



INSTITUTO TECNOLÓGICO  
DE  
BUENOS AIRES

INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
22.01 - TEORÍA DE CIRCUITOS

---

TRABAJO PRÁCTICO N°2

---

*Grupo 4:*

Álvarez, Lisandro  
Fogg, Matias  
Diaz, Ian  
Delgado, Milton  
Dieguez, Manuel  
Oh, Victor

*Legajos:*

57771  
56252  
57515  
56451  
56273  
56679

APROBADO EN FECHA: .....

ENTREGADO EL 5 DE SEPTIEMBRE DE 2019

# Índice

<b>I</b>	<b>Comportamiento de Amplificadores Operacionales</b>	<b>2</b>
<b>1.</b>	<b>Comportamiento de amplificador operacional inversor</b>	<b>2</b>
1.1.	Análisis de la transferencia . . . . .	3
1.2.	Análisis de impedancia de entrada . . . . .	7
1.3.	Consideraciones para utilizar un modelo lineal del amplificador operacional . . . . .	13
1.3.1.	Análisis de saturación y polo dominante . . . . .	13
1.3.2.	Análisis de <i>Slew Rate</i> . . . . .	15
1.3.3.	Análisis de <i>crossover distortion</i> . . . . .	17
1.3.4.	Conclusión . . . . .	18
1.4.	Otros fenómenos que afectan el comportamiento del Amplificador Operacional . . . . .	20
1.4.1.	Corriente de BIAS y offset de entrada . . . . .	20
1.5.	Aplicaciones y características . . . . .	20
1.5.1.	Efecto de la resistencia R4 en el circuito inversor . . . . .	20
1.5.2.	Efecto de la resistencia R3 . . . . .	21
1.6.	Análisis de DC Sweep a la entrada . . . . .	21
<b>2.</b>	<b>Comportamiento del amplificador operacional no inversor</b>	<b>22</b>
2.1.	Análisis de la transferencia . . . . .	23
2.2.	Análisis de la impedancia de entrada . . . . .	27
2.3.	Análisis de alinealidades . . . . .	31
2.3.1.	Análisis de saturación y polo dominante . . . . .	31
2.3.2.	Análisis de <i>Slew Rate</i> . . . . .	33
2.3.3.	Conclusiones . . . . .	35
2.4.	Análisis del DC <i>Sweep</i> . . . . .	37
<b>3.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>37</b>
<b>II</b>	<b>Corrientes de Bias</b>	<b>38</b>
<b>1.</b>	<b>Introducción</b>	<b>38</b>
<b>2.</b>	<b>Análisis teórico del circuito</b>	<b>39</b>
<b>3.</b>	<b>Mediciones</b>	<b>44</b>
3.1.	Medición de $V_{OS}$ . . . . .	44
3.2.	Medición de $I_P$ . . . . .	45
3.3.	Medición de $I_N$ . . . . .	45
3.4.	Calculo de $I_{OS}$ y $I_B$ . . . . .	46
3.5.	Análisis de resultados . . . . .	46
<b>4.</b>	<b>Circuito de compensación externo</b>	<b>46</b>

# Parte I

## Comportamiento de Amplificadores Operacionales

### 1. Comportamiento de amplificador operacional inversor

A lo largo de esta sección se procederá a analizar el comportamiento ideal y real del amplificador operacional *LM324* conectado como se muestra en la Figura 1. Considerando los valores de los componentes como se puede ver en la tabla 1. Es necesario aclarar que para realizar calculos numéricos y simbólicos de ecuaciones se utilizó la librería *SymPy* de python, donde se creó un *Circuit Solver*, por lo tanto si no se encuentra el procedimiento para el hallazgo de una ecuación en este informe, es porque se halló mediante programación con variables simbólicas.

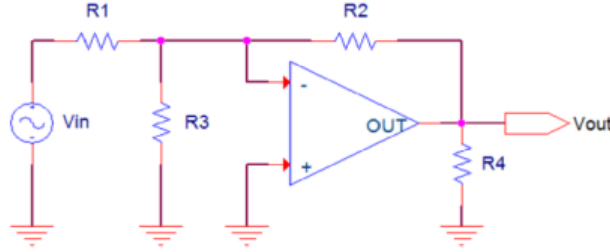


Figura 1: Circuito a analizar

Caso	$R_1 = R_3$	$R_2$	$R_4$
1	$10 (k\Omega)$	$100 (k\Omega)$	$40 (k\Omega)$
2	$10 (k\Omega)$	$10 (k\Omega)$	$40 (k\Omega)$
3	$100 (k\Omega)$	$10 (k\Omega)$	$400 (k\Omega)$

Cuadro 1: Valores de los componentes

Para implementar este circuito, se utilizó el software de *Altium Designer* creando un proyecto de *Printed Circuit Board* como se muestra en las figuras 2 y 3.

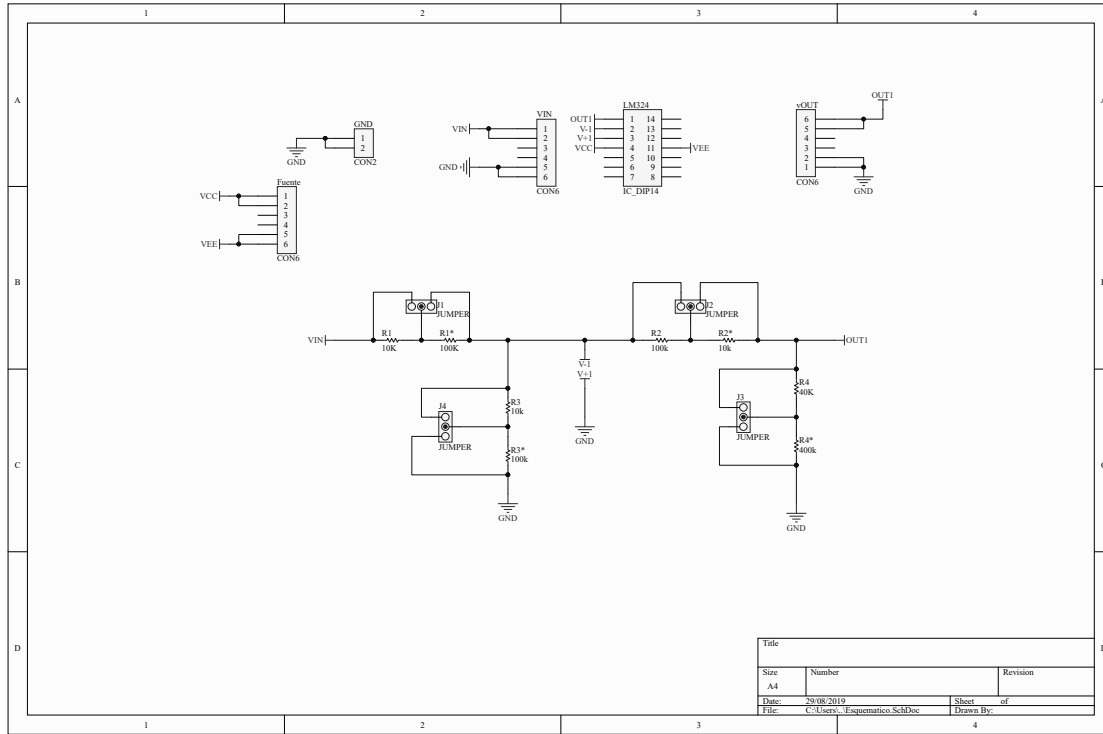


Figura 2: Esquemático del circuito implementado

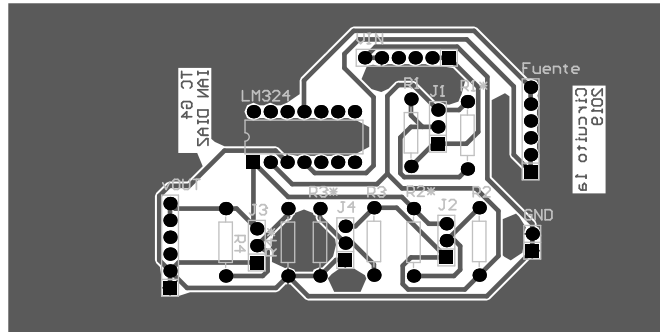


Figura 3: PCB del circuito implementado

### 1.1. Análisis de la transferencia

Comenzando por el análisis ideal, se pidió calcular y graficar la relación  $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ , esto quiere decir, considerando  $a_0$  finito y  $A(\omega)$  con polo dominante. Considerando las siguientes ecuaciones descriptas a continuación y operando correctamente, se llega a que la relación  $\frac{V_{out}}{V_{in}}$  esta dada por la ecuación (1).

$$\begin{cases} V_{out} = -A(\omega)v^- \\ I = i_3 + i_1 \\ i_1 = -i_2 \\ v^- = i_3 R_3 \\ V_{in} - IR_1 = v^- \end{cases}$$

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2 R_3 W a_0}{R_1 R_2 (W + s) + R_1 R_3 W a_0 + R_1 R_3 (W + s) + R_2 R_3 (W + s)} \quad (1)$$

$$H(s) = -\frac{5 \cdot 10^{15}}{2,1 \cdot 10^9 s + 502 \cdot 10^{12}} \text{ Caso 1}$$

$$H(s) = -\frac{502 \cdot 10^{12}}{300 \cdot 10^6 s + 502 \cdot 10^{12}} \text{ Caso 2}$$

$$H(s) = -\frac{5 \cdot 10^{15}}{12 \cdot 10^9 s + 5 \cdot 10^{16}} \text{ Caso 3}$$

Como se puede ver, se encuentra un polo en la transferencia del circuito, por lo cual, el circuito se debería comportar a grandes rasgos como un pasabajos. Es importante notar, que el valor de  $R_4$  no afecta a la transferencia del circuito. Si se grafica la transferencia del circuito para los distintos casos, se puede ver que, en efecto, se comporta como un pasabajos, con diferente frecuencia de corte  $f_0$ , esto se puede ver en las figuras 4, 6 y 8. La diferencia con lo simulado se debe a que la frecuencia del polo dominante dada por la hoja de datos no está bien especificada, y en la calculada se uso un polo dominante de 7,5 (Hz) (Era lo que se observaba aproximadamente en el grafico provisto por el fabricante) y en el simulado se uso el modelo real del LM324.

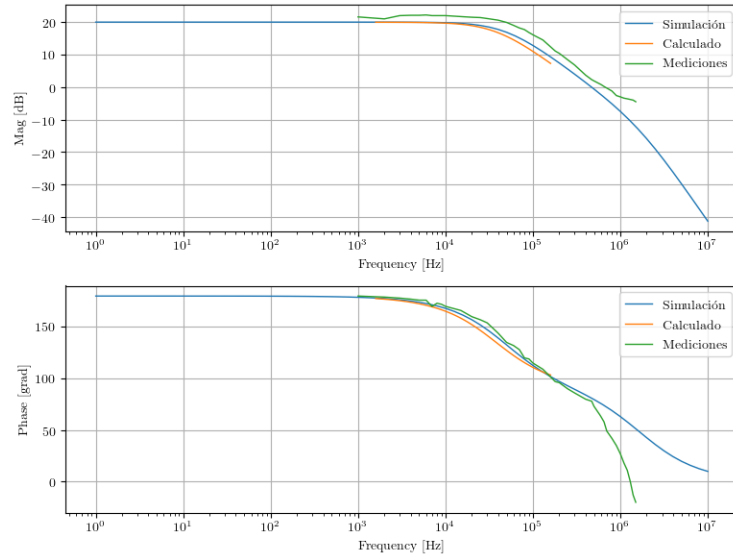


Figura 4: Comportamiento del circuito para el caso 1

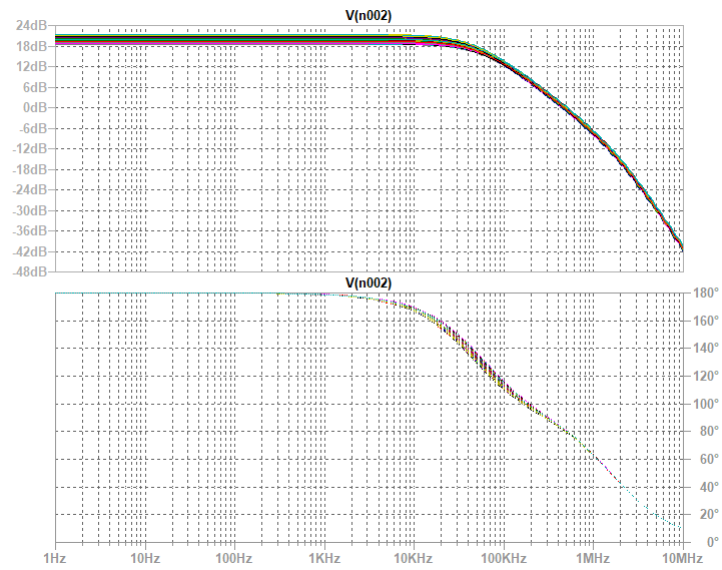


Figura 5: Análisis Montecarlo del circuito para el caso 1

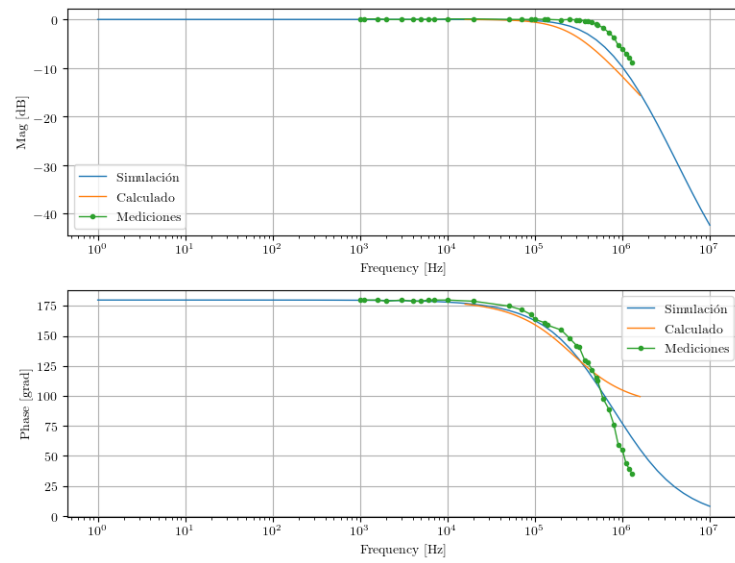


Figura 6: Comportamiento del circuito para el caso 2

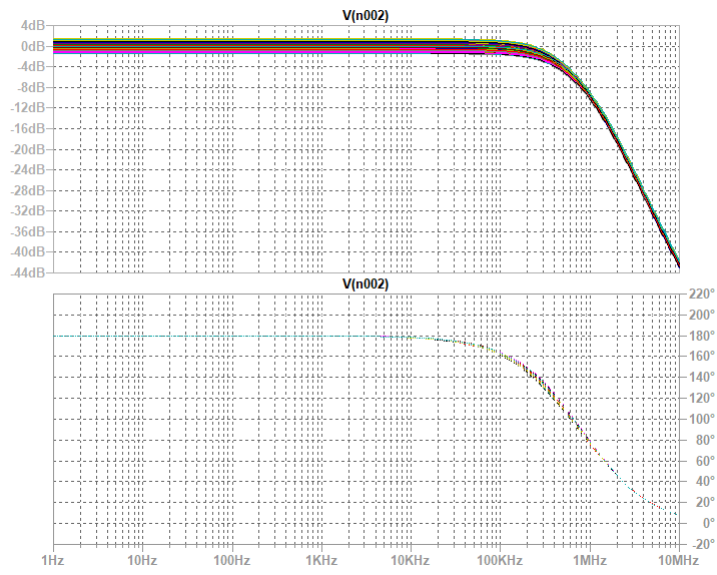


Figura 7: Análisis Montecarlo del circuito para el caso 2

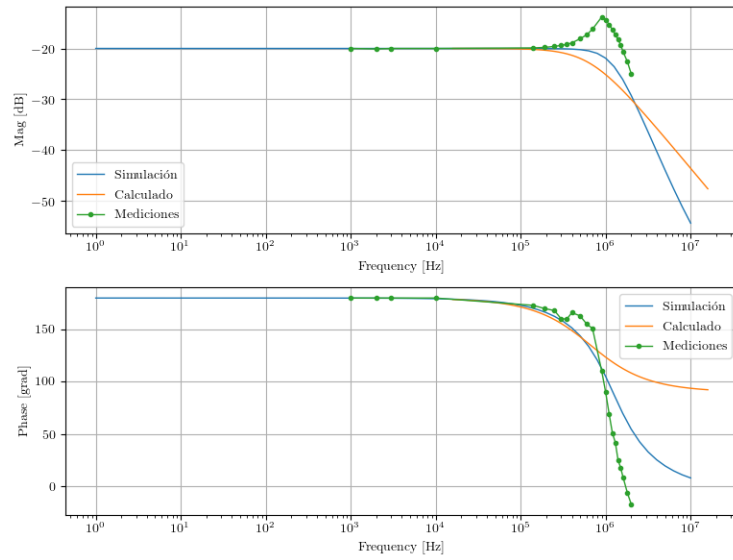


Figura 8: Comportamiento del circuito para el caso 3

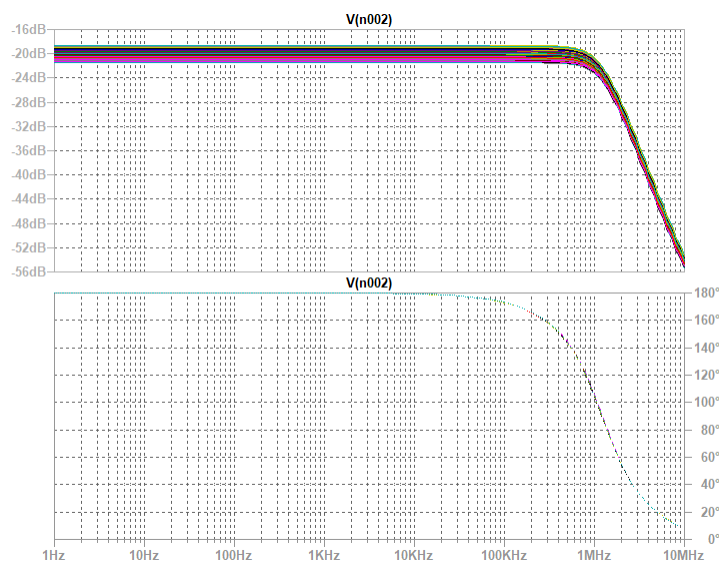


Figura 9: Análisis Montecarlo del circuito para el caso 3

Como se pudo observar en las Figuras 4, 6 y 8, para el caso 1 el circuito se comporta como un amplificador de 20(dB) hasta la frecuencia del polo, donde ya empieza a afectar el comportamiento de pasabajos. Un comportamiento similar tuvieron los casos 2 y 3, con la salvedad de que en el caso 2 se trataba de un *Buffer* y en el caso 3 de un atenuador de 20(dB).

Por otro lado, en el caso 3 se puede observar un sobrepico bastante pronunciado que se debe al efecto de las puntas del osciloscopio, sumado a las capacidades parásitas intrínsecas de nuestro circuito. Si simulamos nuestro circuito, teniendo en cuenta estas capacidades, podemos ver que nuestra simulación es acorde a los resultados empíricos.

