



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

## 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 ???. Considerando los valores de los componentes como se puede ver en la tabla ??. 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.

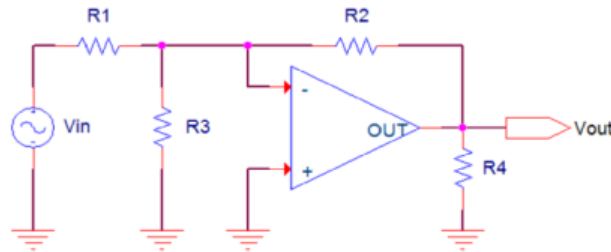


Figura 1: Circuito a analizar

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 ?? y ??.

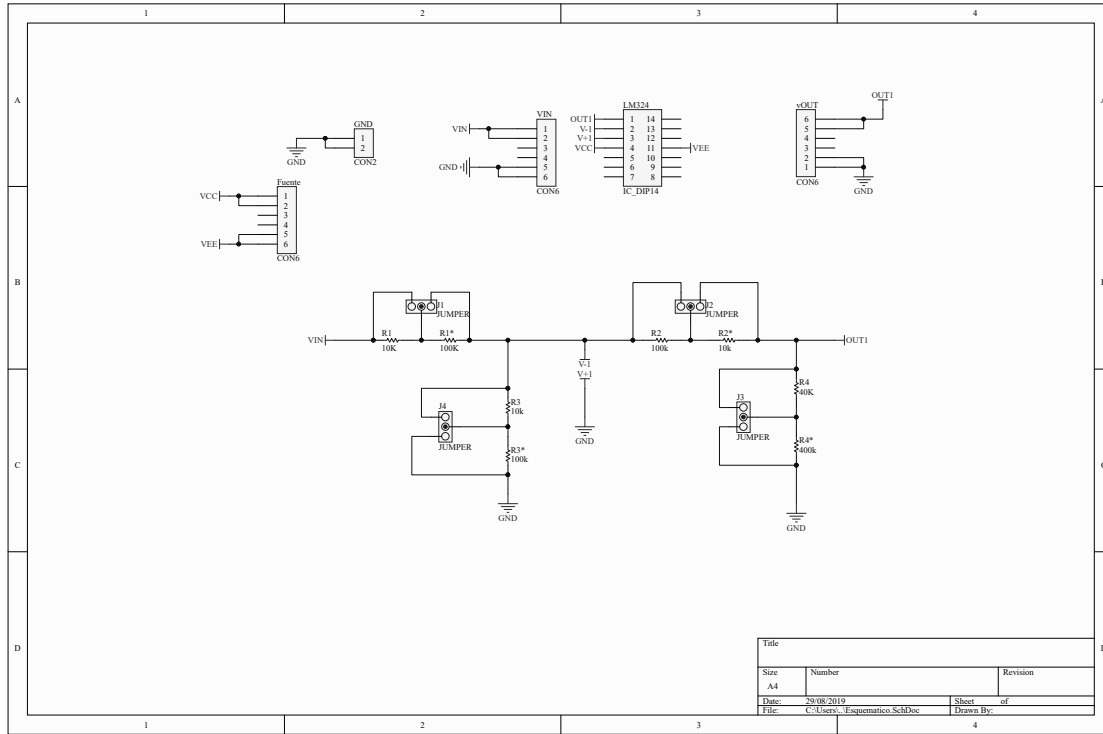


Figura 2: Esquemático del circuito implementado

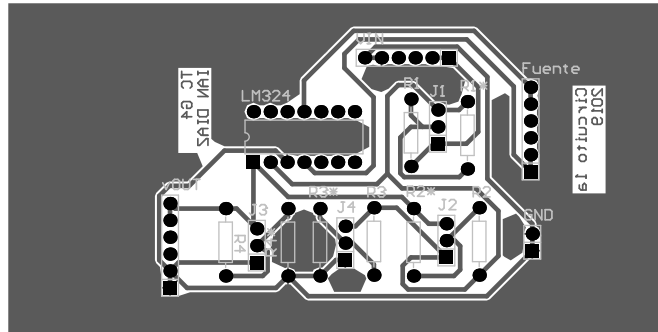


Figura 3: PCB del circuito implementado

### 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 (??).

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

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

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

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

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

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 ??, ?? y ??. 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.

