fija de  $12k\Omega$  en serie con un preset de  $5k\Omega$  para obtener y calibrar el valor de offset, y un único preset de  $100k\Omega$  para calibrar la ganancia. Sin embargo uno podría optar por utilizar un preset de  $20k\Omega$  en lugar de la resistencia fija de  $12k\Omega$ , o utilizar dos presets de  $200k\Omega$  y  $20k\Omega$  en lugar del preset de  $100k\Omega$ . Este tipo de reemplazos le agregaría versatilidad al circuito, permitiéndole trabajar con un mayor rango valores de offset y de ganancias diferentes, y permitiendo hacer ajustes gruesos y ajustes finos de mayor precisión. De esta forma, quien sea que adquiera el circuito podría el día de mañana reutilizarlo para medir otros rangos de temperatura y con otros valores de tensión a la salida. Sin embargo, también se debe tener en cuenta que mientras más componentes variables se utilicen en la placa, existe un mayor riesgo de que uno de estos componentes se descalibren, y se deberá recalibrar el circuito cada períodos de tiempo más cortos. El que tan versatil se diseñe el circuito o que tanta recalibración requiera, deberá considerar el uso que se le vaya a dar y los deseos y necesidades del diseñador o cliente.

## 7.7 Protección de tensión de salida

En las especificaciones del circuito deseado, se estableció que la tensión de salida en el rango de temperaturas de trabajo varía entre 0V y 5V, y que se deberá diseñar una protección para que estos valores no excedan los 6V ni los -1V. Esto se puede realizar fácilmente mediante el uso de un diodo Zener. Al igual que un diodo ideal, los diodos Zener permiten el paso de la corriente eléctrica en directa una vez alcanzada la tensión de polarización de 0.7V. Lo que caracteriza a los diodos Zener, es que también permiten el paso de la corriente eléctrica en inversa una vez alcanzado un valor de tensión denominado *Tensión Zener*.

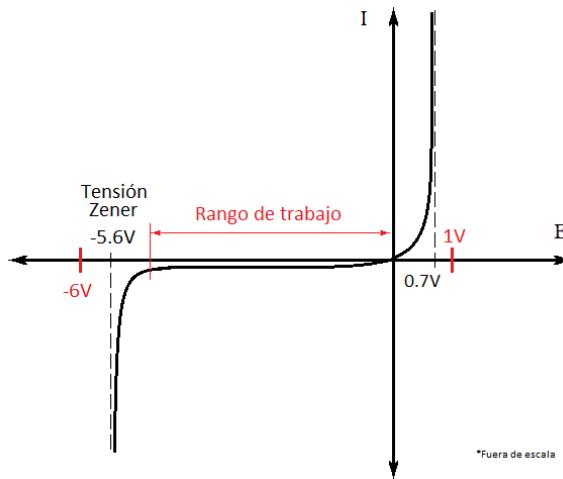


Figure 82: Gráfico de Tensión/Corriente de Diodo Zener de 5.6V

Utilizando un diodo Zener de 5.6V (con una Tensión Zener de -5.6V), y conectándolo en inversa entre la salida del circuito y GND, el diodo comenzará a conducir y fijará el valor de tensión cuando la tensión de salida sea mayor o igual a 5.6V o menor o igual a -0.7V. Así, el diodo permanecerá inactivo en el rango de tensiones de trabajo, y limitará la tensión de salida cuando la tensión se acerque a los valores límites especificados. La tolerancia de la Tensión Zener del diodo a utilizar es del 5%, por lo cual inclusive en el peor de los casos la tensión de salida estará limitada por debajo de los 6V.

Junto con el diodo, es necesario colocar una resistencia en serie a la salida del circuito, entre el diodo y el último amplificador operacional, para que la tensión de salida caiga a la tensión fijada por el diodo. El valor de esta resistencia deberá ser el menor posible para evitar tener una caída de tensión significante al medir la diferencia de tensión a la salida. Si la resistencia es del orden de los  $100\Omega$ , y la salida se mide con una alta impedancia, entonces la caída de tensión en la misma podrá considerarse despreciable y medición será directa. Por otro lado, si la salida se mide con una baja impedancia, el valor de esta resistencia deberá tenerse en cuenta. El valor mínimo de la resistencia estará fijado por la máxima corriente que pueda atravesar el diodo Zener en inversa. Tratándose de un diodo Zener de 1W y 5.6V, la corriente máxima admitida será de:

$$I = \frac{P}{V} = \frac{1W}{5.6V} \cong 180mA$$

Suponiendo un valor de salida máximo de 15V, antes de que el amplificador operacional sature por tensión, para limitar la corriente por debajo de la calculada el valor de la resistencia deberá ser:

$$R \geq \frac{V}{I} = \frac{15V - 5.6V}{180mA}$$

$$R \geq 52.2\Omega$$

Tomando un margen de seguridad, y buscando reducir el consumo de corriente, se decidió utilizar una resistencia de  $220\Omega$ .