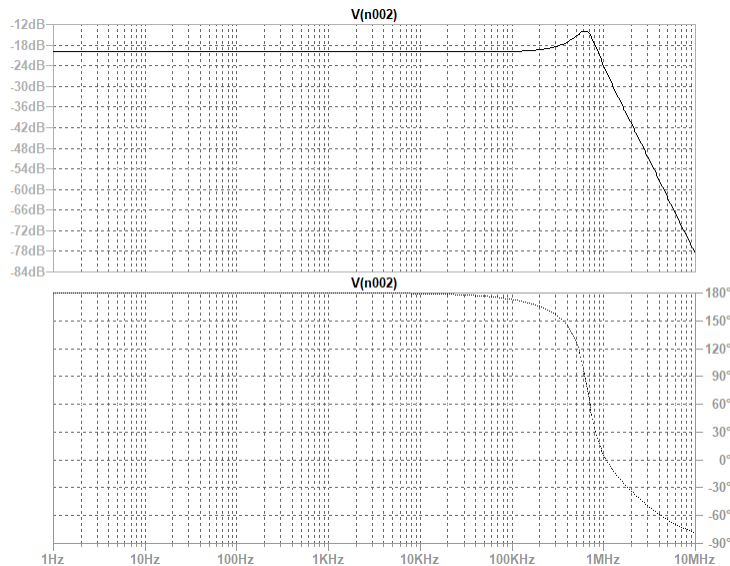


Figura 10: Simulación del comportamiento del circuito para el caso 3 considerando las puntas de los osciloscopios y capacidades parásitas

## 1.2. Análisis de impedancia de entrada

Consecuentemente, se nos instó a calcular la impedancia de entrada vista por el generador hacia el circuito. Nuevamente, utilizando las ecuaciones descritas en la subsección 1.1, y operando adecuadamente, se llegó a la conclusión de que la impedancia de entrada es la descrita en la ecuación (2).



$$\begin{aligned}
K &= \frac{R_2 a_0 \omega_p (R_3 + R_1) - \omega_p (a_0 - 1) (R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3)}{R_2 a_0 \omega_p - (R_2 + R_3) \omega_p (a_0 - 1)} \\
C &= \frac{\omega_p (a_0 - 1) (R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3) - R_2 a_0 \omega_p (R_3 + R_1)}{(R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3)} \\
L &= \frac{(R_2 + R_3) \omega_p (a_0 - 1) - R_2 a_0 \omega_p}{R_2 + R_3} \\
\Rightarrow Z_{in} &= K \frac{1 + \frac{s}{C}}{1 + \frac{s}{L}} \quad (2)
\end{aligned}$$

Por lo tanto, para cada caso se tendrá una impedancia de entrada como se muestra en las siguientes formulas:

$$Z_{in} = \frac{912 \times 10^3 f^2 + 100 \times 10^{12}}{47,77 f^2 + 10 \times 10^9} + i \frac{6,28 \times 10^9 f}{47,77 f^2 + 10 \times 10^9} \quad \text{Caso 1}$$

$$Z_{in} = \frac{5,92 \times 10^3 f^2 + 25 \times 10^{12}}{0,39 f^2 + 2,5 \times 10^9} + i \frac{157 \times 10^6 f}{0,39 f^2 + 2,5 \times 10^9} \quad \text{Caso 2}$$

$$Z_{in} = \frac{5,21 \times 10^6 f^2 + 100 \times 10^{15}}{47,77 f + 999,98 \times 10^9} + i \frac{62,83 \times 10^9 f}{47,77 f + 999,98 \times 10^9} \quad \text{Caso 3}$$

Graficando la impedancia de entrada con respecto a la frecuencia de entrada, se puede ver en la Figura 11, como varía dependiendo de la frecuencia, es decir, no permanece constante. Nuevamente, se puede observar como esta impedancia no es afectada por  $R_4$ .

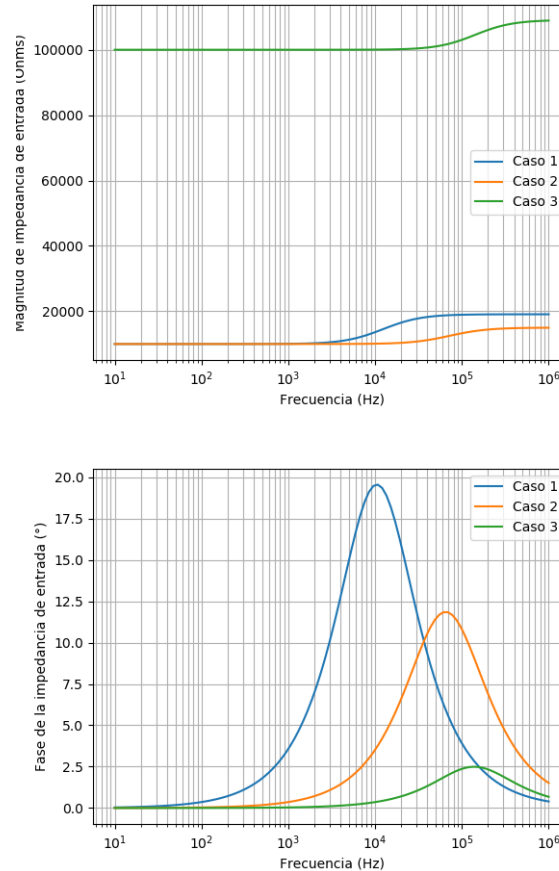


Figura 11: Impedancia de entrada calculada

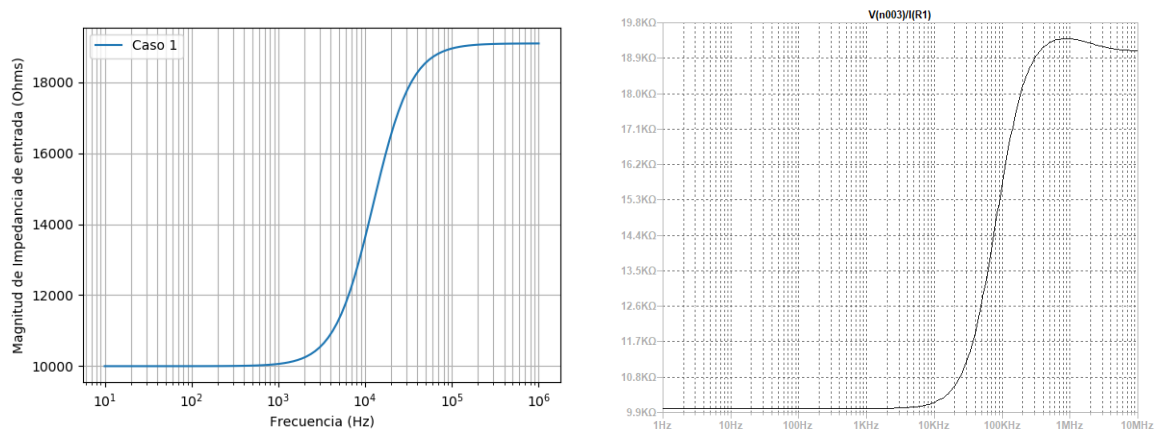


Figura 12: Cálculo y simulación del modulo de la impedancia de entrada para el caso 1

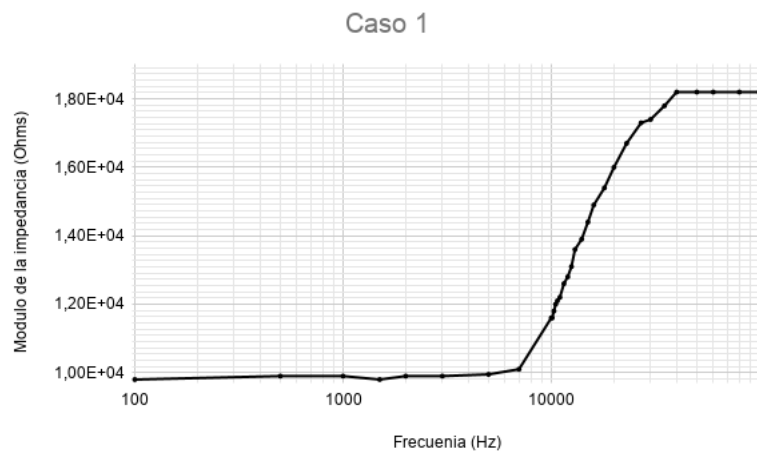


Figura 13: Medición del módulo de la impedancia de entrada para el caso 1

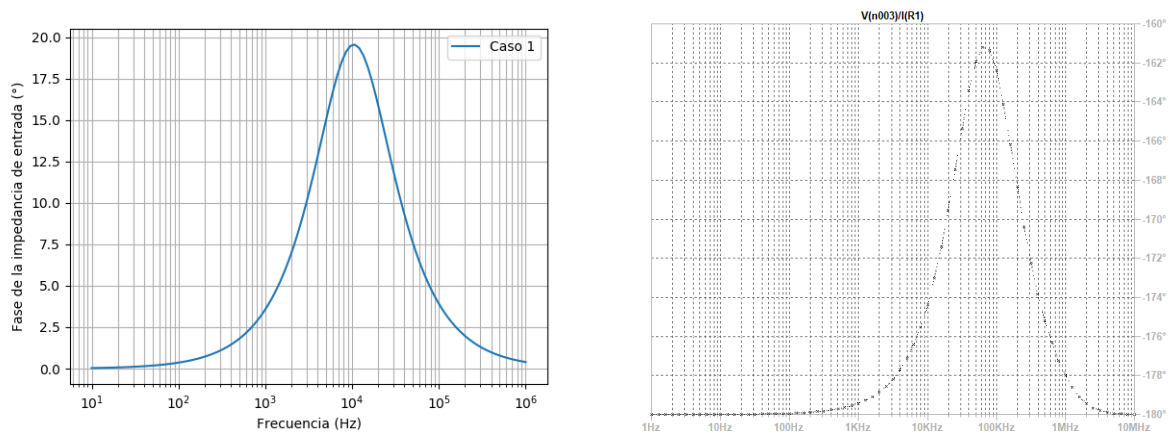


Figura 14: Cálculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 1

Caso 1

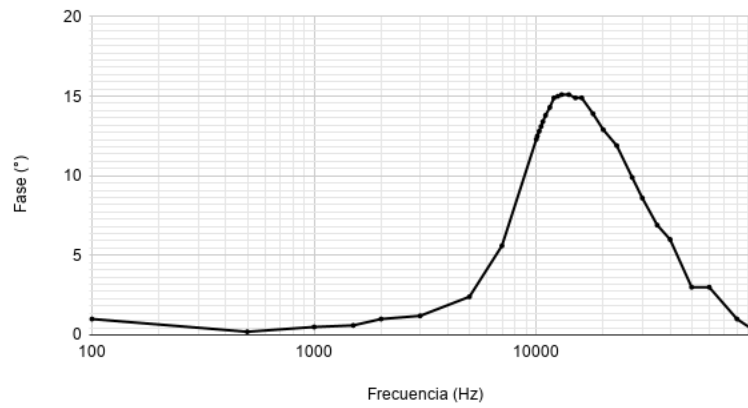


Figura 15: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 1

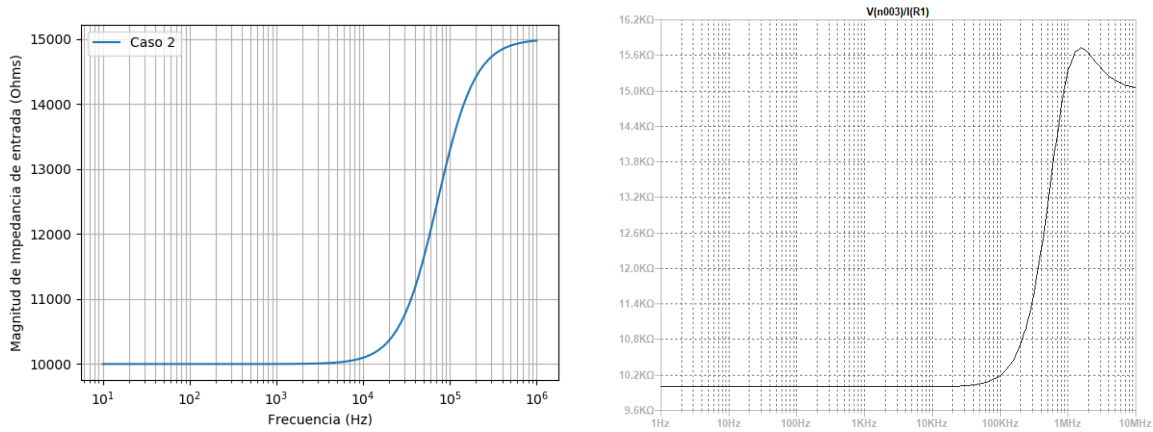


Figura 16: Cálculo y simulación del módulo de la impedancia de entrada para el caso 2

Caso 2

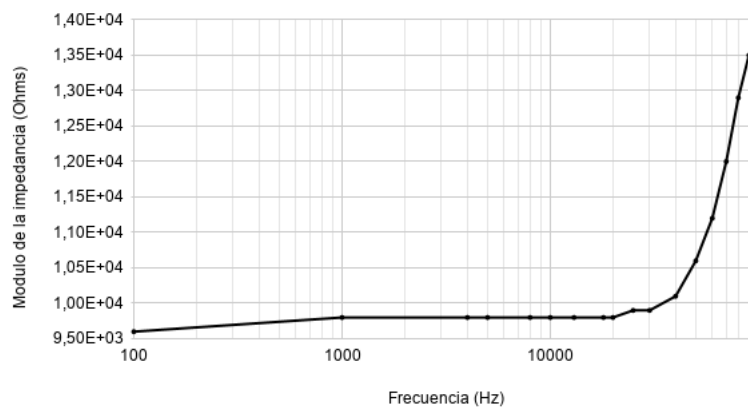


Figura 17: Medición del módulo de la impedancia de entrada para el caso 2

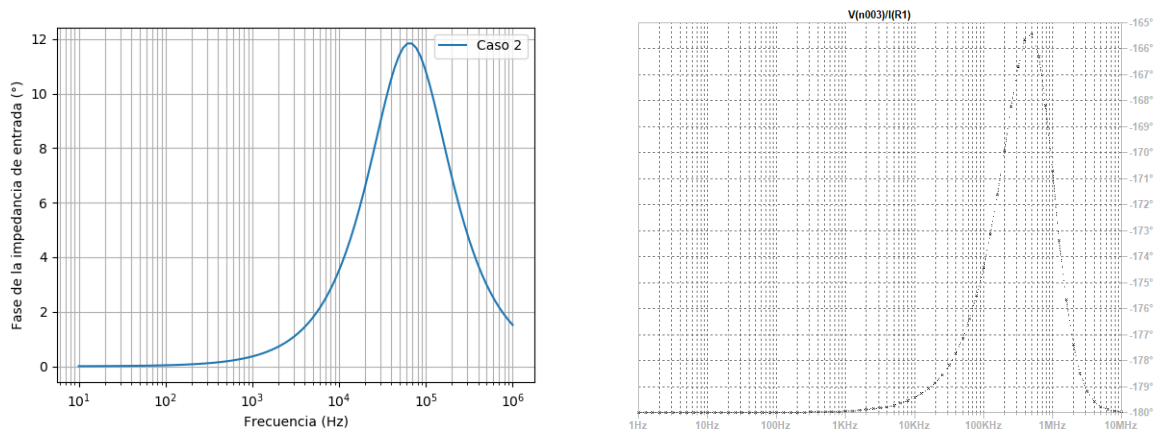


Figura 18: Cálculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 2

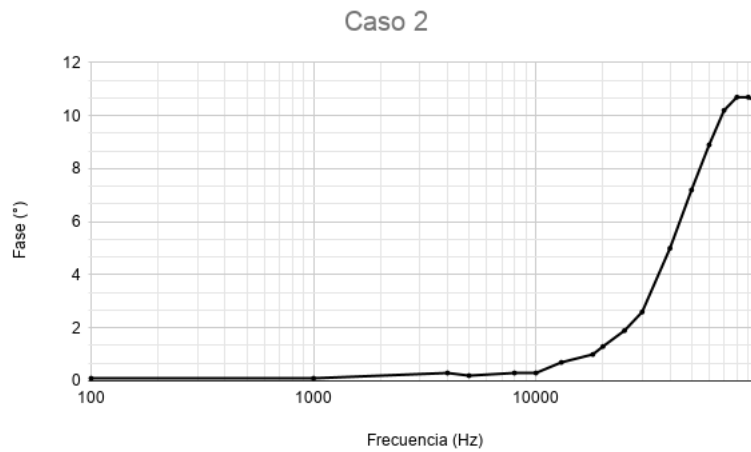


Figura 19: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 2

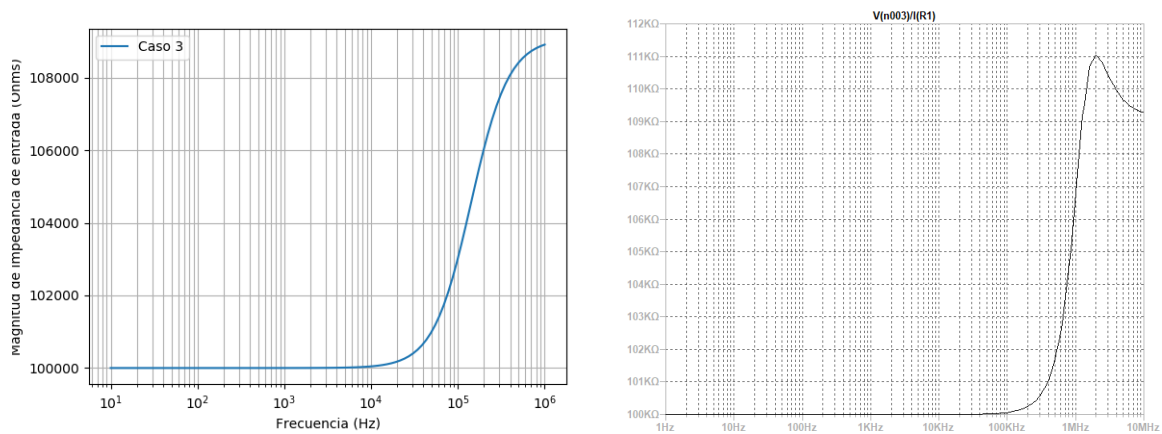


Figura 20: Cálculo y simulación del módulo de la impedancia de entrada para el caso 3