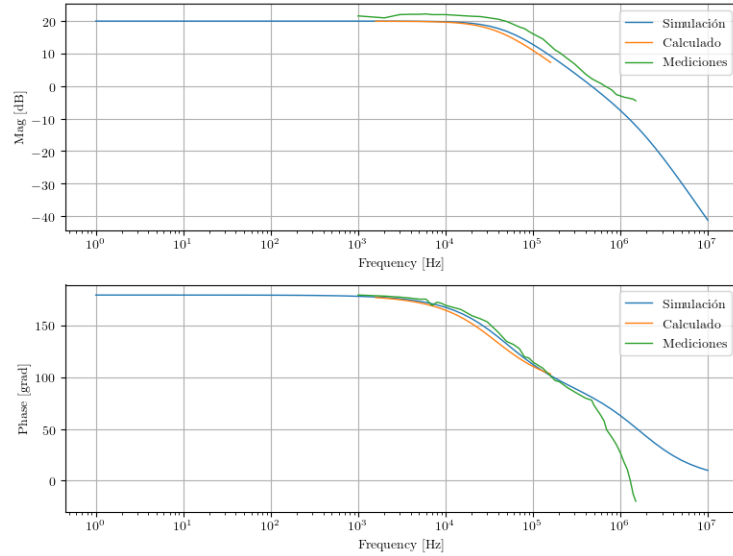


Figura 4: Comportamiento del circuito para el caso 1

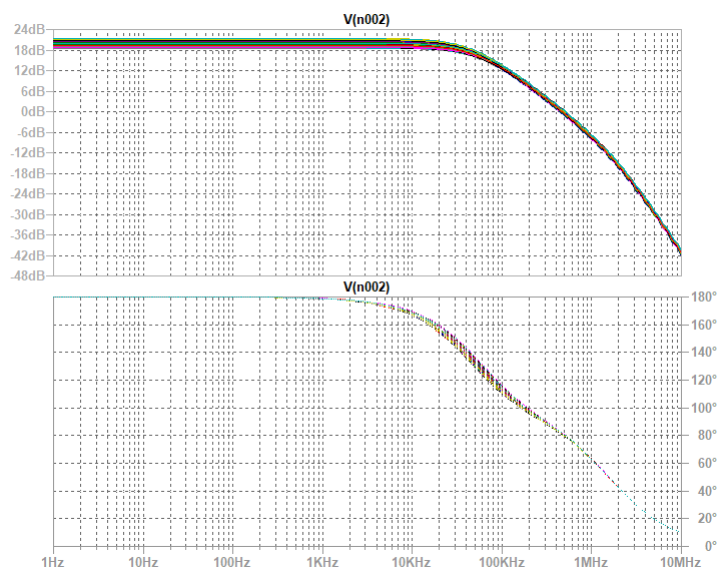


Figura 5: Análisis Montecarlo del circuito para el caso 1

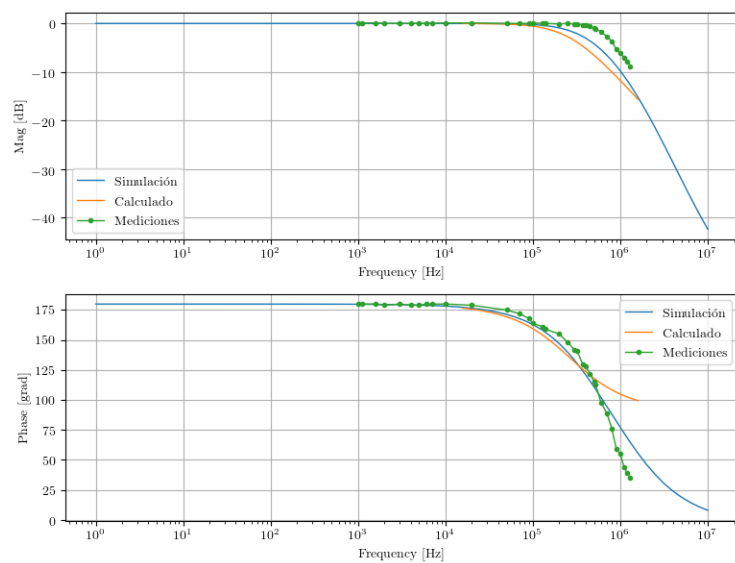


Figura 6: Comportamiento del circuito para el caso 2

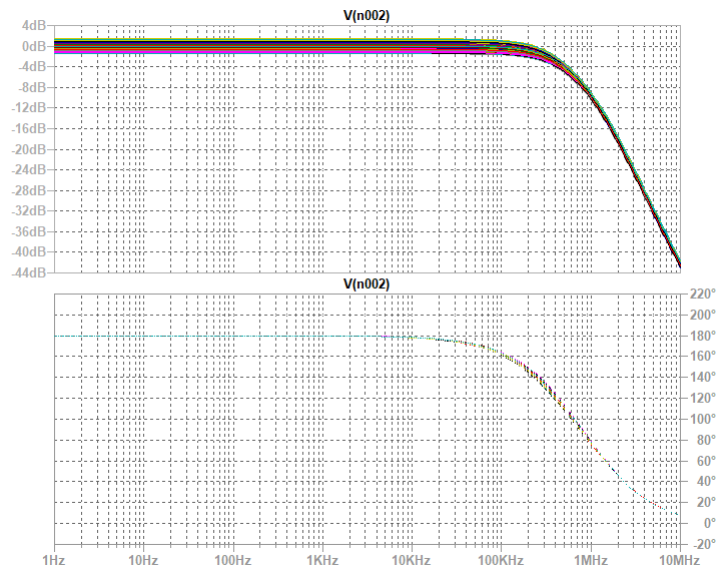


Figura 7: Análisis Montecarlo del circuito para el caso 2

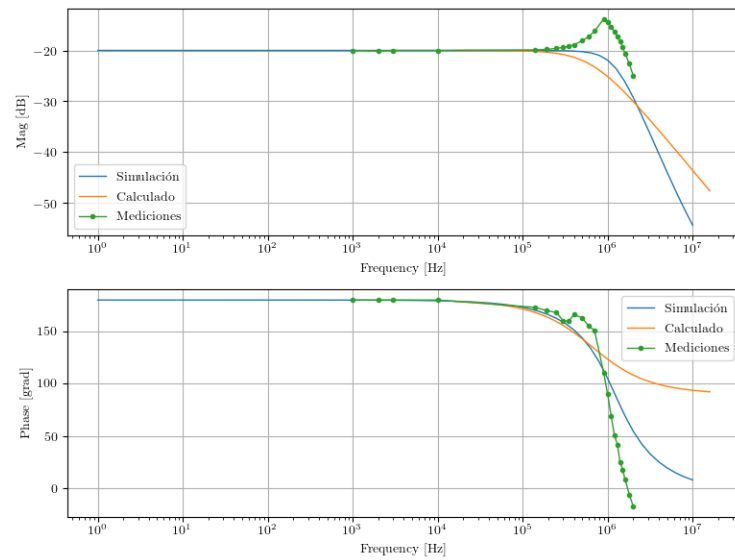


Figura 8: Comportamiento del circuito para el caso 3

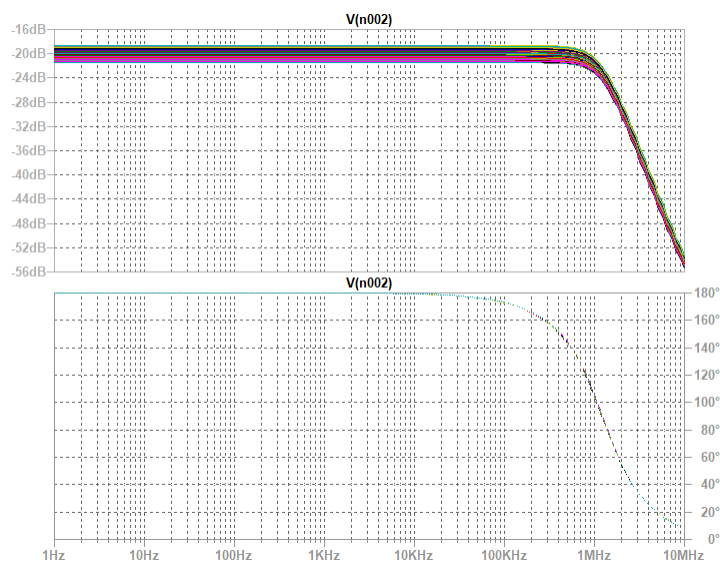


Figura 9: Análisis Montecarlo del circuito para el caso 3

Como se pudo observar en las Figuras ??, ?? y ??, 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.