## 7.8 Consideraciones finales de diseño

La placa deberá contar con un jumper entre la salida del sensor y la entrada al primer amplificador operacional, para poder reemplazar la señal del sensor por un valor conocido para realizar la calibración. La alimentación deberá ser partida, y de un valor mínimo de  $\pm 7V$  para que tanto los amplificadores operacionales, como el sensor y el regulador de tensión funcionen adecuadamente en el rango de tensiones de trabajo. En cuanto a la elección del opamp, dado a que no se trabajará en frecuencia, no existen grandes exigencias para sus especificaciones. Por lo tanto, se utilizará un LM833, por su alto valor de ganancia, y por contener ambos opamps en un integrado.

A continuación se muestra el esquemático final y el PCB del circuito a implementar:

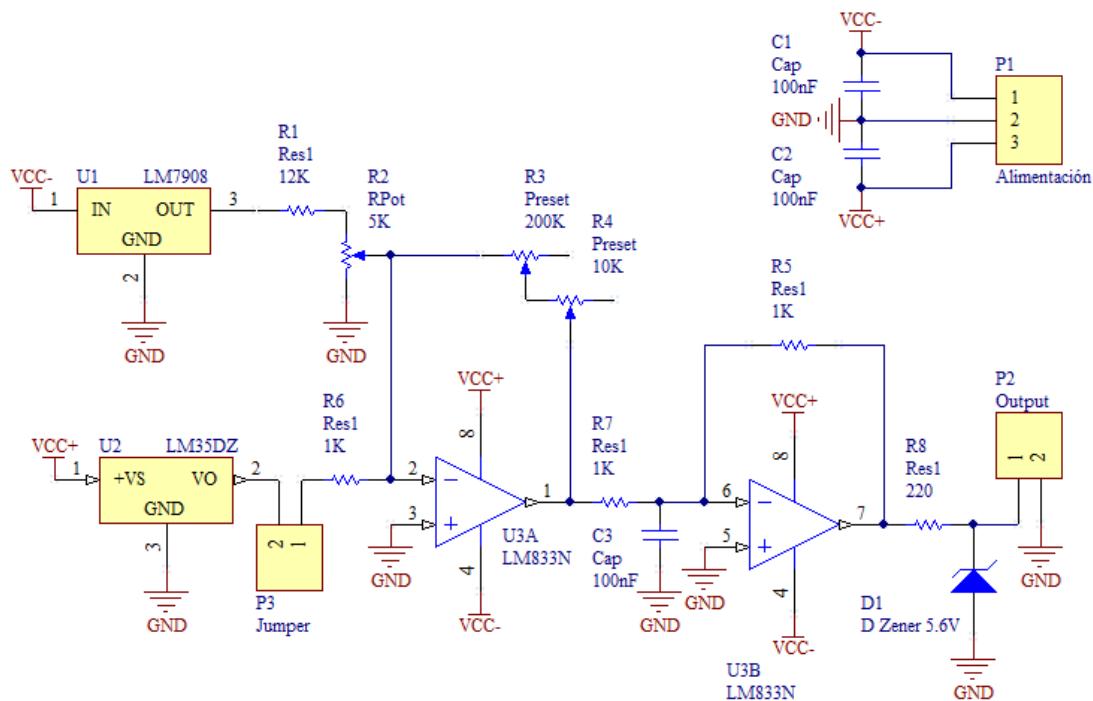


Figure 83: Esquemático del circuito sensor de temperatura.