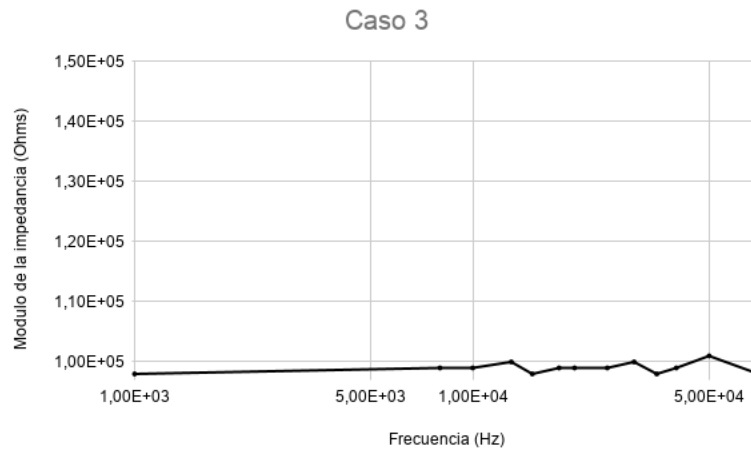


Figura 21: Medición del módulo de la impedancia de entrada para el caso 3

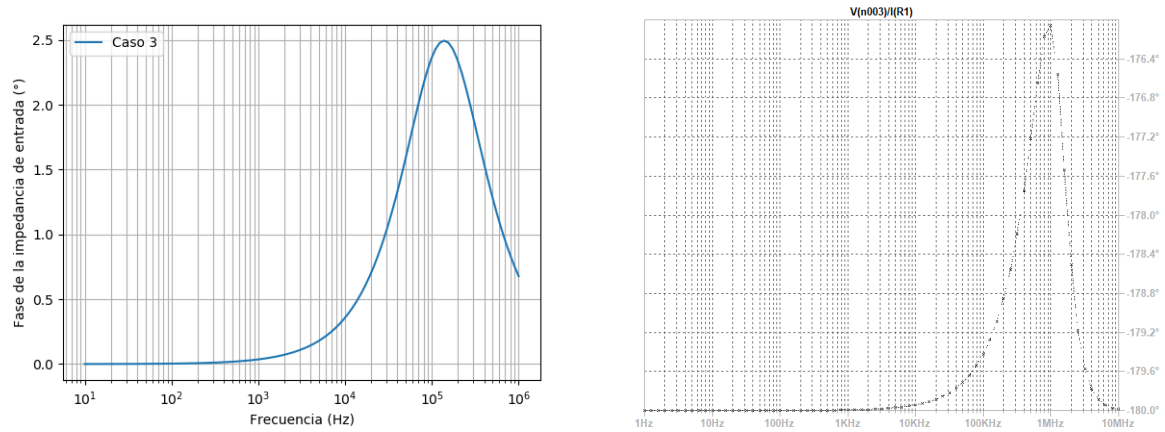


Figura 22: Cálculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 3

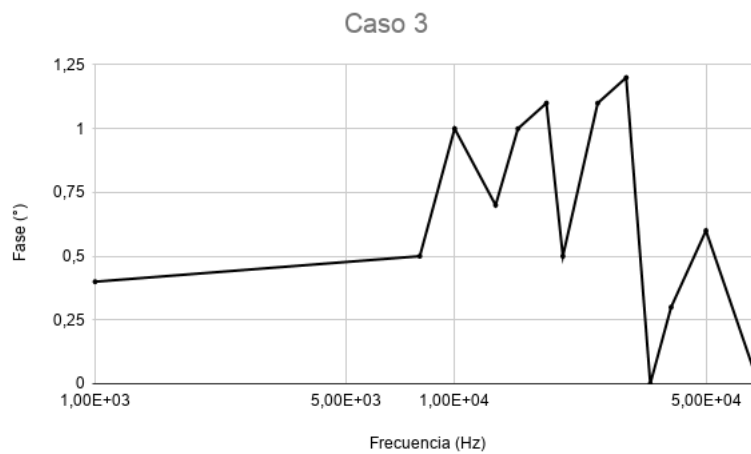


Figura 23: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 3

Como se puede observar, en los casos 1 y 2, el modelo teórico calculado y las simulaciones se condicen acordemente con lo medido. Las diferencias en los valores se deben a la incertidumbre que genera el analizador de impedancias junto con los valores que se usaron para las resistencias del circuito (los valores nominales más cercanos), y las tolerancias de dichas resistencias. No obstante, en el caso 3 se puede ver que las diferencias entre lo teórico y lo simulado, con lo medido, son bastante significativas estas diferencias se deben al comportamiento de atenuador que provee el circuito. Como a altas frecuencias las tensiones y corrientes son demasiado bajas, las mediciones tienen un alto grado de incertidumbre debido al ruido electromagnético ambiente, el cual se hace comparable con las señales de entrada.

### 1.3. Consideraciones para utilizar un modelo lineal del amplificador operacional

A continuación, se procederá a aclarar cuales son las consideraciones para caracterizar al circuito de manera lineal. Para esto se deben tener en cuenta diversas consideraciones descriptas a continuación.

#### 1.3.1. Análisis de saturación y polo dominante

Si se tiene en cuenta un amplificador operacional ideal, el primer contacto con un circuito a lineal se da cuando este entra en saturación, es decir,  $|V_{out}| > |V_{cc}|$ . Si se considera una tensión de entrada de la forma  $V_{in} = \sin(2\pi ft)$ , es decir, con amplitud  $1(V)$ , solo basta con analizar el valor del módulo de la transferencia vista en la ecuación (1).

$$|H(f)| \times V_{in} = \frac{R_2 R_3 \omega_p a_0}{\sqrt{\omega_p^2 (-R_1 R_2 + R_1 R_3 a_0 + R_1 R_3 + R_2 R_3)^2 + 4\pi^2 f^2 (-R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)^2}} \times V_{in} \leq V_{cc}$$

$$V_{in} \leq 1,3 \cdot 10^{-17} \sqrt{1 \cdot 10^{25} f^2 + 1,4 \cdot 10^{34}} \text{ Caso 1}$$

$$V_{in} \leq 1,3 \cdot 10^{-16} \sqrt{2,2 \cdot 10^{23} f^2 + 1,4 \cdot 10^{34}} \text{ Caso 2}$$

$$V_{in} \leq 1,3 \cdot 10^{-17} \sqrt{3,6 \cdot 10^{26} f^2 + 1,4 \cdot 10^{38}} \text{ Caso 3}$$

Con estas ecuaciones, se puede ver que el efecto de saturación no afecta en ninguno de los casos para tensiones de entrada igual a 1(V) sin embargo, hay que tener cuidado cuando se trabaja con tensiones de entrada superiores, ya que la frecuencia mínima de operación a la cual no satura el amplificador operacional podría empezar a afectar nuestro circuito.

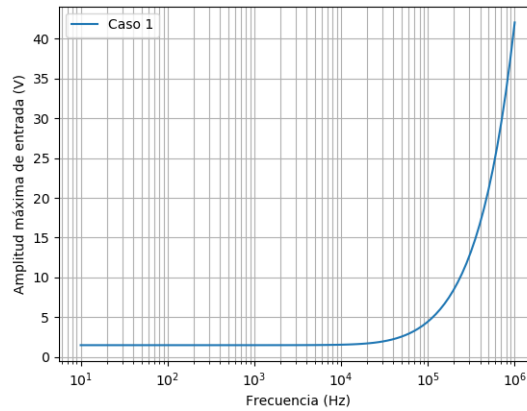


Figura 24: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación caso 1

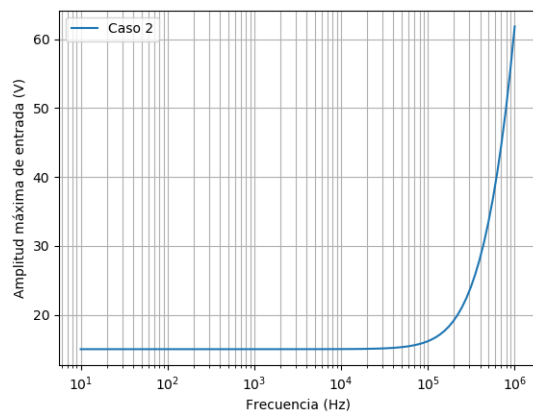


Figura 25: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación caso 2

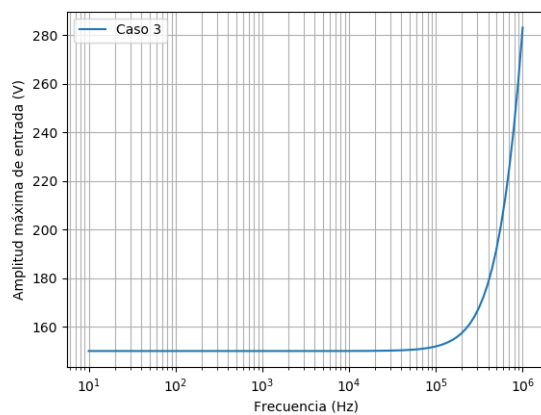


Figura 26: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación caso 3

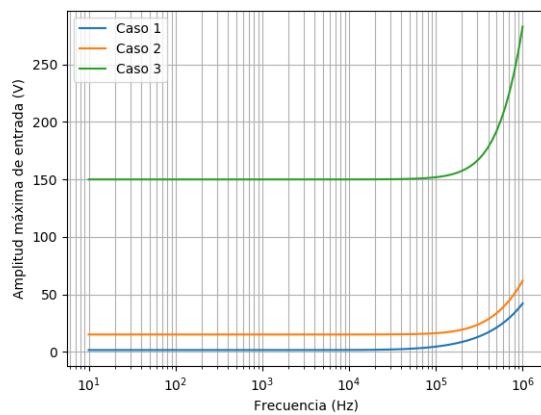


Figura 27: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación

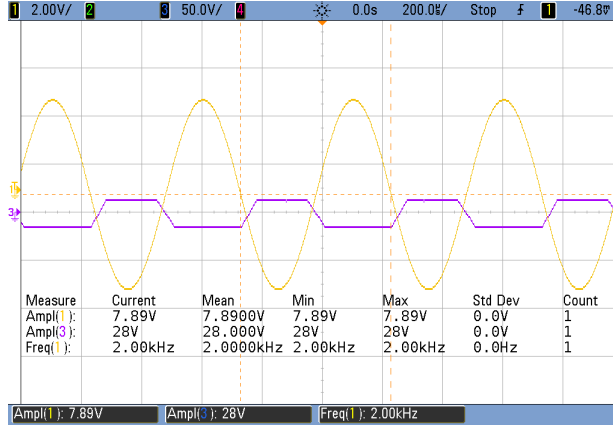


Figura 28: Medición de la saturación para el caso 1 a 2(kHz)

Como se puede ver en la Figura 28, el efecto de saturación es muy evidente ya que con una entrada de 8(Vp), si se observa la figura 37, para 2 (kHz), la señal de entrada se encuentra muy excedida respecto al máximo valor permitido para que no sature, por lo tanto, la salida que se puede ver tiene 28(Vpp), que es aproximadamente  $2V_{cc}$ , lo cual se condice con lo predicho. A su vez, como se observa en la Figura 27, el efecto de saturación solo se puede notar cuando se supera un valor de tensión prácticamente constante para cada caso en frecuencias bajas sin embargo, en los tres casos a frecuencias altas la tensión máxima permitida para que el circuito comience a tener el efecto de saturación tiende a infinito, esto se da por el efecto pasabajos del circuito, como fue explicado anteriormente.

### 1.3.2. Análisis de *Slew Rate*

Otro problema con el cual el circuito comienza a comportarse alinealmente es el *Slew Rate*(SR), que indica el valor máximo que puede tener  $\frac{\partial V_{out}}{\partial t}$ . Esto significa que a una entrada  $x(t)$  senoidal de la forma  $x(t) = V_p \sin(2\pi ft)$  le corresponde una salida  $v_{out}(t) = |H(f)| V_p \sin(2\pi ft + \phi(\omega))$ , siendo  $H(f) = |H(h)| e^{i\phi(\omega)}$ . Por lo tanto, derivando la salida nos queda la ecuación (3).

$$\frac{\partial v_{out}}{\partial t} = |H(f)| V_p 2\pi f \cos(2\pi ft + \phi(\omega)) \quad (3)$$

A su vez, sabemos que,  $\cos(\alpha) \leq 1$ , por lo tanto;

$$\begin{aligned} \frac{\partial v_{out}}{\partial t} &\leq |H(f)| V_p 2\pi f \leq SR \\ f &\leq \frac{SR}{|H(f)| 2\pi V_p} \end{aligned} \quad (4)$$

$$V_{in} \leq \frac{6,37 \times 10^{-4} SR \sqrt{62,5 \times 10^3 \omega_p^2 (R_1 R_2 + R_1 R_3 a_0 + R_1 R_3 + R_2 R_3)^2 + 2,5 \times 10^6 f^2 (R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)^2}}{R_2 R_3 \omega_p a_0 f}$$

Como se ve en la Figura 33, el valor de  $SR = \frac{2,65225(V)}{4,75(\mu s)} = 0,55836 \left( \frac{V}{\mu s} \right)$ , por lo tanto nos queda que para cada caso se deben cumplir las siguientes ecuaciones. Estas ecuaciones se pueden ver en la Figuras 29, 30 y 31.

$$V_{in} \leq \frac{7,5 \cdot 10^{-14} \sqrt{1,1 \cdot 10^{25} f^2 + 1,4 \cdot 10^{34}}}{f} \quad \text{Caso 1}$$

$$V_{in} \leq \frac{7,5 \cdot 10^{-13} \sqrt{2,2 \cdot 10^{23} f^2 + 1,4 \cdot 10^{34}}}{f} \quad \text{Caso 2}$$

$$V_{in} \leq \frac{7,5 \cdot 10^{-14} \sqrt{3,6 \cdot 10^{26} f^2 + 1,4 \cdot 10^{38}}}{f} \quad \text{Caso 3}$$



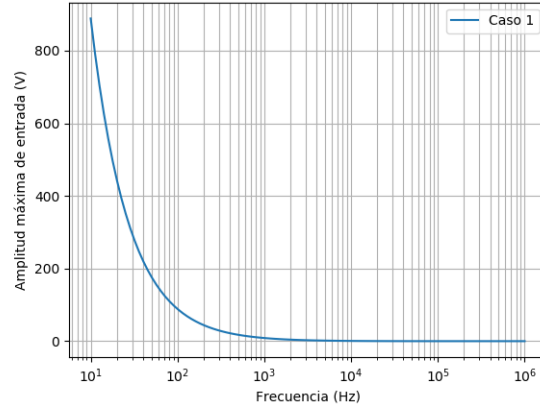


Figura 29: Cálculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate* Caso 1

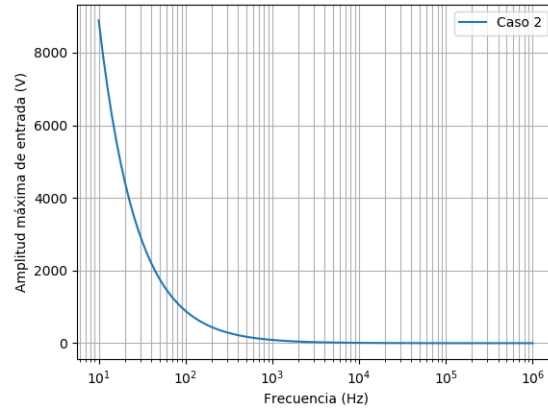


Figura 30: Cálculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate* Caso 2

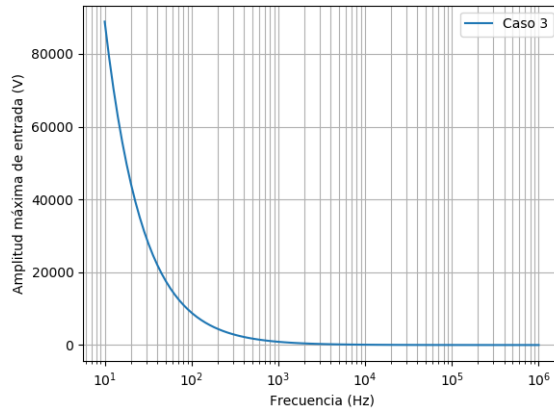


Figura 31: Cálculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate* Caso 3

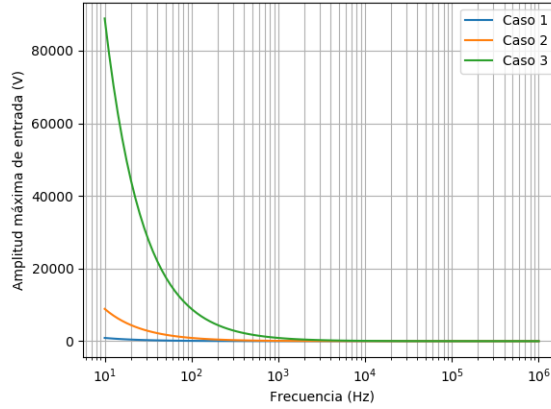


Figura 32: Cálculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate*

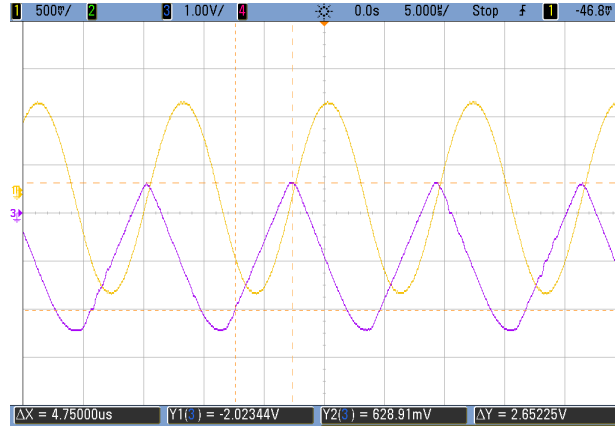


Figura 33: Medición de la pendiente del *Slew Rate*

Como se puede observar en la Figura 32, los efectos del *Slew Rate* comienzan a hacerse muy significativos a altas frecuencias, lo cual se condice con lo explicado anteriormente. Sin embargo, los valores picos a la entrada del circuito para frecuencias bajas, si bien son finitos, son extremadamente grandes comparados con los valores máximos para la saturación, por lo tanto, se deberá tener en cuenta ambos efectos a la hora de aplicar una tensión de entrada para que no se encuentre ninguna alinealidad en el circuito.

### 1.3.3. Análisis de *crossover distortion*

El *crossover distortion* o distorsión de cruce por cero es una distorsión que se da en amplificadores operacionales que tienen a la salida una etapa “*Push-Pull*”, una de estas etapas se muestra en la Figura 34. Esta alinealidad se produce por las corrientes de *BIAS* de los transistores BJT en esta etapa, que generan una caída de tensión de aproximadamente 0.7(V), por lo tanto, la salida del circuito será 0(V) siempre que  $|v_{in}| \leq 0,7(V)$  por lo tanto, la salida del amplificador a una entrada senoidal será la que se puede ver en la Figura 35.

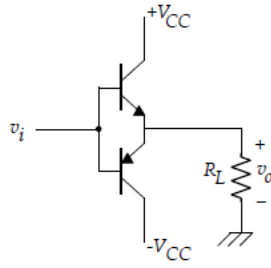


Figura 34: Etapa *push-pull* con transistores PNP y NPN

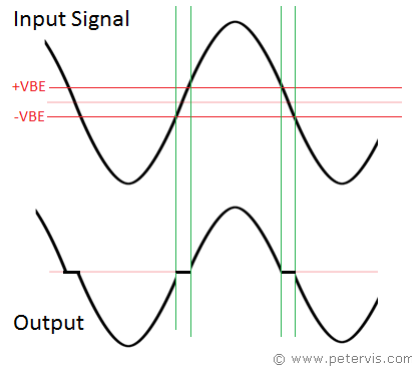


Figura 35: *Crossover distortion*

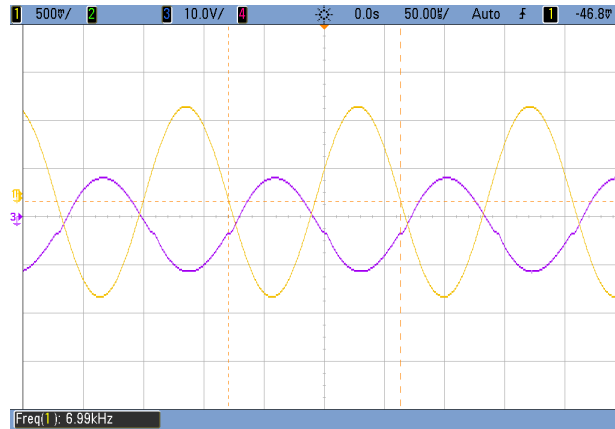


Figura 36: Medición de la distorsión de cruce por cero

Para solucionar este problema, se decidió ingresar al circuito con una tensión de la forma  $V_{in} = A \sin(2\pi ft) + V_{offset}$ , siendo,  $V_{offset}$  una tensión lo suficientemente grande para que alguno de los transistores BJT de la etapa *push-pull* se encuentre siempre polarizado. Sin embargo, esta solución afectó posteriormente a las mediciones de la transferencia, ya que como se explicará en la siguiente subsección, la amplitud máxima de entrada al circuito está limitada por ciertas curvas, por lo tanto, al agregarle un offset, estamos limitando todavía más nuestro circuito.