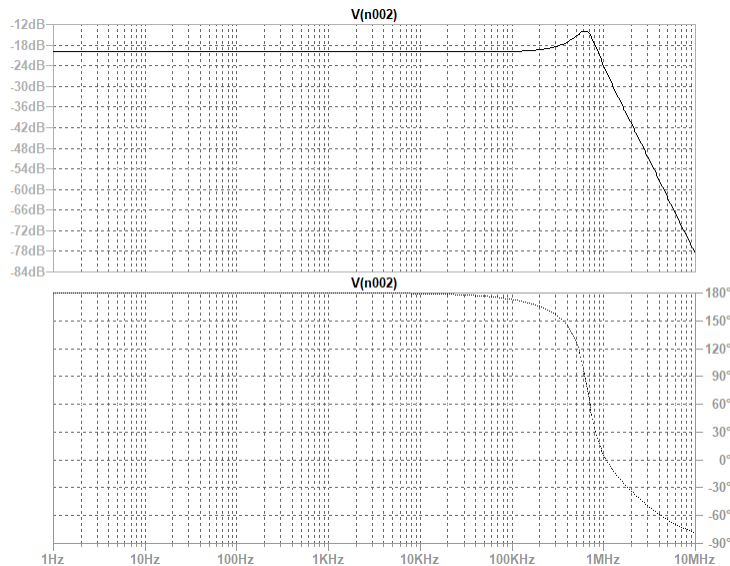


Figura 10: Simulación del comportamiento del circuito para el caso 3 considerando las puntas de los osciloscopios y capacidades parásitas

## 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 descriptas en la subsección ??, y operando adecuadamente, se llegó a la conclusión de que la impedancia de entrada es la descripta en la ecuación (??).



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

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

$$\begin{aligned}
Z_{in} &= \frac{912 \times 10^3 f^2 + 100 \times 10^{12}}{47,77 f^2 + 10 \times 10^9} + i \frac{6,28 \times 10^9 f}{47,77 f^2 + 10 \times 10^9} \quad \text{Caso 1} \\
Z_{in} &= \frac{5,92 \times 10^3 f^2 + 25 \times 10^{12}}{0,39 f^2 + 2,5 \times 10^9} + i \frac{157 \times 10^6 f}{0,39 f^2 + 2,5 \times 10^9} \quad \text{Caso 2} \\
Z_{in} &= \frac{5,21 \times 10^6 f^2 + 100 \times 10^{15}}{47,77 f + 999,98 \times 10^9} + i \frac{62,83 \times 10^9 f}{47,77 f + 999,98 \times 10^9} \quad \text{Caso 3}
\end{aligned}$$

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

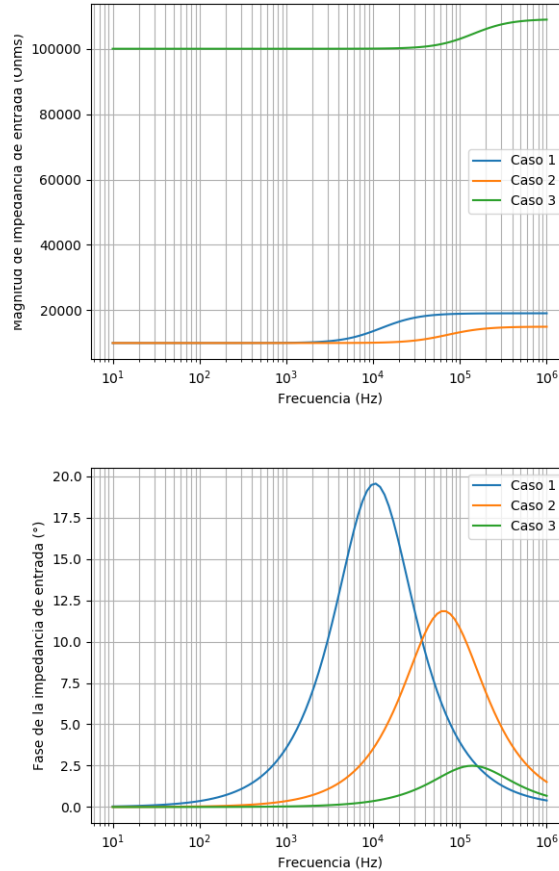


Figura 11: Impedancia de entrada calculada

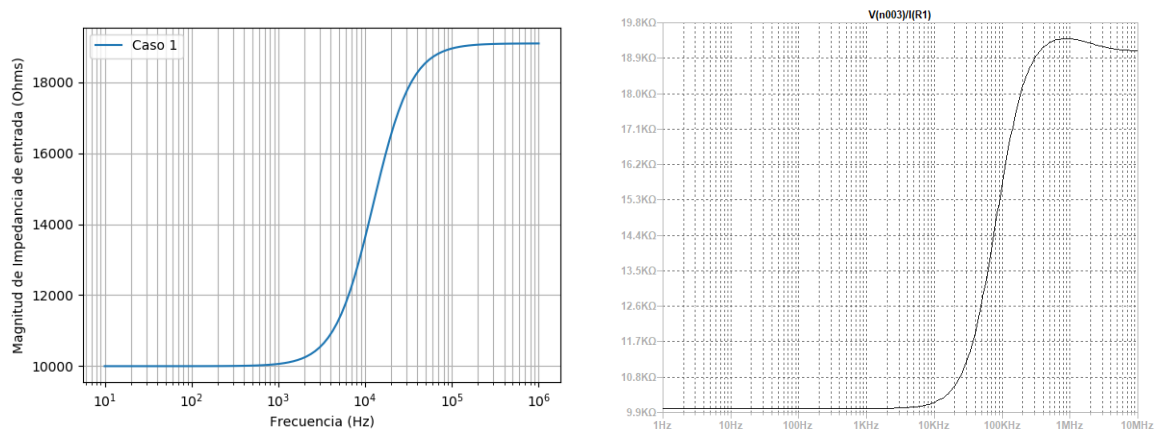


Figura 12: Cálculo y simulación del modulo de la impedancia de entrada para el caso 1