**Sensor de Temperatura**  
ITBA - TC - 2015

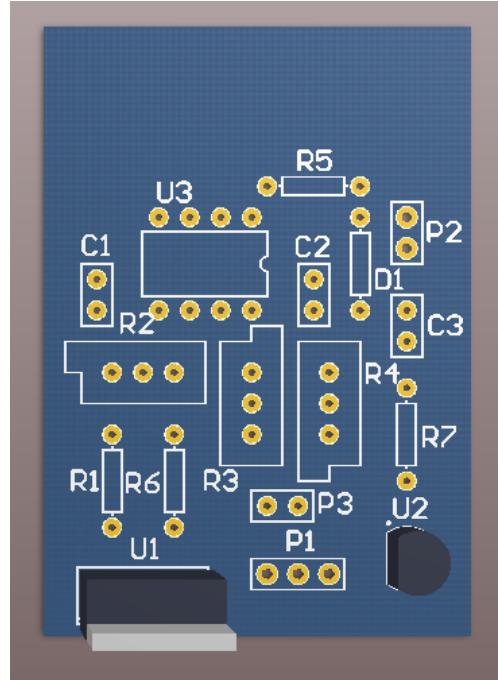
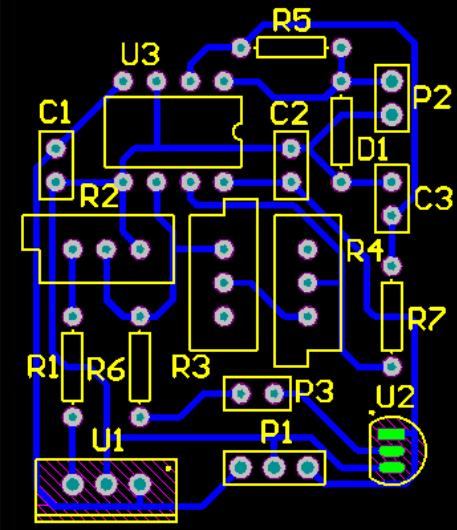


Figure 84: PCB del sensor de temperatura.

## 7.9 Datasheet

El circuito sensor térmico presentado permite medir con presión garantizada de  $\frac{1}{2}C$  un rango de temperatura de  $35C$  a  $45C$ . La tensión de salida aumenta linealmente de  $0V$  a  $5V$  entre estas temperaturas. El circuito posee una impedancia de salida de  $220\Omega$ . Cuenta con una protección de tensión que garantiza que la tensión de salida no será mayor a  $6V$  ni menor a  $-1V$ . El circuito utiliza alimentación partida para su funcionamiento.

Símbolo	Parámetro	Mínima	Recomendada	Máxima	Unidad
$V_{cc}^+$	Tensión de alimentación positiva	7	10	15	V
$V_{cc}^-$	Tensión de alimentación negativa	-7	-10	-15	V

### 7.9.1 Calibración

El circuito cuenta con tres presets para realizar la calibración. Para comenzar, se debe alimentar el circuito con un valor de tensión permitido, especificado en la tabla anterior. Se recomienda que el circuito se calibre siendo alimentado bajo la tensión a la cual operará. Retirar el jumper que une la salida del sensor térmico con el resto del circuito (P3). Esta señal será emulada mediante una fuente externa durante la calibración. Conectar el pin izquierdo que se encontraba bajo el jumper, a una fuente de tensión a  $350mV$  respecto de la tierra del circuito. Este el valor mínimo de tensión a entregar por el sensor en el rango de temperaturas de trabajo. Midiendo tensión a la salida, ajustar el preset izquierdo (R2) hasta que el módulo la tensión de salida sea menor a  $3mV$ . Ajustando el tornillo del preset en sentido horario, la tensión de salida disminuye. Una vez realizado esto se habrá calibrado el offset.

Luego, cambiar la tensión de la fuente a  $450mV$ , que representa el valor máximo de tensión que emitirá el sensor en el rango de temperaturas de trabajo. Ajustando el preset central (R3) alcanzar una tensión de salida en el rango de  $(5.0 \pm 0.5)V$ . Luego, realizar el ajuste fino con el preset a la derecha de la placa hasta alcanzar una tensión de salida de  $(5.00 \pm 0.02) V$ . Una vez realizado, la calibración ha finalizado. Para realizar una medición de control, fijar una tensión de  $400mV$  en la fuente de tensión, y verificar que la tensión de salida sea de  $2.50V$ .

## References

- [1] Análisis completo de circuito no-inversor. Electrónica básica y avanzada. Autor: desconocido. <https://sites.google.com/site/electronicabasicayavanzada/home/amplificador-operacional/no-inversor>
- [2] Datasheet Dual and single low noise op amp NE5533/5533A NA/SA/SE5534/5534A - Philips Semiconductors Linear Products
- [3] Datasheet LM833 Dual High-Speed Audio Operational Amplifier - ON semiconductors