#### 1.3.4. Conclusión

En conclusión, teniendo en cuenta los efectos del *Slew Rate* y de la saturación para diferentes frecuencias del espectro, los resultados para poder medir la transferencia del circuito sin tener efectos alineales determinan que

para cierta frecuencia elegida para medir, la amplitud máxima de la tensión de entrada al circuito deberá estar por debajo de las curvas mostradas en las figuras 37, 38 y 39.

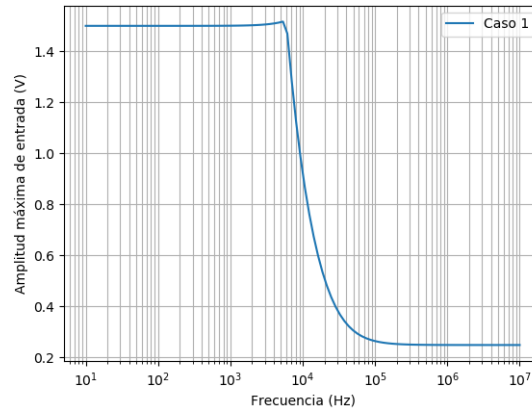


Figura 37: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia para el caso 1

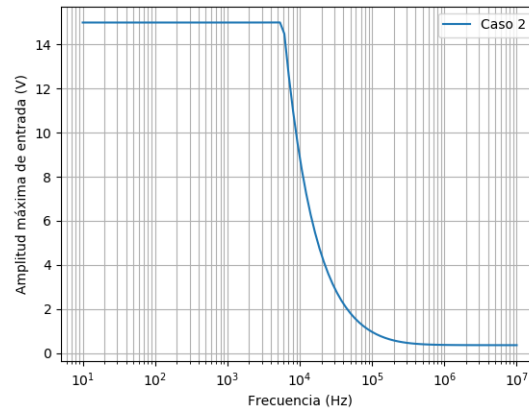


Figura 38: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia para el caso 2

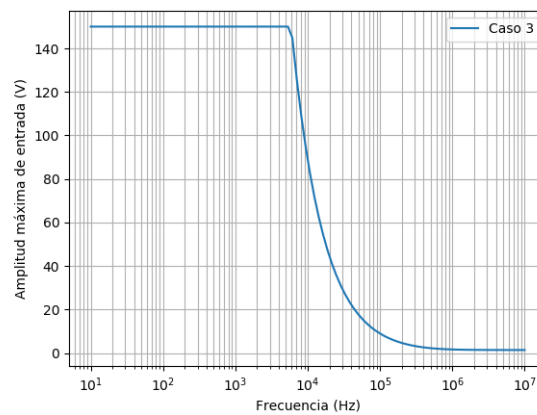


Figura 39: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia para el caso 3

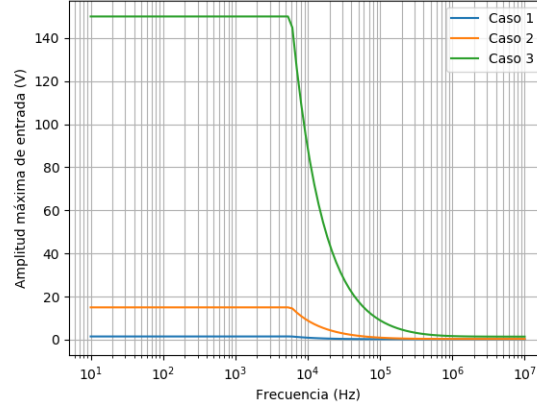


Figura 40: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia

Como se puede observar, cuando la frecuencia se hace lo suficientemente grande la amplitud de entrada se aproxima a cero, por lo tanto, en cada caso se encontrará una cierta frecuencia máxima para la cual no se podrá medir la transferencia del circuito ya que la tensión de entrada al mismo será del orden del ruido electromagnético ambiente del laboratorio.

## 1.4. Otros fenómenos que afectan el comportamiento del Amplificador Operacional

### 1.4.1. Corriente de BIAS y offset de entrada

El siguiente inconveniente se da debido a que el amplificador operacional está compuesto por transistores BJT internamente, por ende cada terminal  $v^+$  y  $v^-$  tiene una corriente necesaria para polarizar a los transistores que debe ser tomada en cuenta. A su vez, debe ser tomada en cuenta el *offset* de entrada, que generará una salida del tipo  $V_{out} = A(\omega)(v^+ - v^- + v_{io})$  siendo  $v_{io}$  la tensión de offset de entrada. En el caso del amplificador operacional LM324, las características dadas por el fabricante son las siguientes:

$$I_{bias} \approx 45(nA)$$

$$v_{io} \approx 2(mV)$$

Sin embargo, hay que tener en cuenta que en la hoja de datos se aclara que la corriente de *BIAS* puede llegar a valer hasta 100 (nA) y que la tensión de *offset* de entrada puede valer hasta 3(mV), los valores dichos previamente son valores típicos, y los mencionados son valores máximos. A su vez, la corriente de *offset* de entrada será:

$$I_{io} \approx 5(nA)$$

## 1.5. Aplicaciones y características

Como se pudo observar anteriormente, el circuito es un pasabajas inversor con un rango de frecuencias determinadas para cada caso durante esta sección se focalizará en explicar algunas características del circuito.

### 1.5.1. Efecto de la resistencia R4 en el circuito inversor

Como se vió en las subsecciones 1.1 y 1.2, la transferencia y la impedancia de entrada no dependen del valor de  $R_4$ , lo cual nos hace preguntarnos cuál es el propósito de esta resistencia. En principio, la resistencia tiene el objetivo de cargar el circuito para que funcione adecuadamente, esto querría decir que la resistencia  $R_4$  podría tomar cualquier valor entre  $0 e \infty$ , sin embargo nuestro circuito presenta una corriente de salida máxima y si hacemos tender  $R_4 \rightarrow 0$ , la corriente necesaria se aproximaría a infinito, lo cual no es posible. El otro caso posible es que  $R_4 \rightarrow \infty$ , esto significaría que la corriente de salida del amplificador operacional sea la mínima, y es necesario verificar que esa corriente no sea menor a la corriente mínima de salida del amplificador. Sin embargo, como el segundo caso no suele traer problemas, nos enfocaremos en procurar que la corriente de salida no supere la corriente máxima nominal del amplificador operacional. Para esto, y aproximando  $i_2 \approx 0$  (siendo  $i_2$  la corriente de retroalimentación del circuito), se puede decir que  $R_4 > \frac{V_{out}}{i_{max}}$ .

### 1.5.2. Efecto de la resistencia R3

Por otro lado, se puede ver como, en la Figura 1, la resistencia  $R_3$  determina la tensión  $v^-$ . Sabiendo que  $v^+ = 0(V)$ , significa que en cierta medida, la ganancia del circuito va a estar dada por el valor de  $R_3$  y en particular, si  $R_3 \rightarrow 0$ , entonces  $v^- = 0(v)$ , por lo tanto  $V_{out} = A(\omega) (v^+ - v^-) = 0(v)$ , con lo cual la ganancia sería nula. De la misma manera, se puede ver que si  $R_3 \rightarrow \infty$ , entonces la ganancia es máxima.

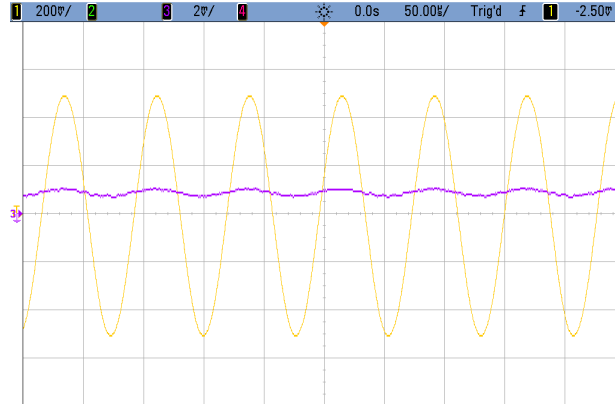


Figura 41: Mediciones del efecto de la resistencia R3

Como se observa en la Figura 41, la tensión de salida no es exactamente 0(V), esto se debe a la tensión de *offset* de entrada de la ecuación  $V_{out} = A(\omega) (v^+ - v^- + v_{offset}) = 0(v)$ , esta diferencia de potencial se debe a las diferencias entre los transistores de entrada, que, mediante la amplificación del amplificador operacional, se evidencia a la salida del circuito.

### 1.6. Análisis de DC Sweep a la entrada

Para probar el efecto de la saturación, se aplicó un DC Sweep a la entrada para observar la salida, lo que se observó se muestra en las Figuras 42,43 y 44.

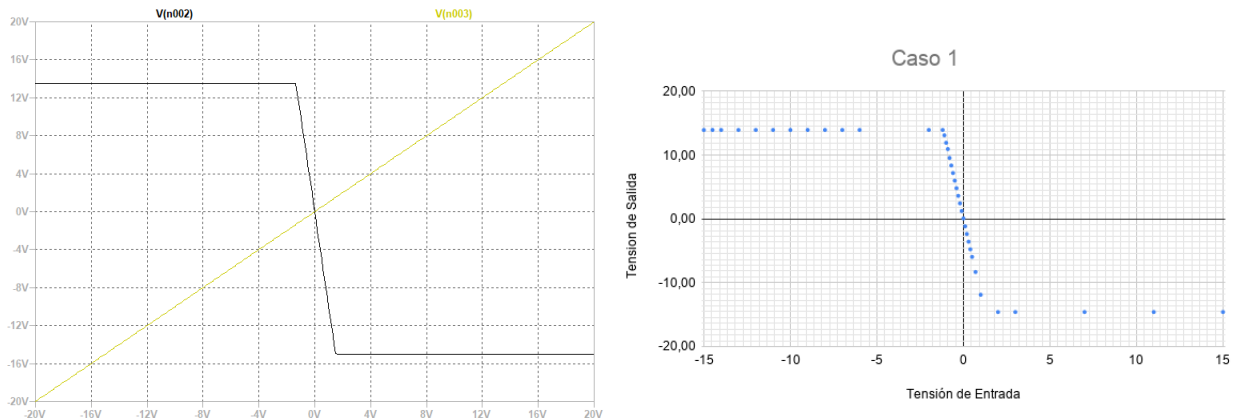


Figura 42: Simulación y mediciones del DC Sweep para el caso 1

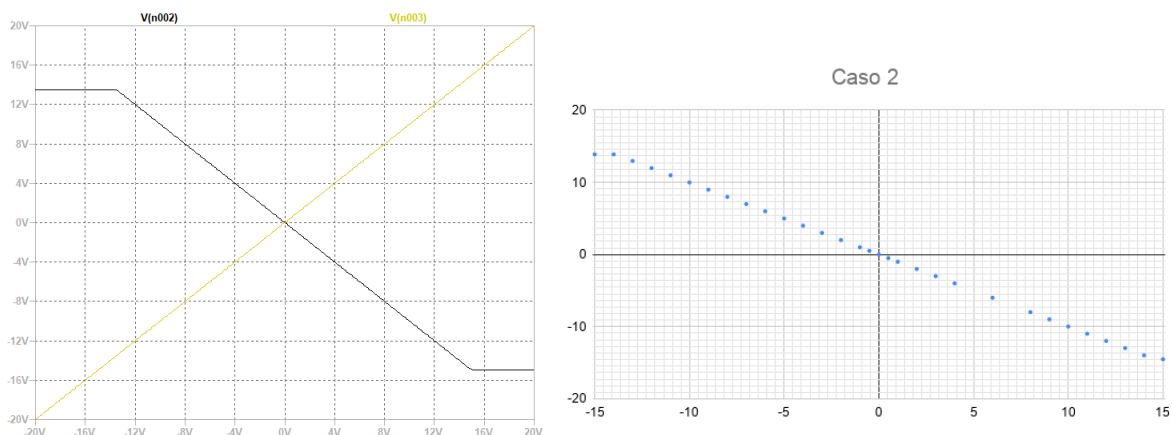


Figura 43: Simulación y mediciones del DC *Sweep* para el caso 2

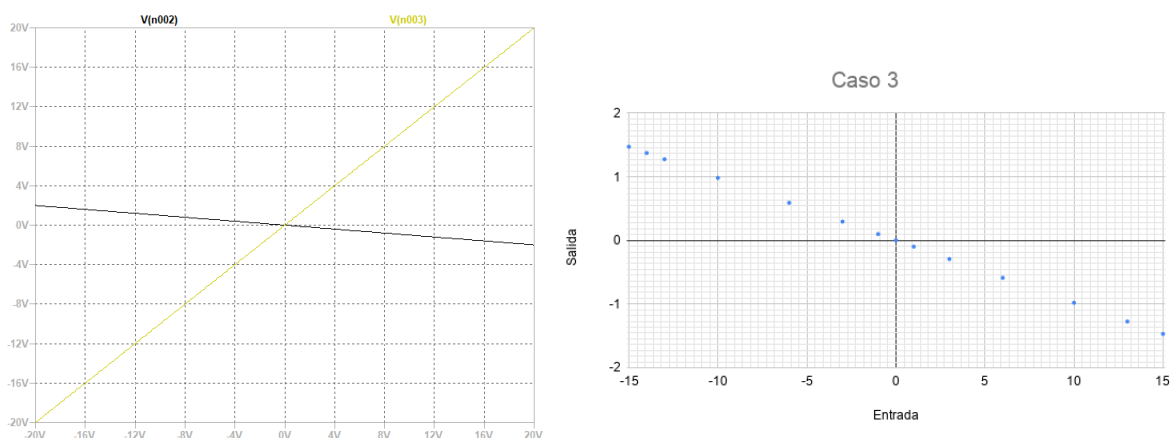


Figura 44: Simulación y mediciones del DC *Sweep* para el caso 3

Como se puede observar, prácticamente no hay diferencias entre lo calculado y lo medido las pequeñas diferencias en la  $V_{sat}$  se deben a que la fuente que se usó para generar una tensión de  $V_{cc}$  y  $-V_{cc}$ , tenía cierta imprecisión. A su vez se suma la tensión  $V_{pol}$  de polarización de los transistores de la etapa *push-pull*, lo que genera que  $V_{sat} \approx V_{cc} - V_{pol}$ .

## 2. Comportamiento del amplificador operacional no inversor

A lo largo de esta sección se procederá a analizar el comportamiento ideal y real del amplificador operacional *LM324* conectado como se muestra en la figura 45. Considerando los valores de los componentes como se observa en la tabla 1.

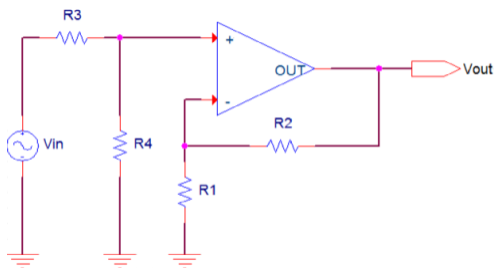


Figura 45: Circuito B

Se implementó en *Altium Designer* como se muestra en las figuras 46 y 47.

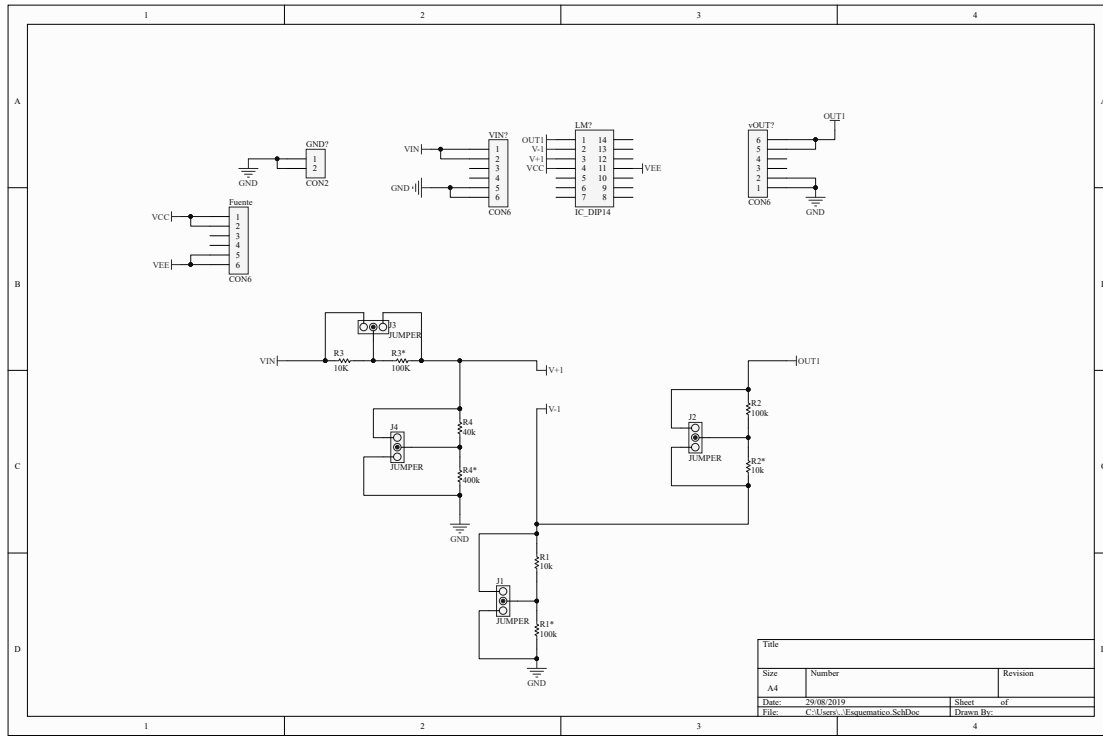


Figura 46: Esquemático del circuito implementado

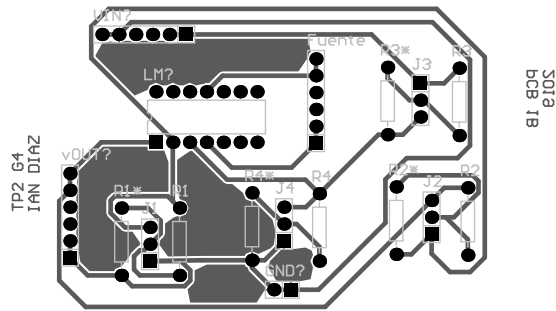


Figura 47: PCB del circuito implementado

## 2.1. Análisis de la transferencia

Comenzando por el análisis ideal, se pidió calcular y graficar la relación  $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ , esto quiere decir, considerando  $a_0$  finito y  $A(\omega)$  con polo dominante. Considerando las ecuaciones descriptas a continuación y operando correctamente, se llega a que la relación  $\frac{V_{out}}{V_{in}}$  está dada por la ecuación (5).