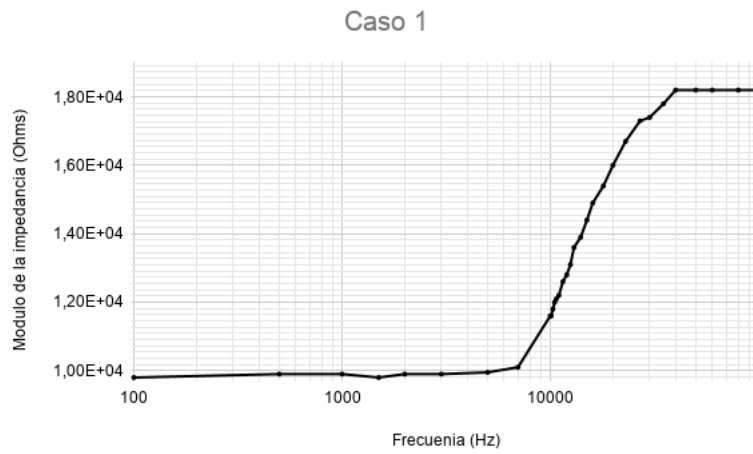


Figura 13: Medición del módulo de la impedancia de entrada para el caso 1

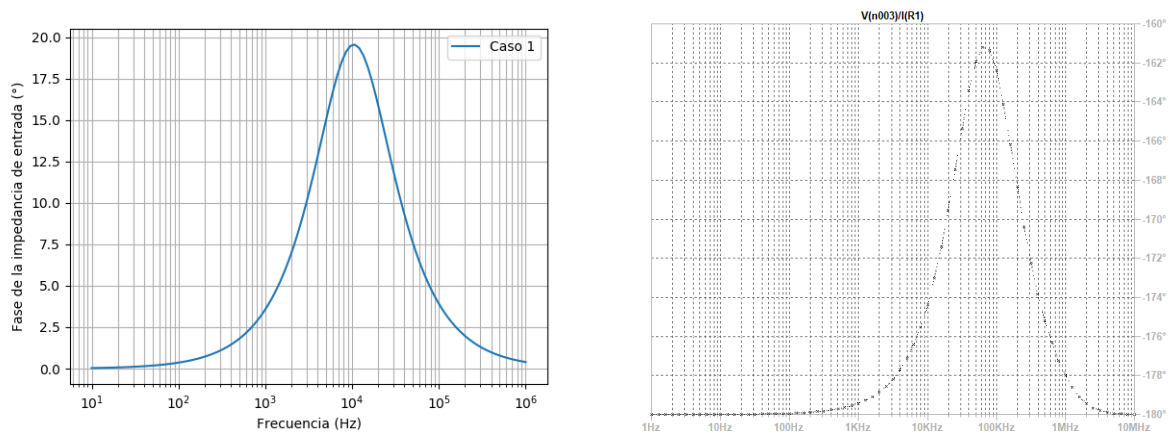


Figura 14: Cálculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 1

Caso 1

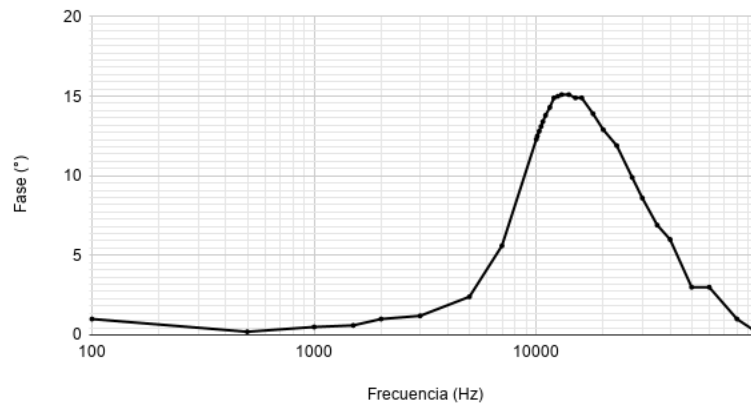


Figura 15: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 1

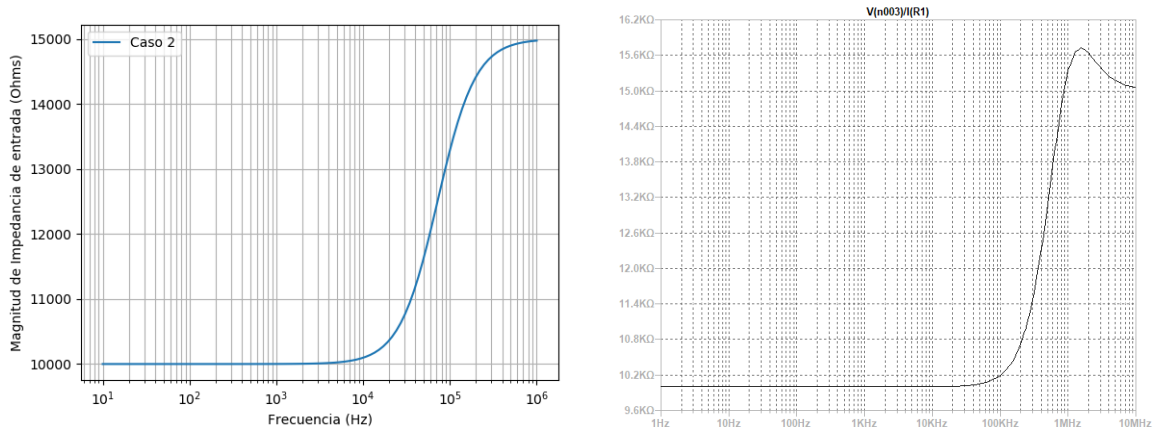


Figura 16: Cálculo y simulación del módulo de la impedancia de entrada para el caso 2

Caso 2

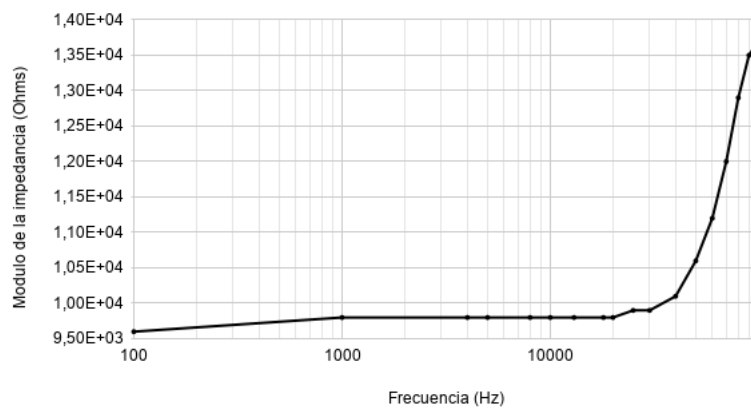


Figura 17: Medición del módulo de la impedancia de entrada para el caso 2

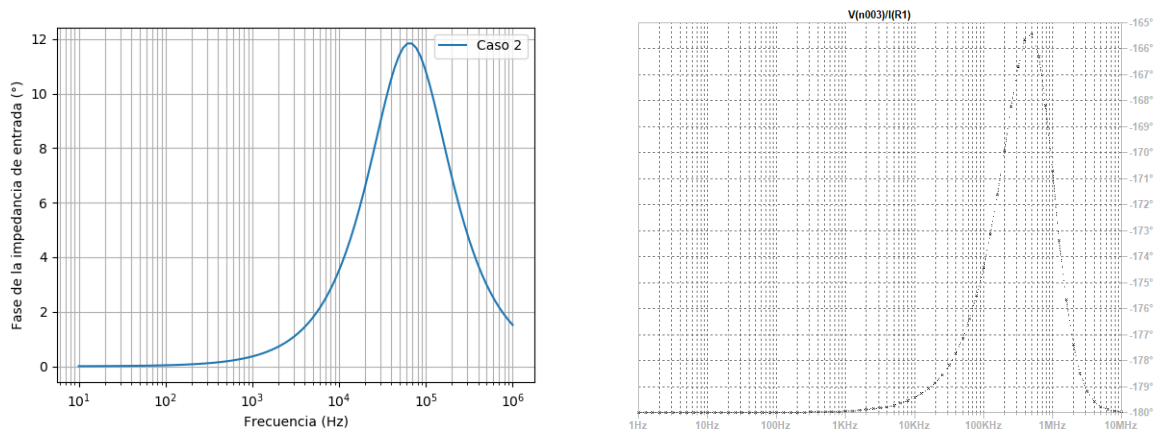


Figura 18: Cálculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 2

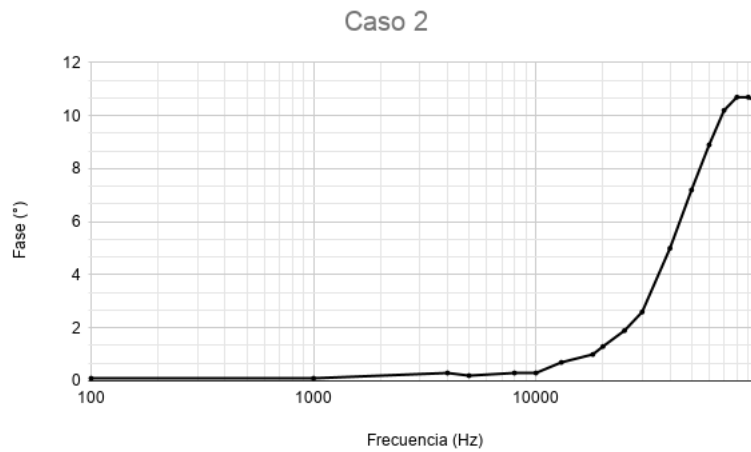


Figura 19: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 2

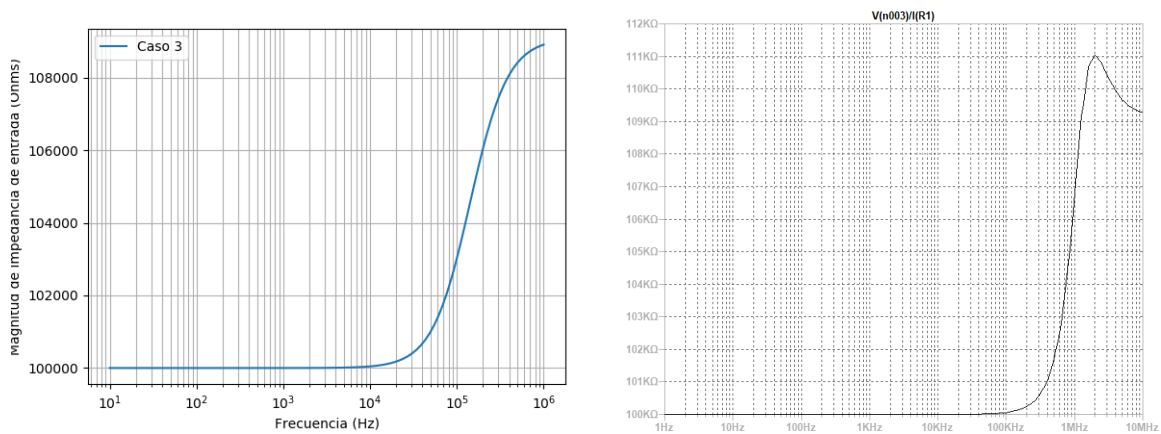


Figura 20: Cálculo y simulación del módulo de la impedancia de entrada para el caso 3