$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_i - V^+}{R_3} = \frac{V^+}{R_4} \\ \frac{V_o - V^-}{R_2} = \frac{V^-}{R_1} \\ V_o = A(\omega)(V^+ - V^-) \end{array} \right.$$

$$H(s) = \frac{R_4 \omega_p a_0 (R_1 + R_2)}{(R_3 - R_4) (R_1 \omega_p a_0 + (R_1 + R_2) (\omega_p + s))} \quad (5)$$

$$H(s) = \frac{414 \times 10^9}{110 \times 10^3 s + 47 \times 10^9} \quad \text{Caso 1}$$

$$H(s) = \frac{75 \times 10^9}{20 \times 10^3 s + 47 \times 10^9} \quad \text{Caso 2}$$

$$H(s) = \frac{414 \times 10^9}{110 \times 10^3 s + 471 \times 10^9} \quad \text{Caso 3}$$

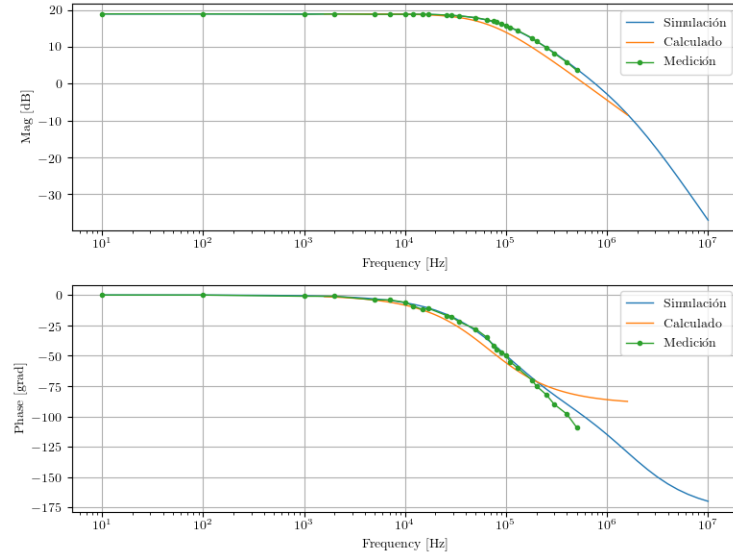


Figura 48: Comportamiento del circuito para el caso 1

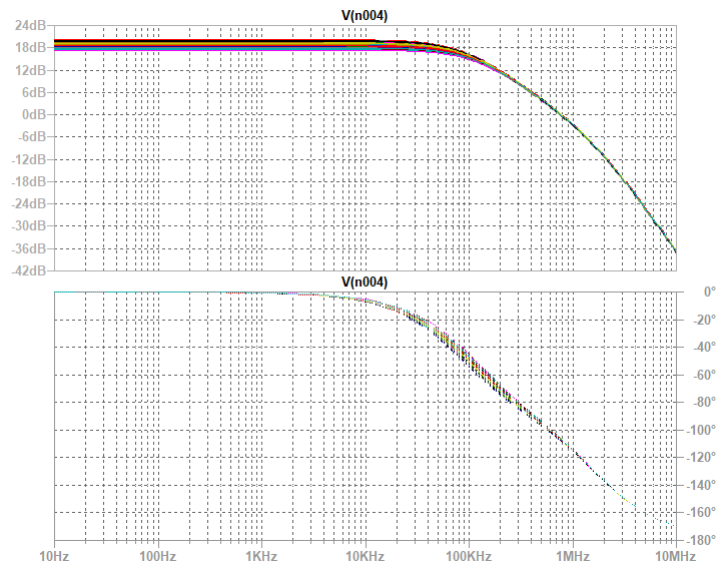


Figura 49: Análisis Montecarlo del caso 1

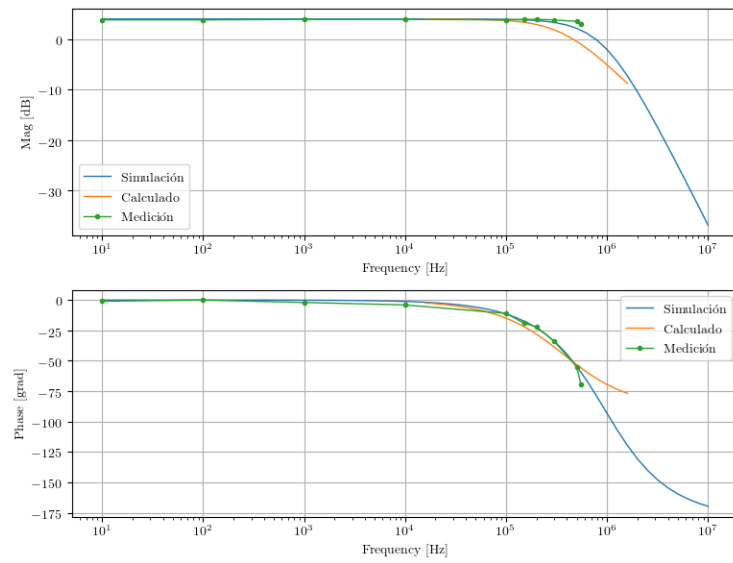


Figura 50: Comportamiento del circuito para el caso 2

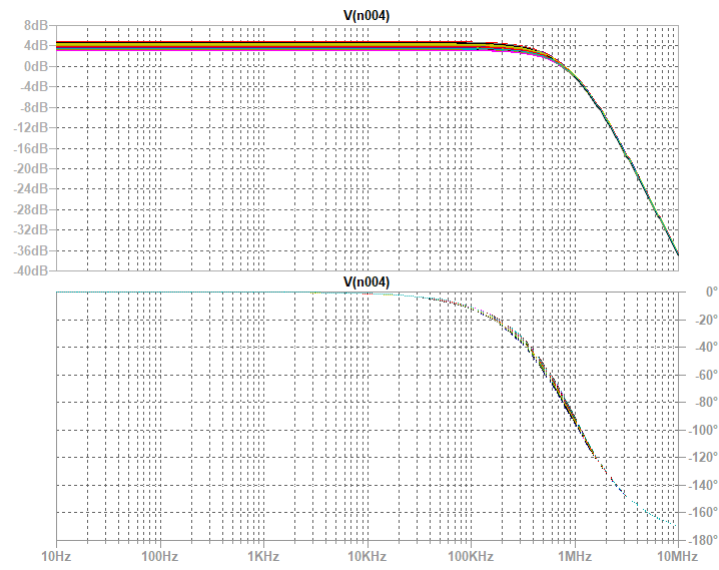


Figura 51: Análisis Montecarlo del caso 2

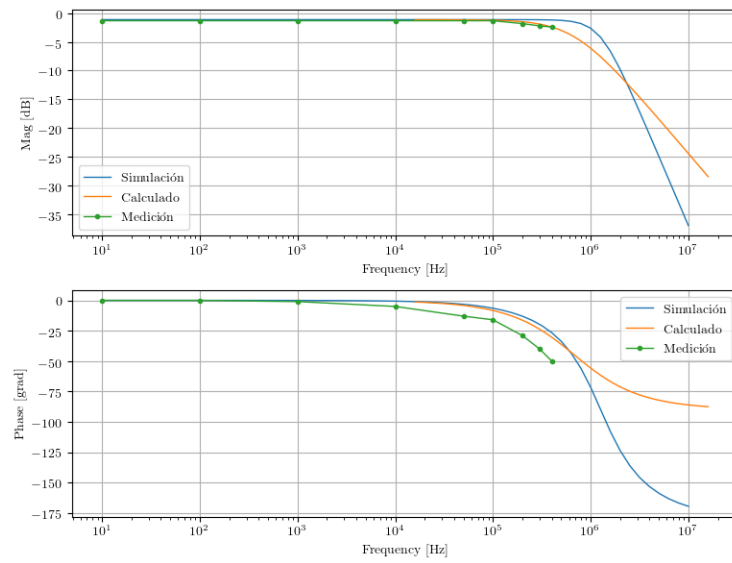


Figura 52: Comportamiento del circuito para el caso 3

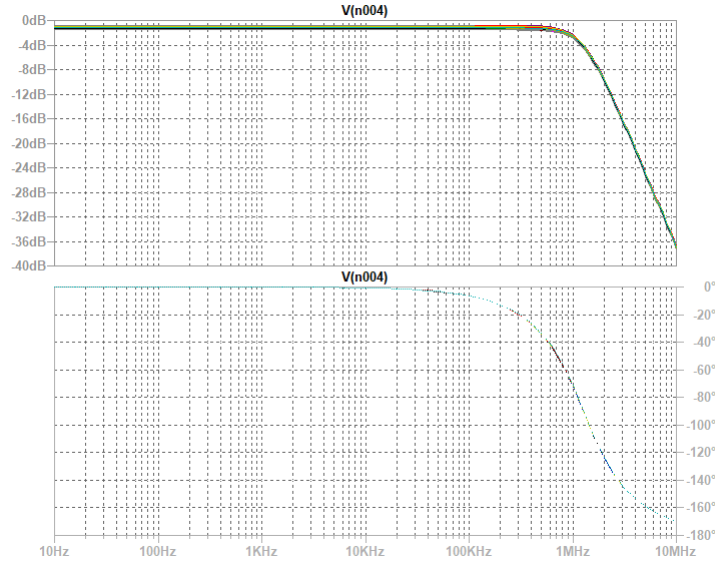


Figura 53: Análisis Montecarlo del caso 3

Como se puede observar, los circuitos siguen dentro de los parámetros adecuados, y considerando capacidades, inductancias y resistencias parásitas, las simulaciones y la transferencias calculadas. Las diferencias entre la transferencia calculada y la simulación se deben a las puntas de los osciloscopios, que generan polos de  $2^{do}$  orden, sumados a los polos de los capacitores internos a los transistores de juntura bipolar, que provocan que la pendiente de atenuación del circuito sea mayor a la calculada, y a su vez, que el cambio de fase no sea de  $90^\circ$ , sino de  $180^\circ$ .

## 2.2. Análisis de la impedancia de entrada

Consecuentemente, se instó a calcular la impedancia de entrada vista por el generador hacia el circuito. Nuevamente, se utilizó el *Circuit Solver* creado en Python para calcular las expresiones de las impedancias de entrada. La ecuación que describe la impedancia de entrada se detalla en la ecuación (6).

$$Z_{inp} = R_3 + R_4 \quad (6)$$

Por lo tanto, las impedancias de entrada para cada caso serán:

$$Z_{inp} = 50(k\Omega) \text{ Caso 1}$$

$$Z_{inp} = 50(k\Omega) \text{ Caso 2}$$

$$Z_{inp} = 500(k\Omega) \text{ Caso 3}$$

Teniendo en cuenta estos resultados, y a diferencia de lo visto previamente en el análisis del circuito inversor, se puede observar como la impedancia de entrada permanece constante frente a cambios de frecuencia en la tensión de entrada.

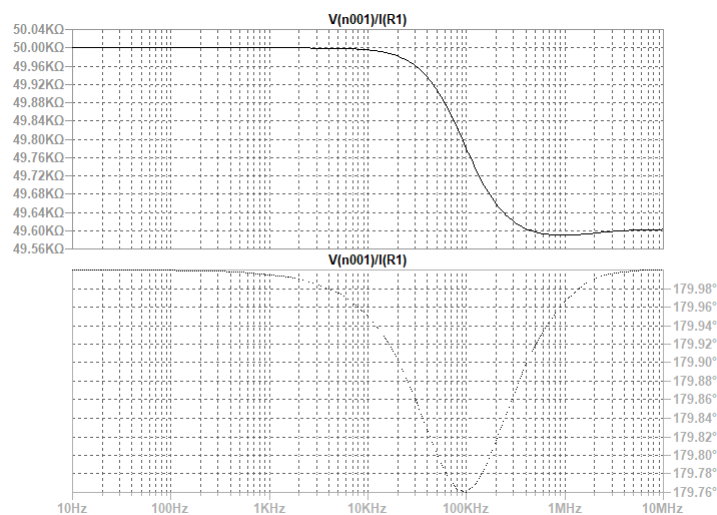


Figura 54: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 1

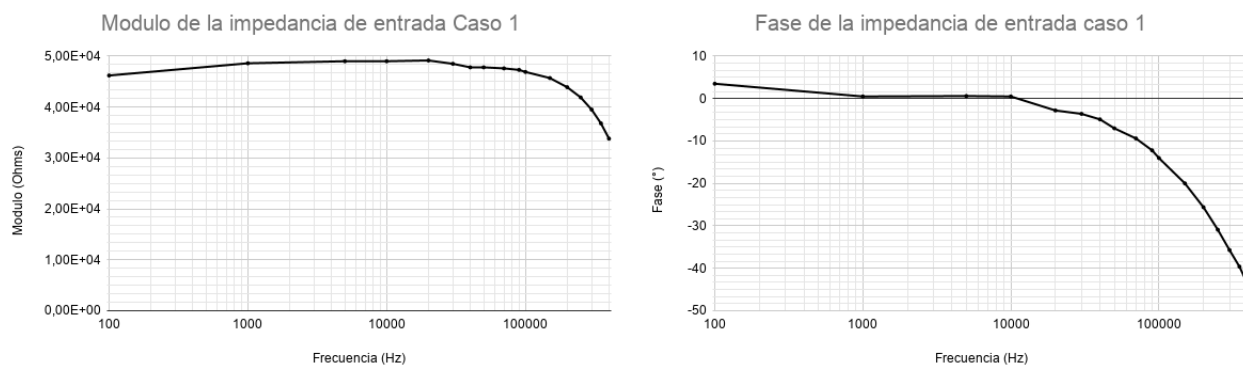


Figura 55: Medición de la impedancia de entrada para el caso 1

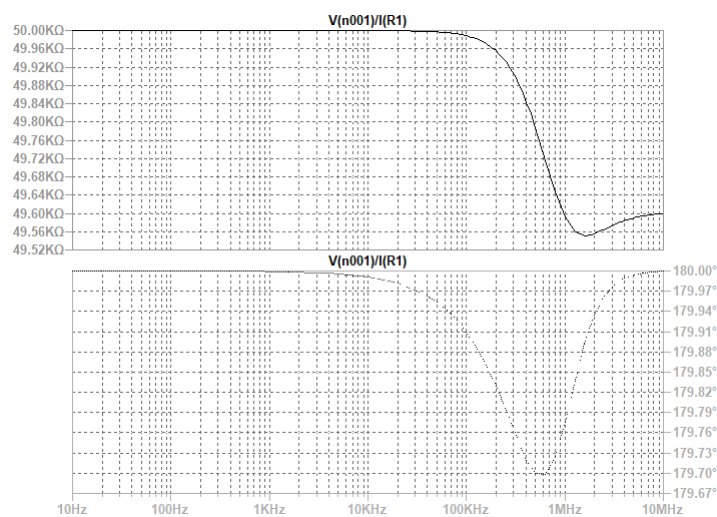


Figura 56: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 2

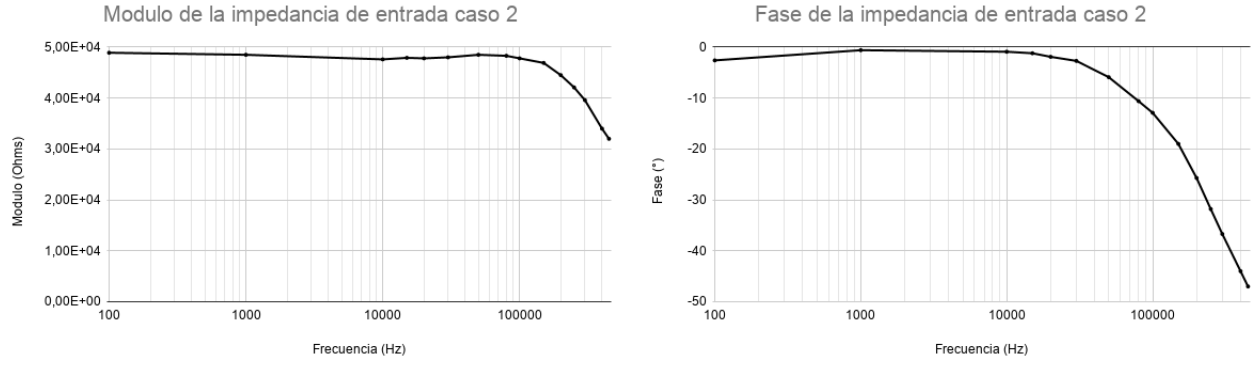


Figura 57: Medición de la impedancia de entrada para el caso 2

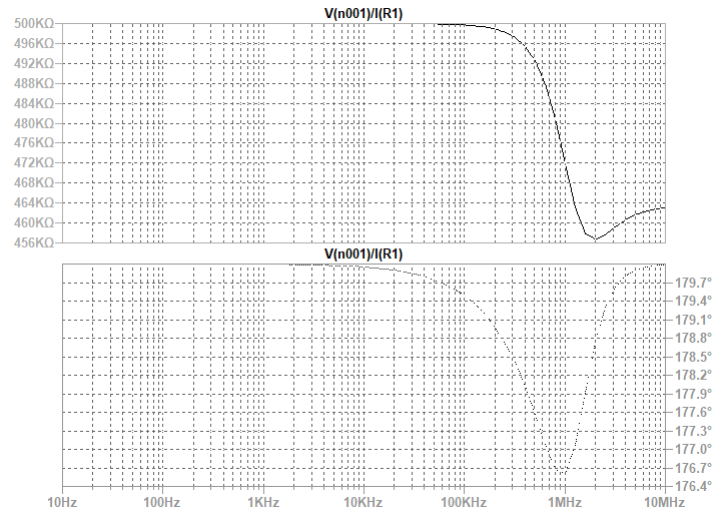


Figura 58: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 3

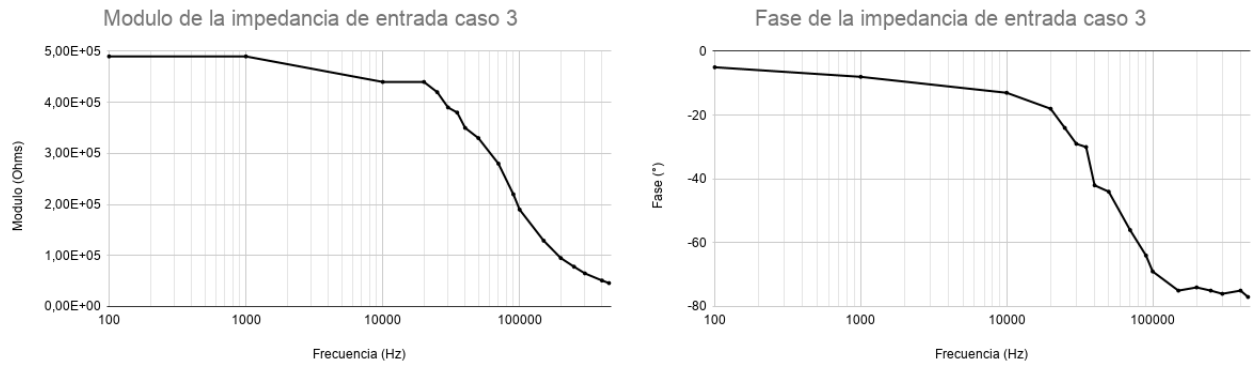


Figura 59: Medición de la impedancia de entrada para el caso 3

Observando los gráficos de las simulaciones y comparandolos con las ecuación (6), se puede observar como prácticamente la impedancia de entrada permanece constante para todas las frecuencias. El hecho de que la impedancia de entrada tenga una pequeña variación en módulo y fase en la simulación se debe a que para hacer el análisis de la impedancia de entrada se consideró el amplificador operacional ideal, es decir,  $R_{id} \rightarrow \infty$  y  $R_o \rightarrow 0$  por lo tanto, no se tienen en cuenta el efecto de esas resistencias, como a su vez sus inductancias y capacidades intrínsecas del

amplificador. Sin embargo, considerando la ecuación propuesta, y observando los resultados simulados, se puede observar que prácticamente no hay problema en aproximar la impedancia de entrada como constante en ninguno de los tres casos (considerando un 10 % de error en el ultimo caso).