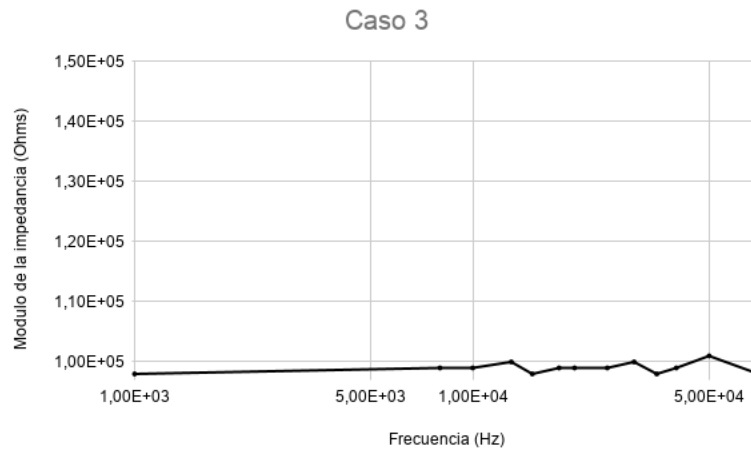


Figura 21: Medición del módulo de la impedancia de entrada para el caso 3

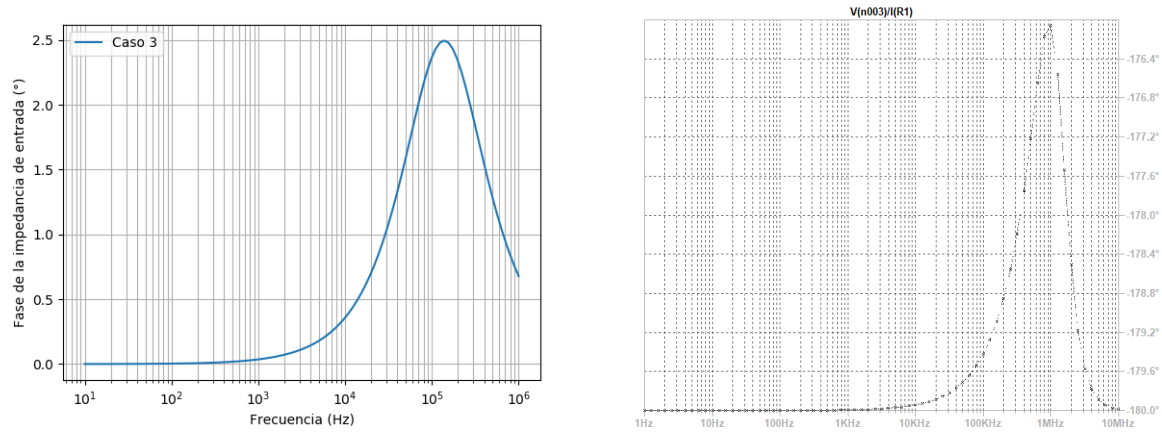


Figura 22: Cálculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 3

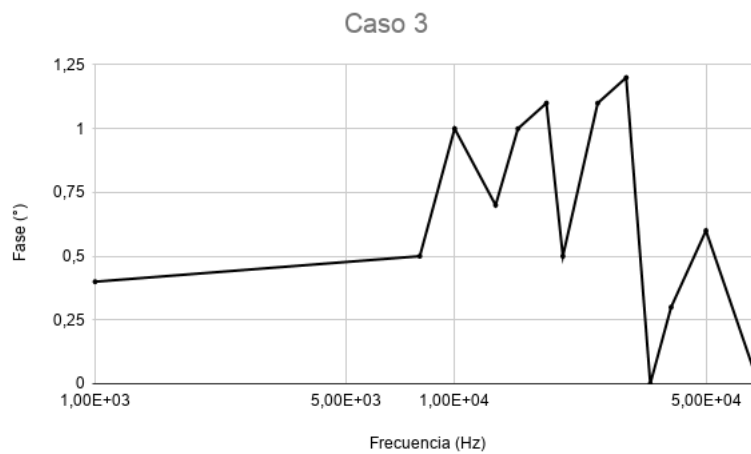


Figura 23: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 3

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 (??).

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

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

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

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

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.

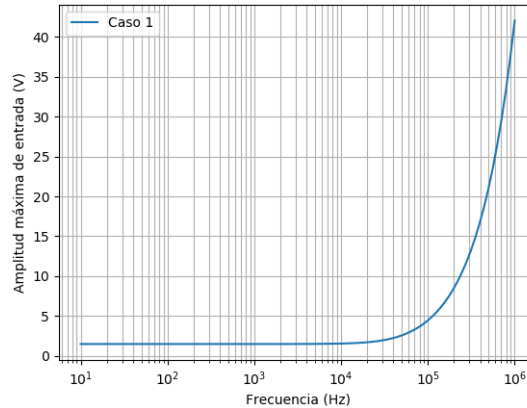


Figura 24: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación caso 1

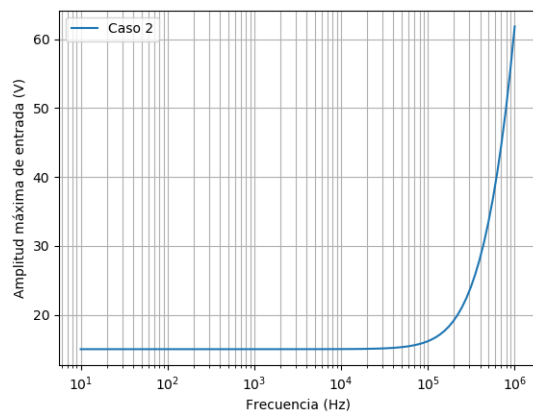


Figura 25: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación caso 2

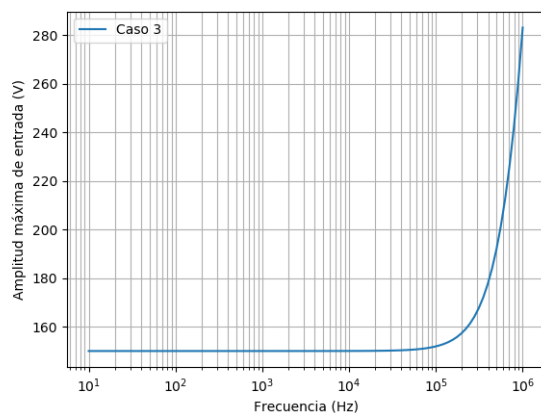


Figura 26: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación caso 3

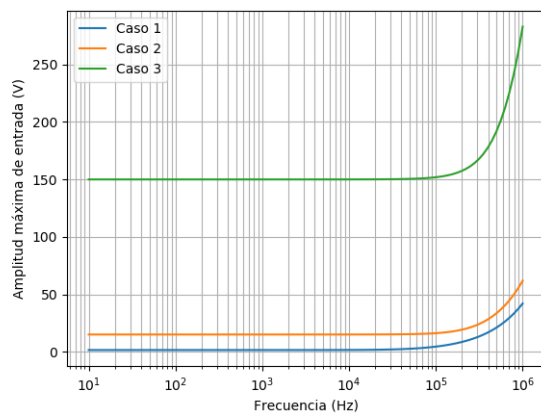


Figura 27: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación

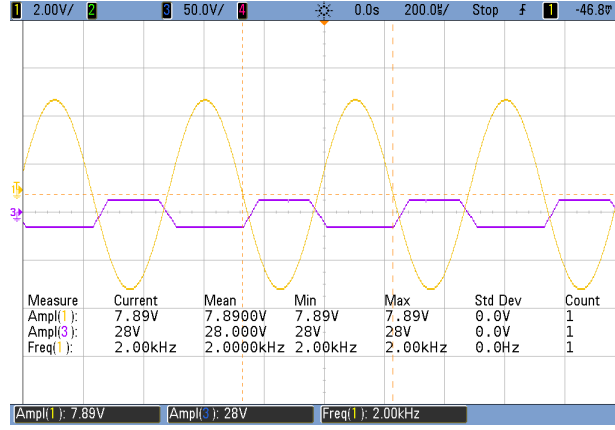


Figura 28: Medición de la saturación para el caso 1 a 2(kHz)

Como se puede ver en la Figura ??, el efecto de saturación es muy evidente ya que con una entrada de 8(Vp), si se observa la figura ??, 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 ??, 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 (??).

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

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 ??, 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 ??, ?? y ??.