Por otro lado, si se analizan las mediciones, se puede ver que para frecuencias mayores a 10(kHz), el modelo se aleja bastante de los resultados empíricos. Esto se explica debido a las capacidades parásitas que se generaron a la hora de medir la impedancia de entrada, que considerando a  $Z_{inp} = R_3 + R_4$  generan un circuito pasabajos de primer orden, obteniendo así los resultados vistos en las mediciones. Si se simula el circuito, considerando las capacidades parásitas, comienza a ser observable el efecto pasabajos que se genera, y se pone en evidencia los resultados empíricos.

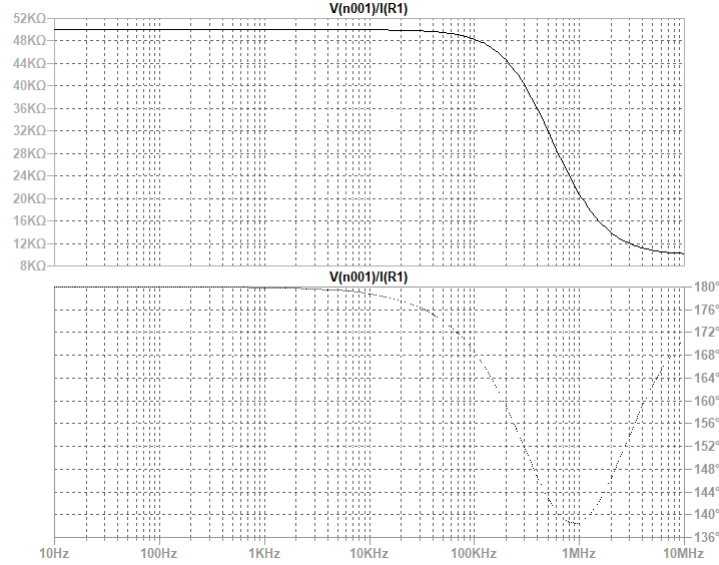


Figura 60: Simulación de impedancia de entrada para el caso 1, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

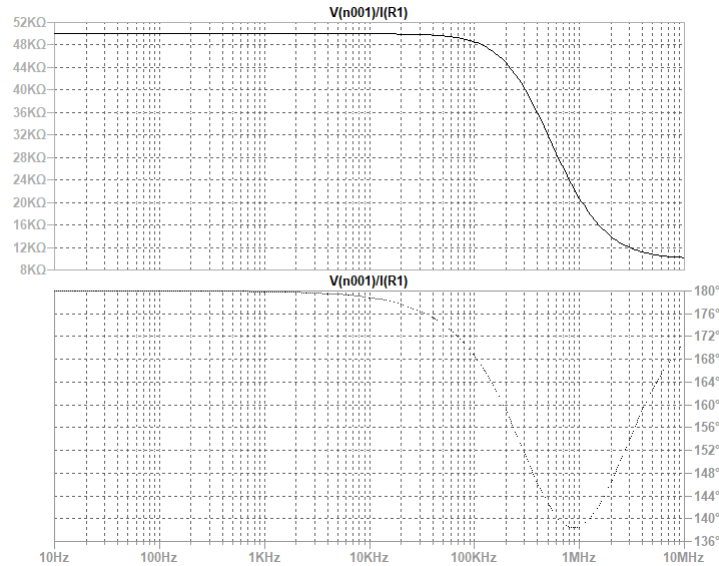


Figura 61: Simulación de impedancia de entrada para el caso 2, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

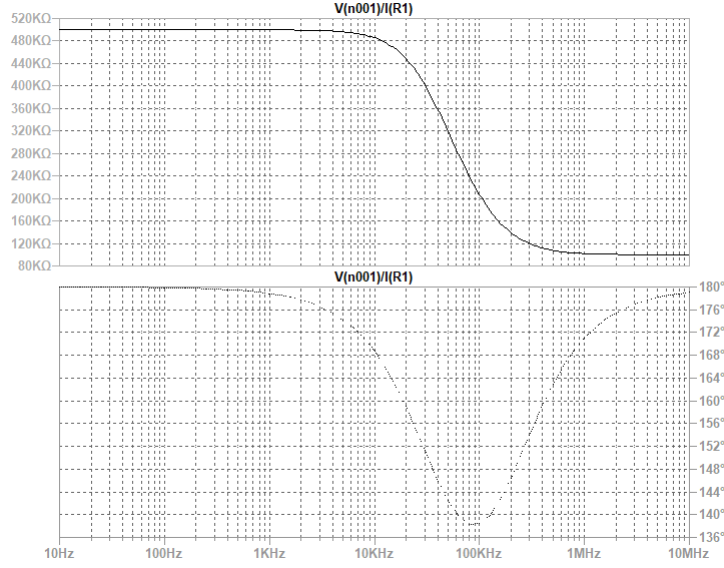


Figura 62: Simulación de impedancia de entrada para el caso 3, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

## 2.3. Análisis de alinealidades

### 2.3.1. Análisis de saturación y polo dominante

Teniendo en cuenta que la salida del amplificador operacional no podrá ser en módulo mayor a  $V_{cc}$ , se calculó, como se explico en la sección anterior, el máximo valor de la tensión de entrada dependiente de la frecuencia de entrada para el cual el circuito no satura.

$$|H(f)| \times V_{in} = \frac{R_4 \omega_p a_0 (R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4) \sqrt{4f^2 \pi^2 (R_1 + R_2)^2 + (R_1 \omega_p a_0 + \omega_p (R_1 + R_2))^2}} \times V_{in} \leq V_{cc}$$

$$V_{in} \leq \frac{V_{cc} (R_3 + R_4) \sqrt{4\pi^2 f^2 (R_1 + R_2)^2 + (R_1 \omega_p a_0 + R_1 \omega_p + R_2 \omega_p)^2}}{R_4 \omega_p a_0 (R_1 + R_2)}$$

$$V_{in} \leq 2,4 \cdot 10^{-12} V_{cc} \sqrt{48,4 \times 10^9 \pi^2 f^2 + 2,2 \cdot 10^{21}} \text{ Caso 1}$$

$$V_{in} \leq 1,3 \cdot 10^{-11} V_{cc} \sqrt{1,6 \times 10^9 \pi^2 f^2 + 2,2 \cdot 10^{21}} \text{ Caso 2}$$

$$V_{in} \leq 2,4 \cdot 10^{-12} V_{cc} \sqrt{48,4 \times 10^9 \pi^2 f^2 + 2,2 \cdot 10^{23}} \text{ Caso 3}$$

Observando estas ecuaciones y graficandolas para cada caso, se puede ver que en general, para grandes frecuencias, el efecto de saturación no se hace presente debido al comportamiento pasabajos del circuito analizado.



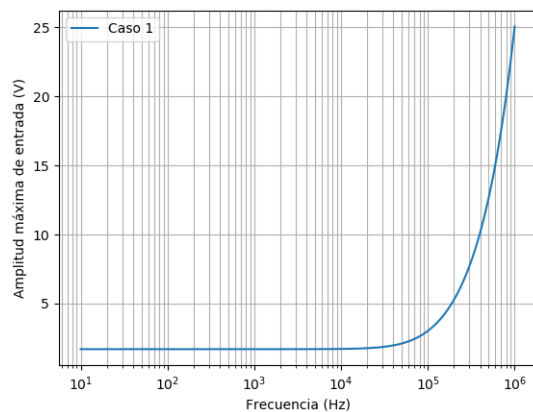


Figura 63: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 1

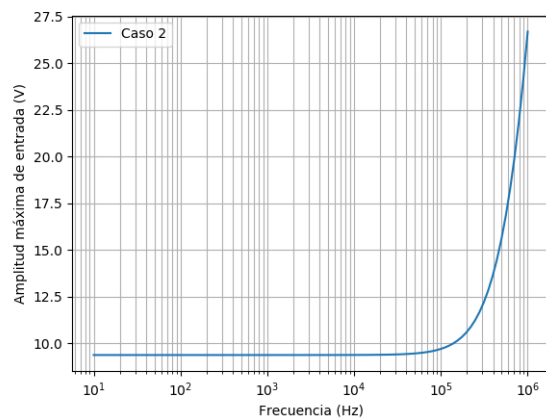


Figura 64: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 2

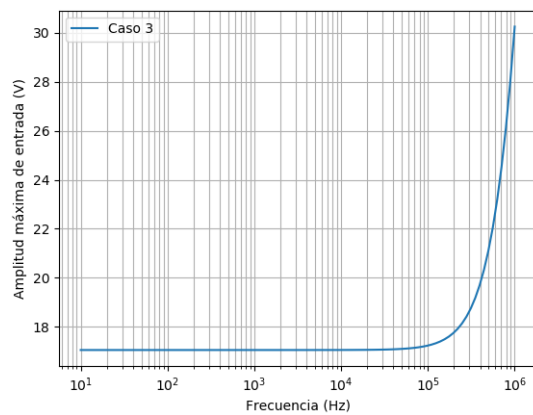


Figura 65: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 3

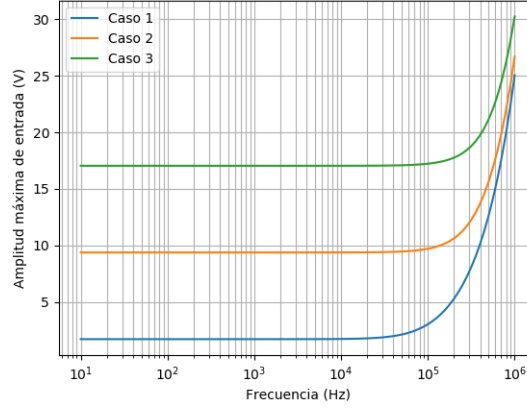


Figura 66: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación

### 2.3.2. Análisis de *Slew Rate*

Por otro lado, se analizó el efecto *Slew Rate* de la misma manera que se lo hizo en la sección anterior, es decir,  $\frac{\partial V_{out}}{\partial t} \leq SR$ , por lo tanto, tenemos que,  $v_{in}(t) = V_p \sin(2\pi ft)$ , por ende,  $V_{out}(t) = |H(f)| V_p 2\pi f \cos(2\pi ft + \phi(f))$ . A su vez, el coseno siempre es menor a 1, por ende:

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_{out}}{\partial t} &\leq |H(f)| V_p 2\pi f \leq SR \\ \Rightarrow V_p &\leq \frac{SR}{|H(f)| f 2\pi} \end{aligned} \quad (7)$$

Reemplazando en la inecuación (7), se tiene que;

$$V_{in} \leq \frac{SR(R_3 + R_4) \sqrt{4\pi^2 f^2 (R_1 + R_2)^2 + (R_1 \omega_p a_0 + R_1 \omega_p + R_2 \omega_p)^2}}{2\pi R_4 \omega_p a_0 f (R_1 + R_2)}$$

$$V_{in} \leq \frac{1,2 \times 10^{-12} SR \sqrt{48,2 \times 10^9 \pi^2 f^2 + 2,2 \times 10^{21}}}{\pi f} \quad \text{Caso 1}$$

$$V_{in} \leq \frac{6,6 \times 10^{-12} SR \sqrt{16 \times 10^9 \pi^2 f^2 + 2,2 \times 10^{21}}}{\pi f} \quad \text{Caso 2}$$

$$V_{in} \leq \frac{1,2 \times 10^{-12} SR \sqrt{48,4 \times 10^9 \pi^2 f^2 + 2,2 \times 10^{23}}}{\pi f} \quad \text{Caso 3}$$

Ahora reemplazando para cada caso  $SR = 0,55836 \left( \frac{V}{\mu s} \right)$  (como fue calculado en la sección anterior para el LM324), y se grafica la amplitud de entrada máxima frente a la frecuencia de entrada, nos quedan las Figuras 67, 68, 69 y 70.

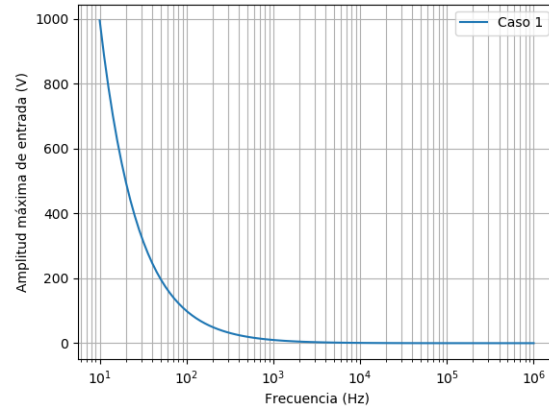


Figura 67: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra el efecto de *Slew Rate* en el caso 1

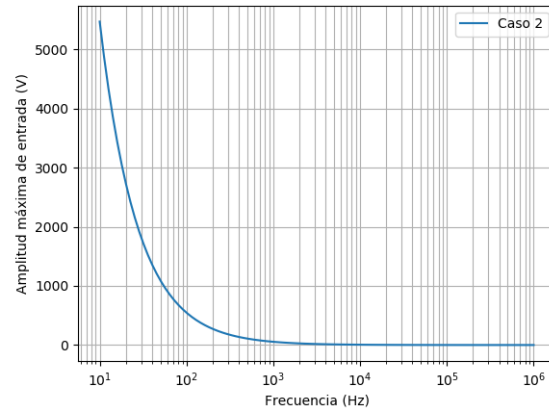


Figura 68: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra el efecto de *Slew Rate* en el caso 2

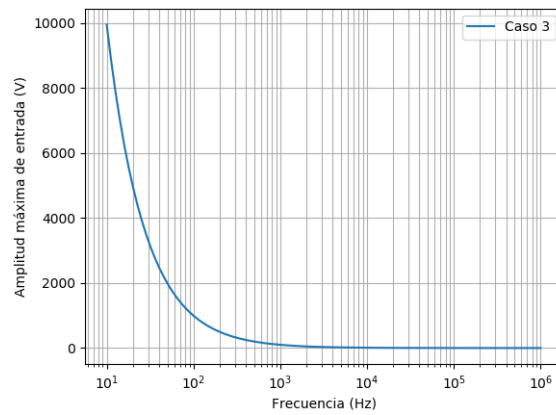


Figura 69: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra el efecto de *Slew Rate* en el caso 3

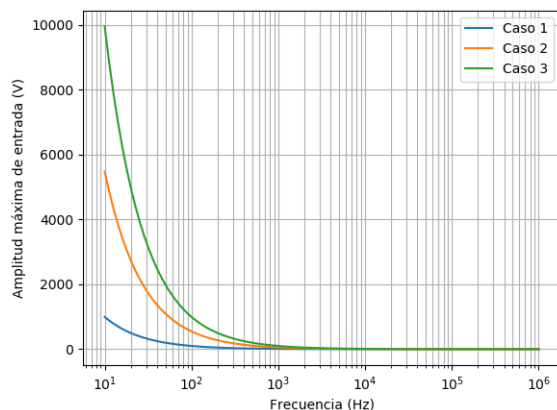


Figura 70: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra el efecto de *Slew Rate*

### 2.3.3. Conclusiones

Por último, si se tiene en cuenta los efectos alineales del *Slew Rate*, saturación y *Crossover Distortion* (el último explicado en la sección anterior), pueden ser armadas unas figuras mostradas a continuación que muestran la máxima amplitud de una señal de entrada al circuito para cada caso, para que no se encuentren efectos alineales indeseados en las mediciones. Estas son las figuras 71, 72, 73 y 74.

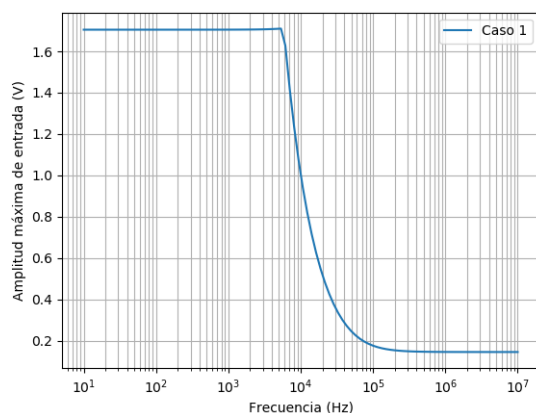


Figura 71: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinealidades en el caso 1

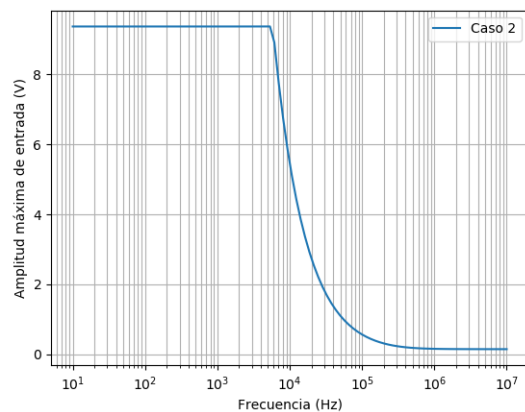


Figura 72: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinealidades en el caso 2

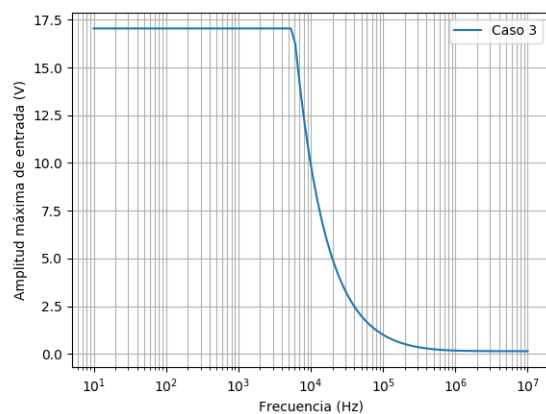


Figura 73: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinealidades en el caso 3

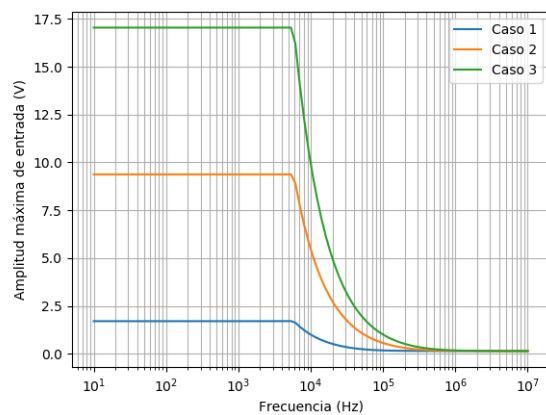


Figura 74: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinealidades

## 2.4. Análisis del DC *Sweep*

A continuación se procede a realizar un DC *Sweep* para cada caso del circuito, los resultados se muestran a continuación.