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

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

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



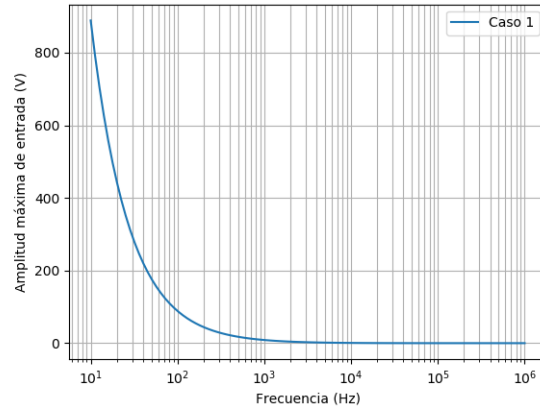


Figura 29: Cálculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate* Caso 1

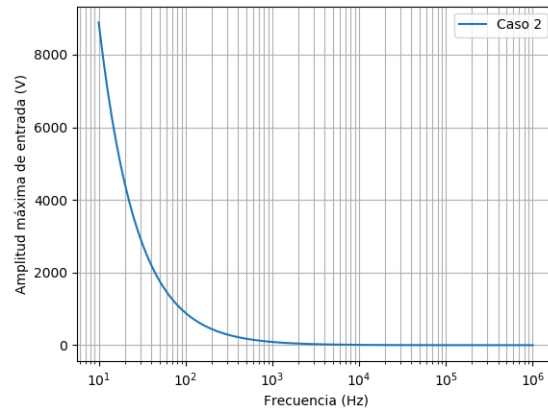


Figura 30: Cálculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate* Caso 2

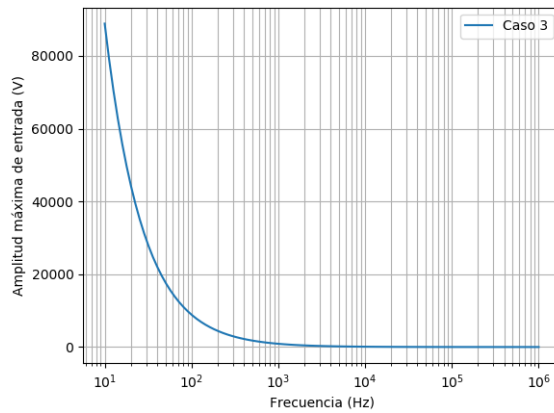


Figura 31: Cálculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate* Caso 3

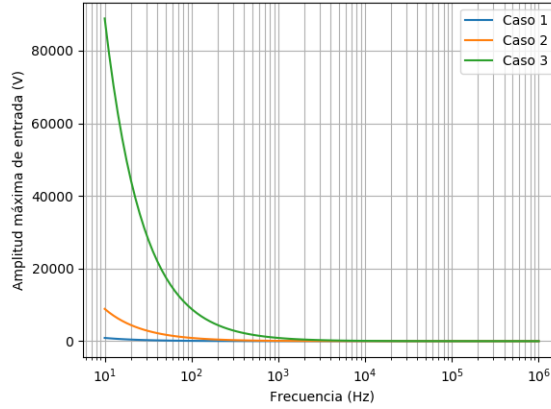


Figura 32: Cálculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate*

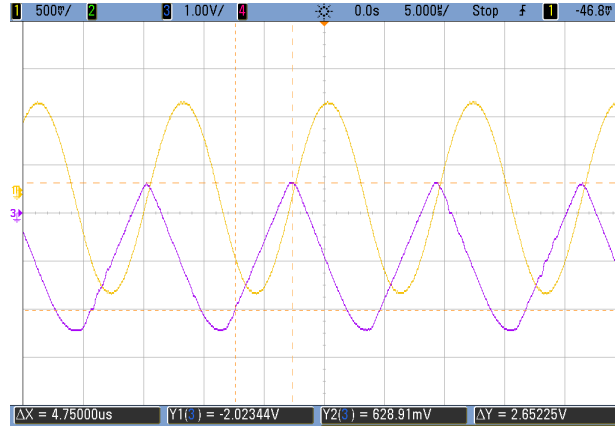


Figura 33: Medición de la pendiente del *Slew Rate*

Como se puede observar en la Figura ??, 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 ?. 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 ?.

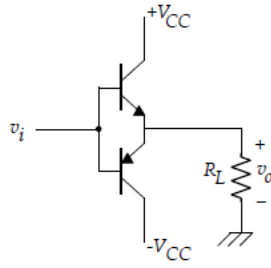


Figura 34: Etapa *push-pull* con transistores PNP y NPN

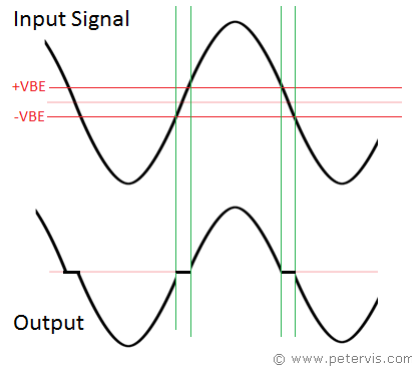


Figura 35: *Crossover distortion*

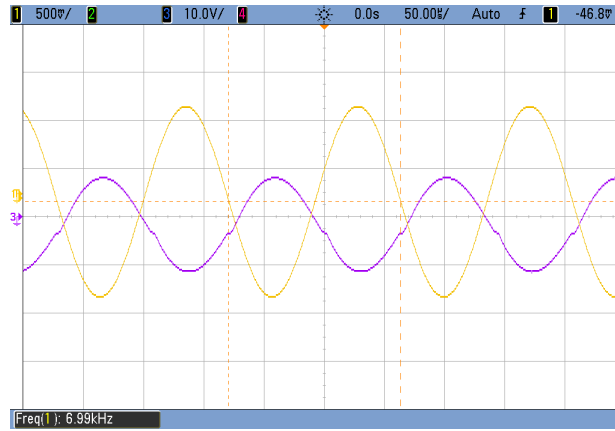


Figura 36: Medición de la distorsión de cruce por cero

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 esta 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 ??, ?? y ??.