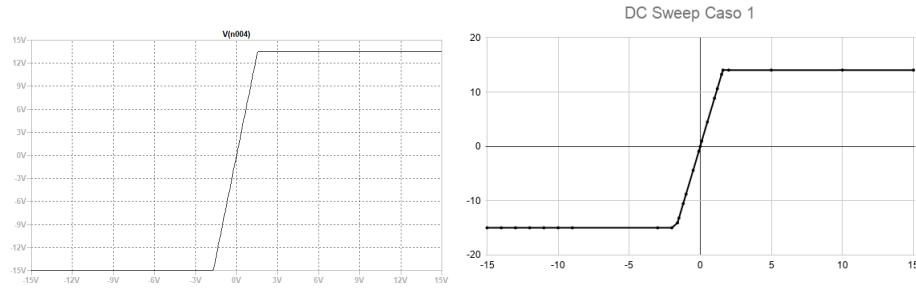


Figura 75: DC *Sweep* caso 1

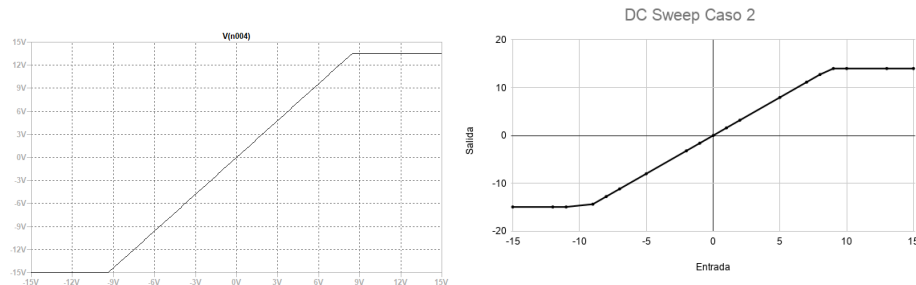


Figura 76: DC *Sweep* caso 2

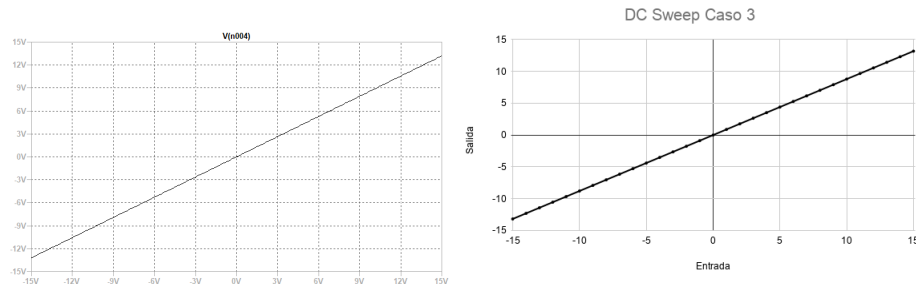


Figura 77: DC *Sweep* caso 3

Como se puede observar no hay grandes diferencias entre lo simulado y lo medido.

## 3. Conclusiones

Es determinante tener en cuenta las alinealidades que provoca un amplificador operacional, ya sea por saturación, *Slew Rate* o *Crossover Distortion*, ya que es muy importante para proceder a hacer mediciones sobre los mismos. Estas alinealidades afectan en gran medida el comportamiento del amplificador operacional, por lo tanto, si no se las tiene en cuenta, es altamente probable que se cometan errores en mediciones y resultados esperados.

Sumado a esto, es muy importante tener en cuenta los efectos de los instrumentos de medición, ya sea osciloscopios, multímetros, analizadores de impedancias, etc. ya que las capacidades, inductancias y resistencias parásitas afectan en gran medida el comportamiento de nuestro circuito.

Por último, se pudo observar que a un mismo *Gain Bandwidth Product* (GBP), podemos cambiar el circuito para que trabaje más idealmente a altas frecuencias. Es decir que para un caso A con ganancia  $\beta$ , y una frecuencia de

corte  $f_0$ , y un caso B con ganancia  $\beta'$  y una frecuencia de corte  $f'_0$ , se tiene que  $\beta' \leq \beta$  y  $f_0 \leq f'_0$ , por lo tanto, se podrá en el caso B trabajar idealmente a mayores frecuencias, pero con menos ganancia, y por el contrario, en el caso A se trabajará con mas ganancia pero a menores frecuencias.

Teniendo en cuenta los factores anteriores, si se quiere trabajar con señales cuadradas de  $1V_{pp}$  de frecuencia variante entre  $0,3(MHz)$  a  $2(MHz)$ , sera imposible utilizar un LM324 para realizar dicha tarea, ya que para el GBP dado y el  $a_{vol}$  del datasheet, a esas frecuencias, el amplificador no podrá operar debido al ruido ambiente y al *Slew Rate*. Una buena opción para realizar una tarea como esta, puede ser el amplificador operacional TL082, que posee un GBP lo suficientemente grande como para poder operar en ese rango de frecuencias y un *Slew Rate* de aproximadamente  $13 \left( \frac{V}{\mu s} \right)$ .

Otra opción podria ser el LM833, ya que posee un valor de  $SR = 7 \left( \frac{V}{\mu s} \right)$  y un  $GBP = 15(MHz)$ . Por ultimo, el amplificador opercaional TL084 es otra buena opcion ya que  $SR = 13 \left( \frac{V}{\mu s} \right)$  y  $GBP = 3(MHz)$

## Parte II

# Corrientes de Bias

### 1. Introducción

En esta sección se estudian las corrientes y tensiones de offset de un amplificador operacional. Dichas corrientes no existen en un amplificador operacional ideal ya que este tiene impedancia infinita de entrada por lo que no fluyen corrientes en sus respectivas entradas. Sin embargo, en un amplificador operacional real esta impedancia infinita no existe y entran en juego las corrientes y tensiones de offset que pueden ser perjudiciales en circuitos de alta impedancia. En consecuencia, su análisis previo es sumamente recomendable para un apropiado diseño del circuito. A continuación, se muestra el modelo del amplificador operacional real.

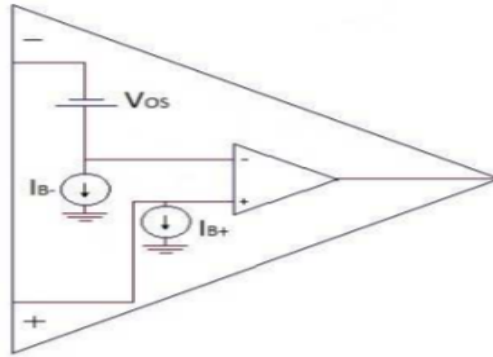


Figura 78: Modelo del amplificador operacional

Como se puede observar, se trata del modelo ideal del amplificador operacional con dos fuentes de corrientes adicionales y una fuente de tensión. Las dos fuentes de corriente representan las corrientes de bias ( $I_N$  y  $I_P$ ), mientras que la fuente de tensión representa la tensión de offset  $V_{os}$ .

Teniendo presente el modelo anterior, es posible poner en estudio a un amplificador operacional para poder determinar las corrientes y tensiones de offset. En esta sección se analiza el amplificador  $OA_2$  que se puede ver en la Figura 79

Como se puede observar, se trata de un circuito de medición de corrientes de offset. En este caso se ponen en estudio el comportamiento de los amplificadores operacionales LF356 y TL081 en el circuito de medición para poder medir sus respectivas corrientes de bias  $I_B$ ,  $V_{os}$  y  $I_{os}$ . Donde  $I_B$  y  $I_{os}$  se definen como:

$$I_B = \frac{I_P + I_N}{2} \quad (8)$$

$$I_{OS} = I_P - I_N \quad (9)$$

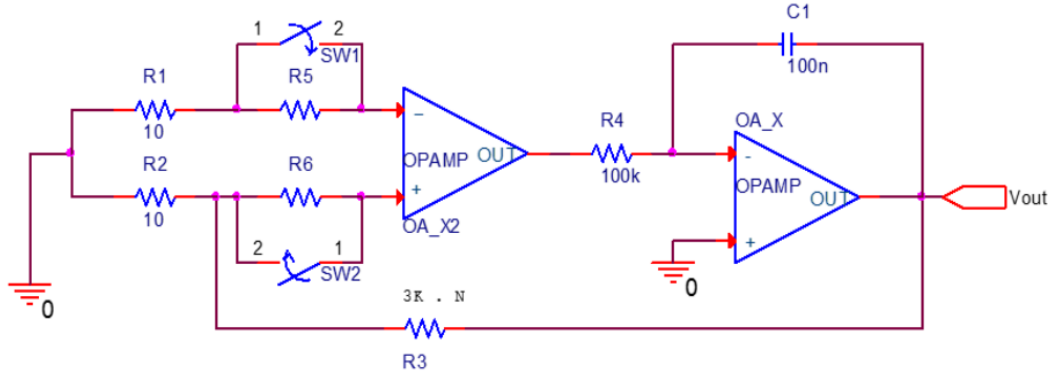


Figura 79: Circuito de medición de corrientes y tensiones offset

## 2. Análisis teórico del circuito

En primer lugar se estudia teóricamente el circuito de la Figura 79 para comprender como esta compuesto y porque se puede utilizar para medir  $I_B$ ,  $V_{os}$  y  $I_{os}$ . Cabe aclarar que el amplificador operacional de interés (que se se quiere medir) es el  $OA_2$ , mientras que el  $OA_1$  sirve para facilitar la medición. Esto se ve mas adelante.

Para comenzar el análisis, primero se extrae el amplificador operacional  $OA_2$  que es el de importancia. El circuito resultante se muestra en la Figura 80.

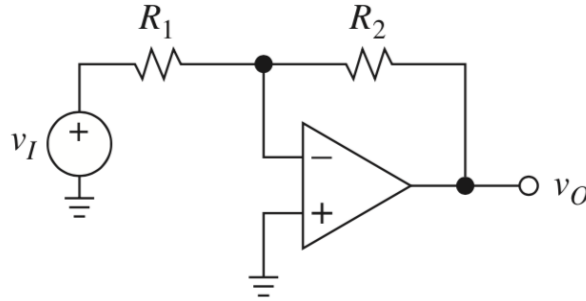


Figura 80: Amplificador operacional en configuración inversora

Como se puede observar, se trata de un circuito en configuración inversora con realimentacion negativa. Si bien su configuración no es exactamente la misma que se muestra en la Figura 79, la misma sirve para extraer conceptos que ayudan en la comprensión del circuito. Su función transferencia, resulta ser:

$$H(s) = -\frac{A_{vol}R_2}{R_2 + A_{vol}R_1}$$

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1[\frac{R_2}{R_1A_{vol}} + 1]}$$

$$A_{vol} \gg \frac{R_2}{R_1}$$

$$H(s) = A_{CL} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (10)$$

Nótese que la ganancia a lazo abierto  $A_{OL} = A_{vol}$ , sobre esto se vuelve mas adelante. Teniendo estos resultados en mente, si se aplica  $V_{in} = 0V$ ,  $V_{out} = 0V$ .

Sin embargo, en un amplificador operacional real se deben tener en cuenta  $I_N$ ,  $I_P$  y  $V_{os}$  como se vio en la Figura 78. El circuito tomando  $V_{in} = 0V$  y considerando  $I_N$  y  $I_P$  resulta ser el de la Figura 81.

Este ultimo circuito se puede resolver utilizando el principio de superposición. El resultado es:



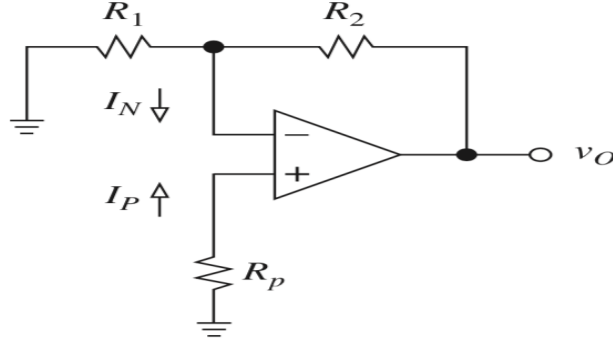


Figura 81: Circuito considerando  $I_N$  y  $I_P$

$$V_{out1} = -(1 + \frac{R_2}{R_1})R_P I_P$$

$$V_{out2} = I_N R_2$$

$$V_{out} = E_{out} = V_{out1} + V_{out2}$$

Nótese que la tensión de salida es llamada  $E_{out}$  para ser énfasis que se trata de un error ya que la  $V_{out}$  debería ser  $0V$ . Si ahora se considera la existencia de  $V_{OS}$ , sin considerar ni  $I_N$  ni  $I_P$ . El circuito resulta ser el de la Figura 82.

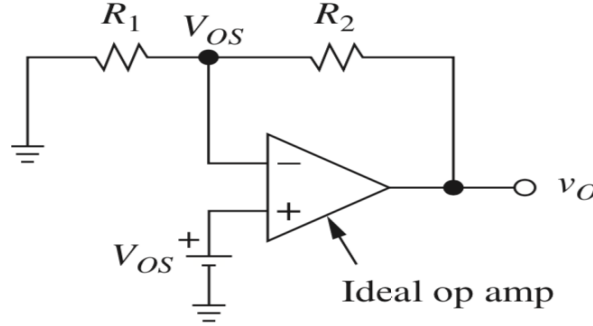


Figura 82: Circuito considerando  $V_{OS}$

Si se resuelve este ultimo circuito, el resultado es:

$$V_{out3} = -(1 + \frac{R_2}{R_1})V_{OS}$$

Luego, si se suma este ultimo resultado a  $V_{out}$ :

$$V_{out} = -(1 + \frac{R_2}{R_1})R_P I_P + I_N R_2 - (1 + \frac{R_2}{R_1})V_{OS} \quad (11)$$

Si se tienen en cuenta las definiciones 8 y 9,  $V_{out}$  resulta ser:

$$V_{out} = E_{out} = (1 + \frac{R_2}{R_1})[(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}) - R_3]I_B - [(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}) + R_P]\frac{I_{OS}}{2} + (1 + \frac{R_2}{R_1})V_{OS} \quad (12)$$

Observando esta ultima ecuación, el error se puede disminuir drásticamente si:

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (13)$$

Con este cambio el error queda:

$$V_{out} = E_{out} = (1 + \frac{R_2}{R_1})(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2})I_{OS} + (1 + \frac{R_2}{R_1})V_{OS} \quad (14)$$

Gracias a las ecuaciones 14 se tiene una relación de  $I_B$ ,  $V_{os}$  y  $I_{os}$  con  $V_{out}$ . Para comprender la magnitud de estos parámetros se muestran los valores provistos por los fabricantes de LF356 y TL081. La tabla 2 muestra los valores típicos y máximos de  $I_B$ ,  $V_{os}$  y  $I_{os}$ .

	Cuadro 2: Valores de hojas de datos a 25°C	
	Texas Instruments TL081	National Semiconductor LF356
$V_{OS}$	Tip: 3mV Max: 10mV	Tip: 3mV Max: 10mV
$I_B$	Tip: 20pA Max: 400pA	Tip: 30pA Max: 200pA
$I_{OS}$	Tip: 5pA Max: 100pA	Tpi: 3nA Max: 50pA

Si se evaluá 14 con los valores típicos de TL081. La señal es muy pequeña para poder ser medida, por lo que se necesita un amplificador de señal. Esto es la función de la segunda etapa del circuito que contiene a  $OA_1$ . El objetivo del amplificador operacional  $OA_1$  es amplificar la señal de entrada del  $OA_2$  para aumentar la precisión en la medición de las corrientes y tensiones de offset. La Figura 83 muestra la configuración del amplificador operacional de la segunda etapa.

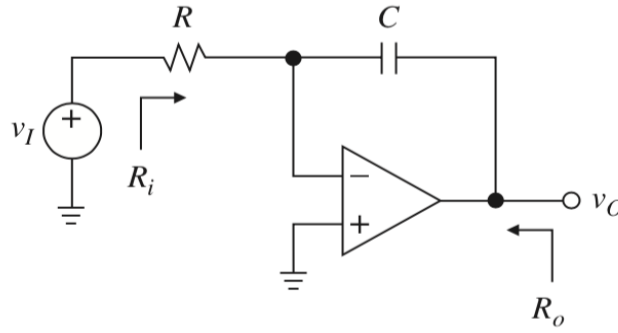


Figura 83: Amplificador operacional en configuración integradora

Como se puede observar, el amplificador operacional esta configurado como integrador con una capacitor en la realimentacion. Si se considera su ganancia sin carga finita, su ganancia a lazo cerrado  $A_{CL}$  es:

$$A_{CL} = \frac{-A_{vol}}{1 + SRC A_{vol}} \quad (15)$$

La función de este amplificador operacional es amplificar la componente DC de la señal de salida  $E_{out}$  de  $OA_2$  que tiene  $f = 0Hz$ . Entonces, la ecuación 15 tiende a estar en configuración a lazo abierto. A  $0Hz$  el capacitor  $C_1$  va a actuar como un circuito abierto, bloqueando cualquier realimentación proveniente de la salida de  $V_{out}$  cuya frecuencia sea mayor a  $f = 0Hz$ . En esta configuración, el amplificador operacional es llevado a la saturación, pero en el caso de configurarlo como en el circuito de medición en estudio (Figura 79), esto no es un inconveniente. Nótese que a este amplificador operacional se lo toma como ideal y no se ve afectado por las corrientes propias de bias ni la su tensión de offset. Esta condición se mantiene a lo largo de toda la sección.

Al comprender el funcionamiento de ambas etapas del circuito es posible proseguir al circuito de medición completo. Nuevamente se muestra a continuación.

Lo primero que se destaca es que hay una realimentación desde la segunda etapa a la primera mediante una resistencia  $R_3 = 12k\Omega$ . Esta realimentación fuerza la salida de  $OA_1$  a tierra e impide la situación de saturación que se destacó anteriormente.  $OA_2$  tiene conectado a su entrada inversora las resistencias  $R_1$  de  $10\Omega$  y  $R_5$ . El circuito cuenta con el switch  $SW_1$  que permite poner en corto a  $R_5$ . Por otro lado, a la entrada no inversora están conectados  $R_2$  de  $10\Omega$ , la realimentación (vista anteriormente) y  $R_6$ . Como en el caso de  $R_5$ ,  $R_6$  también puede ponerse en corto circuito mediante un el switch  $SW_2$ . Los valores de  $R_5$  y  $R_6$  se definirán mas adelante.

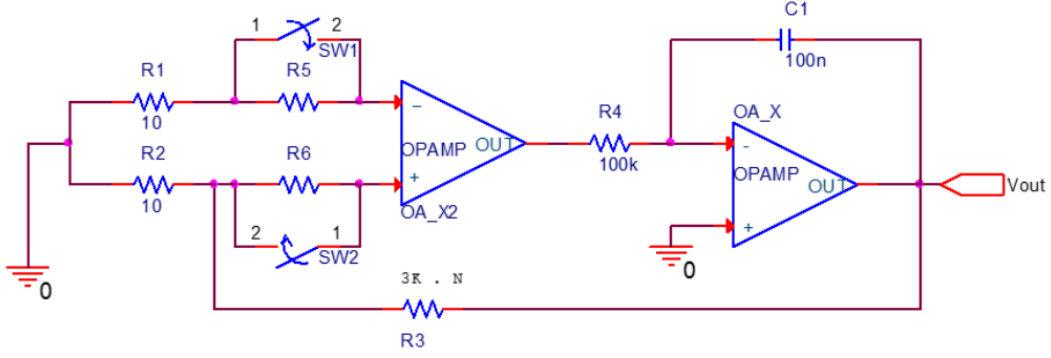


Figura 84: Circuito de medición de corrientes y tensiones offset

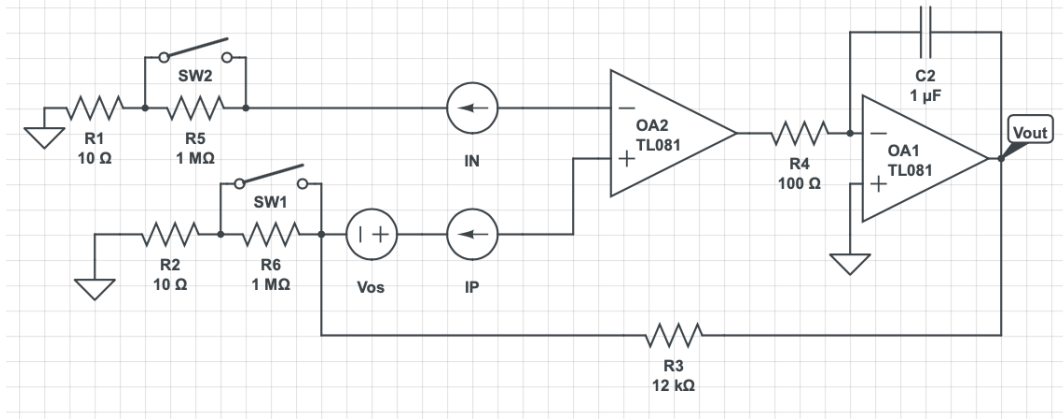


Figura 85: Circuito de medición real

Teniendo esto en cuenta se le agrega al circuito todas las consideraciones vistas anteriormente. El circuito resultante es el de la Figura 85.

Para resolver el circuito se utiliza el principio de superposición como se hizo anteriormente. En primer lugar se cierran  $SW_1$  y  $SW_2$  y se pasivan  $I_P$  y  $I_N$  de modo que solo quede  $V_{OS}$ . Se considera  $\Delta V_{R1} = 0$  ya que las corrientes de bias son pequeñas y su valor resistivo también lo es. Con estas condiciones, el circuito se asemeja al visto en la Figura 82 con la salvedad que en este caso se realimenta positivamente. Entonces, resolviendo mediante el divisor resistivo, se puede obtener una expresión para  $V_{out}$

$$V_{out1} = -(1 + \frac{R_3}{R_2})V_{OS} \quad (16)$$

A continuación, se pasiva  $V_{OS}$  y  $I_N$ , se consideran  $SW_1$  cerrada y  $SW_2$  abierta. También, como en el caso anterior, se desprecia la caída de tensión en  $R_1$ . Entonces, si se tiene en cuenta  $R_6$  y  $I_P$ :

$$\begin{aligned} V_N &= 0 \\ V_P &= -R_6 I_P \\ V_{out} &= [1 + \frac{R_3}{R_2}]V_P \\ V_{out2} &= -[1 + \frac{R_3}{R_2}]R_6 I_P \end{aligned} \quad (17)$$

Nótese que si se considera  $V_{OS}$  (no se pasiva) la ecuación 16 se suma a la ecuación 17 y el resultado es:

$$V_{out1} + V_{out2} = -[1 + \frac{R_3}{R_2}]V_{OS} - [1 + \frac{R_3}{R_2}]R_6 I_P \quad (18)$$

Este resultado implica que se puede calcular  $I_P$  pasivando a  $I_N$ , manteniendo las condiciones fijadas anteriormente.

Por otro lado, si se pasiva  $V_{OS}$ , se cierra  $SW_2$  y se abre  $SW_1$ , se obtiene un resultado semejante al visto anteriormente cuando se trato al amplificador operacional  $OA_2$  con realimentacion positiva. Sin embargo, ahora hay una resistencia  $R_5$  en serie con  $R_1$ . Nuevamente se considera la caída de tension en  $R_1$  como nula. El resultado es el siguiente:

$$V_{out3} = [1 + \frac{R_3}{R_2}][ -R_5 I_N] \quad (19)$$

Nótese que sucede lo mismo que en caso anterior, si considera  $V_{OS}$  (no se pasiva) la ecuación 16 se suma a la ecuación 19 y el resultado es:

$$V_{out1} + V_{out3} = [1 + \frac{R_3}{R_2}][ -R_5 I_N] - [1 + \frac{R_3}{R_2}]V_{OS} \quad (20)$$

Este resultado implica que se puede calcular  $I_N$  pasivando a  $I_P$ , siempre y cuando se mantengan las condiciones fijadas anteriormente.

Este conjunto de ecuaciones permite calcular las corrientes de bias y la tension de offset.

$$I_P = [\frac{V_{out}}{1201} + V_{OS}] \frac{-1}{R_6} (SW_1 cerradoy SW_2 abierto) \quad (21)$$

$$I_N = [\frac{V_{out}}{1201} + V_{OS}] \frac{-1}{R_5} (SW_1 abiertoy SW_2 cerrado) \quad (22)$$

A continuación se analiza con mayor profundidad el comportamiento del feedback del circuito y su estabilidad. Recordar que se obtuvieron expresiones para la ganancia a lazo cerrado  $A_{CL}$  de ambos amplificadores operacionales por separado. Si ahora los consideramos juntos, con la apropiada realimentacion positiva, se puede armar el diagrama de la Figura 86.

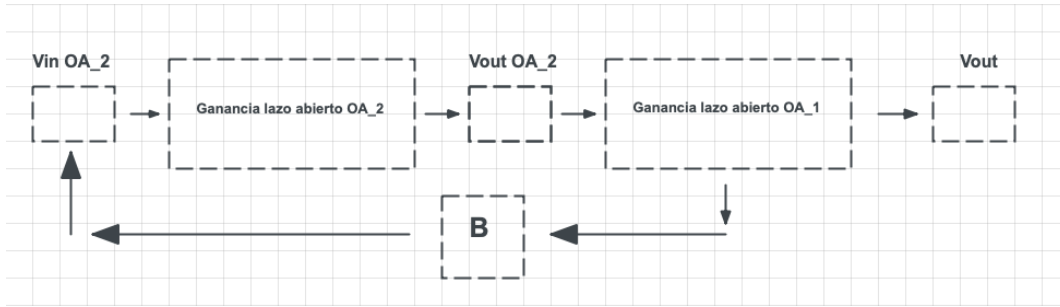


Figura 86: Diagrama del circuito

Como se puede ver, es posible agrupar las dos ganancias de los dos amplificadores operacionales. Como se vio anteriormente, la ganancia de lazo abierto  $A_{OL}$  de  $OA_2$  es la de la ecuacion 10 y la ganancia a lazo cerrado  $A_{CL}$  de  $OA_1$  es la de la ecuación 15. Si se multiplican ambas ecuaciones, como se ve en el diagrama, la ganancia a lazo abierto del sistema  $A_{OL}$  es:

$$A_{OL} = \frac{-A_{vol}^2}{1 + SRC A_{vol}} \quad (23)$$

Al estar el sistema realimentado positivamente, la función transferencia del sistema es:

$$H(s) = \frac{A_{vol}}{1 - A_{vol}\beta} \quad (24)$$

Si se introduce la ecuación 23 a la ecuación 24, se obtiene:

$$H(s) = \frac{-1}{\frac{1}{A_{vol}^2} + \beta} \frac{1}{\frac{s}{(1+A_{vol}^2\beta)RC A_{vol}} + 1} \quad (25)$$

si  $A_{vol}^2\beta \gg 1$  y se considera  $A_{vol}$  con el modelo de polo dominante  $A_{vol} = \frac{A_0}{\frac{s}{\omega_P} + 1}$ , la funcion trasferencia del sistema es:

$$H(s) = \frac{-1}{\beta} \frac{1}{S^2 \frac{RC}{\omega_P A_0 \beta} + \frac{SRC}{A_0 \beta} + 1} \quad (26)$$

$\beta$  es la ganancia de realimentacion del circuito y como se vio en la ecuación 16:

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_2}} = \frac{1}{1201} \quad (27)$$

La ecuación 26 permite analizar el sistema en AC. Como se puede observar, la expresión de la trasferencia del sistema se asemeja a la de un pasa bajos de segundo orden. Donde:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_P A_0 \beta}{R_4 C_1}}$$

$$\epsilon = \frac{R_4 C_1 \omega_0}{A_0 \beta 2}$$

Y sus polos son:

$$S_1 = -\omega_0 \epsilon + \sqrt{\epsilon^2 + 1}$$

$$S_2 = -\omega_0 \epsilon - \sqrt{\epsilon^2 + 1}$$

Si se evalúan estas expresiones con los valores de las frecuencias de corte  $f_0$  que proveen los fabricantes de ambos amplificadores operacionales (del orden de los  $\Omega$ ) se llega a la conclusión que los polos se ubican en el simiplano negativo por lo que el sistema es estable.

Se puede hacer el mismo análisis con las terminales de los amplificadores operacionales invertidos. Por supuesto que la función trasferencia del sistema tendrá cambios. Si se invierte  $OA_1$ , la ganancia a lazo abierto del sistema  $A_{OL}$  y la ganancia del feedback  $\beta$  son:

$$A_{OL} = \frac{+A_{vol}^2}{1 - SRC A_{vol}}$$

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_2}} = \frac{1}{1201}$$

Si también se invierten las terminales del  $OA_2$ , el feedback sera negativo y los resultados son:

$$A_{OL} = \frac{+A_{vol}^2}{1 - SRC A_{vol}}$$

$$\beta = -\frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_2}} = -\frac{1}{1201}$$

### 3. Mediciones

Las mediciones se realizaron con el osciloscopio sobre una placa PSB tomando  $R_5 = 1M\Omega$  y  $R_6 = 1M\Omega$ . Se utilizaron capacitores de desacople de  $100nF$  y las resistencias indicadas en el circuito de la Figura 79. Cabe destacar que para las mediciones se realizaron cuatro combinaciones. Es decir, se alternaron los amplificadores operacionales en las posiciones  $OA_1$  y  $OA_2$  para analizar como se comportan.

#### 3.1. Medición de $V_{OS}$

Antes de realizar la correspondiente medición de  $V_{OS}$ , se calcula su propagación de errores. A continuación se muestra su desarrollo:

$$|V_{out1}| = [1 + \frac{R_3}{R_2}] V_{OS}$$

$$V_{OS} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{out1}$$

$$si R_3 \gg R_2$$

$$\begin{aligned}
V_{OS} &= \frac{R_2}{R_3} V_{out1} \\
V_{OS} &= f(R_2, R_3) \\
\Delta V_{OS} &= \left[ \left| \frac{\delta f}{\delta R_2} \right| \Delta R_2 + \left| \frac{\delta f}{\delta R_3} \right| \Delta R_3 \right] V_{out1} \\
\Delta V_{OS} &= \left[ \frac{\Delta R_2}{R_3} + \frac{R_2 \Delta R_3}{R_3^2} \right] V_{out1}
\end{aligned}$$

Nótese que se tomo  $R_3 \gg R_2$  ya que  $R_3 = 1M\Omega$  y  $R_2 = 10\Omega$ . Además esto implica que cuanto mas grande sea  $R_3$  menor sera el error cometido al medir  $V_{OS}$ .

Para medir  $V_{OS}$  se debe cerrar  $SW_1$  y  $SW_2$  como se determino anteriormente. Con esta condición se mide  $V_{out}$  y luego, con la ecuación 16, se calcula  $V_{out}$ . Los resultados obtenidos se detallan en la tabla 3

Cuadro 3: Mediciones con  $SW_1$  y  $SW_2$  cerrados

	$OA_2$	$OA_1$	$V_{out}(mV)$	$V_{os}$
<b>Medición 1</b>	LF356	LF356	-179	0.149
<b>Medición 2</b>	LF356	TL081	-184	0.153
<b>Medición 3</b>	TL081	LF356	382,2	-0.318
<b>Medición 4</b>	TL081	TL081	382	-0.318

Cabe aclarar que, al realizar la medición, se observo una constante. Esto es un comportamiento deseado ya que se esta midiendo una tensión continua.

### 3.2. Medición de $I_P$

Para calcular  $I_P$  se debe abrir  $SW_2$  y mantener cerrado  $SW_1$ . Al realizar esta acción se observo una oscilación en el circuito impidiendo poder obtener una medición. Esta oscilación es provocada por el ruido de linea de 50 Hz que es amplificado por la configuración del circuito. Esta amplificación del ruido se superpone con  $V_{out} = V_{out1} + V_{out2}$  y resulta ser un problema. Para solucionarlo, se decidió cambiar al capacitor ya que, como se vio en la sección anterior, la función transferencia del sistema es la de un pasa bajos de segundo orden. Luego, un capacitor "chico" deja pasar un rango de señales mas amplio que un capacitor "grande". En consecuencia, si se aumenta el valor del capacitor  $C_1$ , el polo se ubicara en frecuencia mas bajas, filtrando mejor las señales de alta frecuencia que es lo que se desea. Se prosiguió a cambiar el capacitor  $C_1$  a  $1\mu F$ . Con este cambio se observo una mejora en la señal de salida. Sin embargo, se siguió observando una oscilacion de 50 Hz. Se prosiguió a cambiar  $R_5$  y  $R_6$  a distintos valores pero el inconveniente perduro. Se cambiaron las resistencias ya que valores altos de resistencia de entrada, como lo es  $1M\Omega$ , el nivel de ruido es mayor. Esto se debe a que si se modela al ruido como una fuente con una resistencia en serie, se forma un divisor resistivo y al ser alto el valor de resistencia de entrada, la salida del divisor es alta afectando al circuito. Sin embargo, al cambiar  $R_5$  y  $R_6$  por valores del orden de los  $\Omega$ , no es posible medir las corrientes de bias ya que no se puede percibir el cambio de  $V_{out}$  al variar  $SW_1$  y  $SW_2$ . En consecuencia se decidió utilizar resistencias de valor  $1M\Omega$  a pesar de no tener  $V_{out}$  constante (como lo fue en la medicion de  $V_{OS}$ ) y se utilizo la función average del osciloscopio para medir  $V_{out}$ . Teniendo todo esto en consideración y con el uso de la 21 se obtuvieron los siguientes resultados:

Cuadro 4: Mediciones con  $SW_1$  cerrado y  $SW_2$  abierto

	$OA_2$	$OA_1$	$V_{out}(mV)$	$I_P$ (pA)
<b>Medición 1</b>	LF356	LF356	-130	-40.799
<b>Medición 2</b>	LF356	TL081	-142	-34.970
<b>Medición 3</b>	TL081	LF356	260	101.498
<b>Medición 4</b>	TL081	TL081	274	89.925

Cabe aclarar que la Tabla 3 tiene los resultados con el nuevo capacitor y estos resultados ( $V_{OS}$ ) son utilizados para completar la tabla 4. En la Figura 87 se puede observar la oscilación anteriormente mencionada al abrir  $SW_1$ .

### 3.3. Medición de $I_N$

Finalmente se calculo  $I_N$  abriendo  $SW_1$  y cerrando  $SW_2$ . El inconveniente de oscilación también se vio replicado en esta medición, se prosiguió de la misma manera que al medir  $I_P$ . Los resultados se ven en la tabla 5.

Cuadro 5: Mediciones con  $SW_1$  abierto y  $SW_2$  cerrado

	$OA_2$	$OA_1$	$V_{out}$	$I_N$
Medición 1	LF356	LF356	-159	-16.652
Medición 2	LF356	TL081	-160	-19.983
Medición 3	TL081	LF356	356,6	26.3114
Medición 4	TL081	TL081	350	21.648

### 3.4. Cálculo de $I_{OS}$ y $I_B$

Con los resultados obtenidos en las tablas 3, 4, 5 se puede calcular  $I_{OS}$  y  $I_B$  siguiendo las ecuaciones 9 y 8 respectivamente. La tabla 6 muestra dichos resultados.

Cuadro 6:  $V_{OS}$ ,  $I_{OS}$  y  $I_B$  obtenidos

	$OA_2$	$OA_1$	$V_{OS}(mV)$	$I_{OS}(pA)$	$I_B(pA)$
Medición 1	LF356	LF356	0.149	24.146	28.726
Medición 2	LF356	TL081	0.153	14.987	27.477
Medición 3	TL081	LF356	-0.318	75.187	63.905
Medición 4	TL081	TL081	-0.318	68.276	55.786

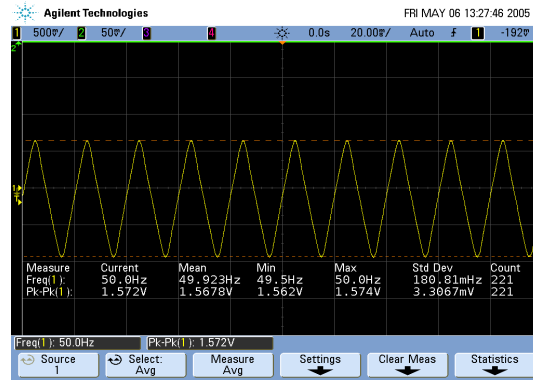


Figura 87:  $V_{out}$  al abrir  $SW_1$

### 3.5. Análisis de resultados

Si se comparan los resultados obtenidos en la tabla 6 con los datos provistos por los fabricantes (ver Tabla 2), se pueden sacar las siguientes conclusiones. Se puede decir que, a pesar de ser un circuito difícil de medir, los resultados fueron satisfactorios. En las cuatro mediciones realizadas, los valores de  $I_{OS}$  y  $I_B$  entraron en los rangos deseados (entre el valor típico y máximo) mientras que los valores obtenidos de  $V_{OS}$  están por debajo de los valores típicos. Esto se puede deber a varias razones. En primer lugar, al medir  $V_{out}$  con la herramienta del osciloscopio average, el error se incrementa. También, cabe destacar, que los valores provistos por el fabricante son medidos en un ambiente controlado a  $25^\circ C$ . Esta condición no fue cumplida al momento de obtener las mediciones y esa es otra razón por la cual las mediciones de  $V_{OS}$  no entran en los rangos deseados.

## 4. Circuito de compensación externo

El objetivo de esta sección es investigar los circuitos de compensación externos del TL081 y LF356 para reducir la tensión de offset de dichos amplificadores operacionales. Para comenzar con el LF356, según la hoja de datos el circuito externo de compensación es el siguiente:

Como se puede observar, el circuito cuenta con un preset de  $25K\Omega$  conectado a  $+V_{CC}$ . El circuito de compensación del TL081 es el de la Figura 89.

El circuito muestra, que a diferencia del LF356, el fabricante recomienda un preset de  $100k\Omega$  conectado a  $-V_{CC}$ .

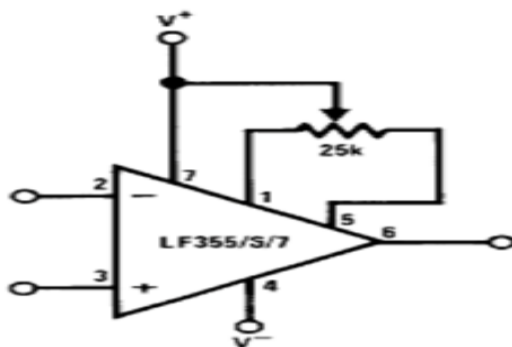


Figura 88: Circuito de compensación de LF356

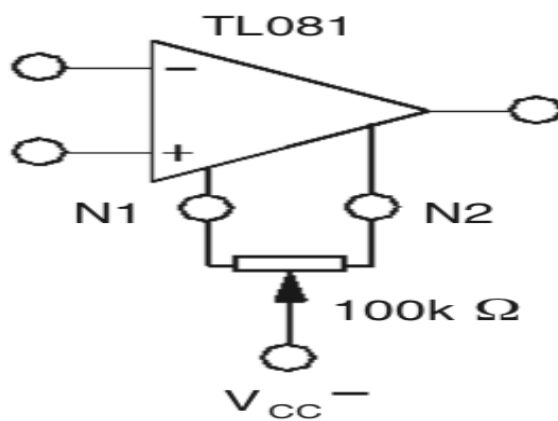


Figura 89: Circuito de compensación de LT081