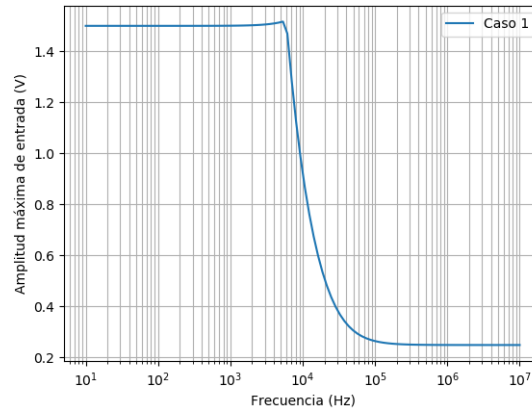


Figura 37: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia para el caso 1

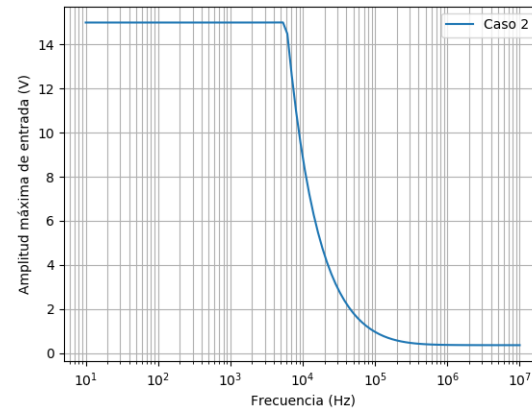


Figura 38: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia para el caso 2

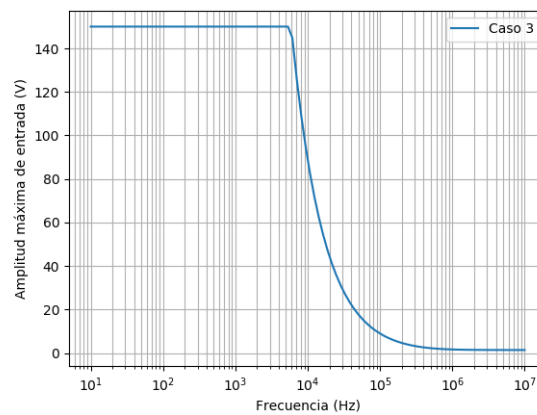


Figura 39: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia para el caso 3

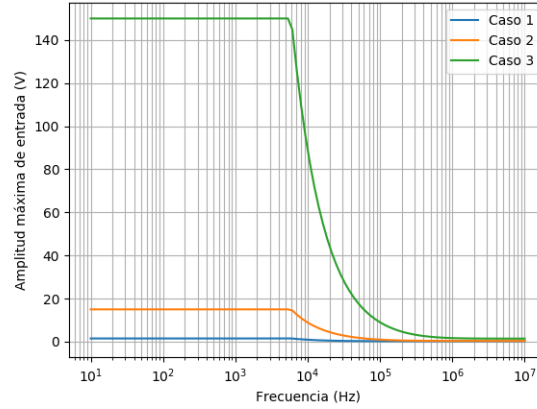


Figura 40: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia

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 tenida en cuenta. A su vez, debe ser tenido 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 pasabajos 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 ?? y ??, la transferencia y la impedancia de entrada no dependen del valor de  $R_4$ , lo cual nos hace preguntarnos cual 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 ??, 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.

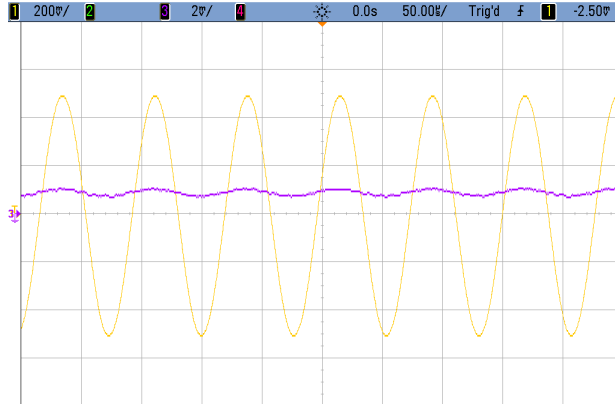


Figura 41: Mediciones del efecto de la resistencia R3

Como se observa en la Figura ??, 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 ??, ?? y ??.

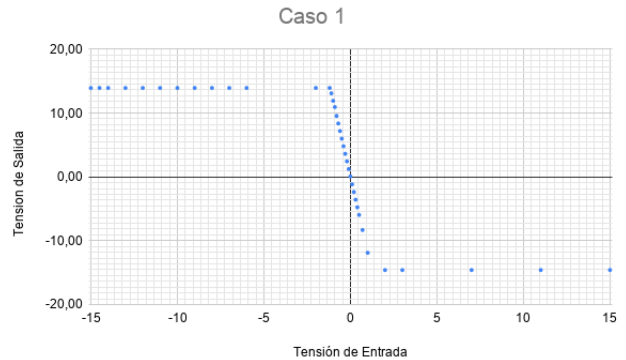
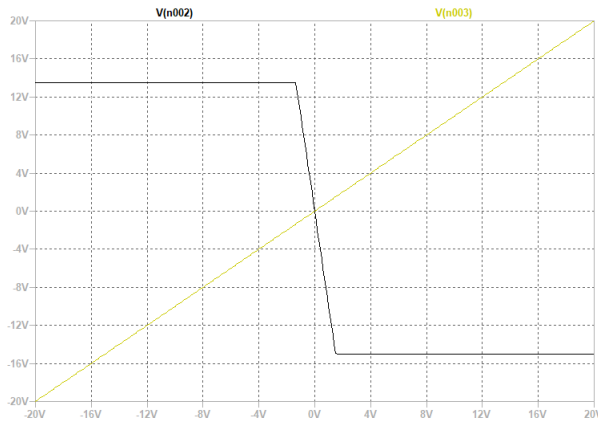


Figura 42: Simulación y mediciones del DC Sweep para el caso 1

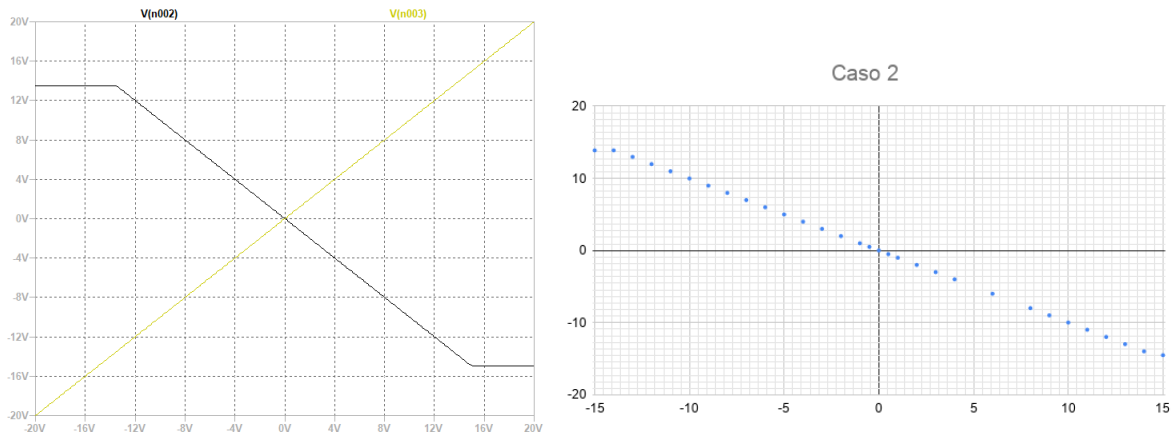


Figura 43: Simulación y mediciones del DC *Sweep* para el caso 2

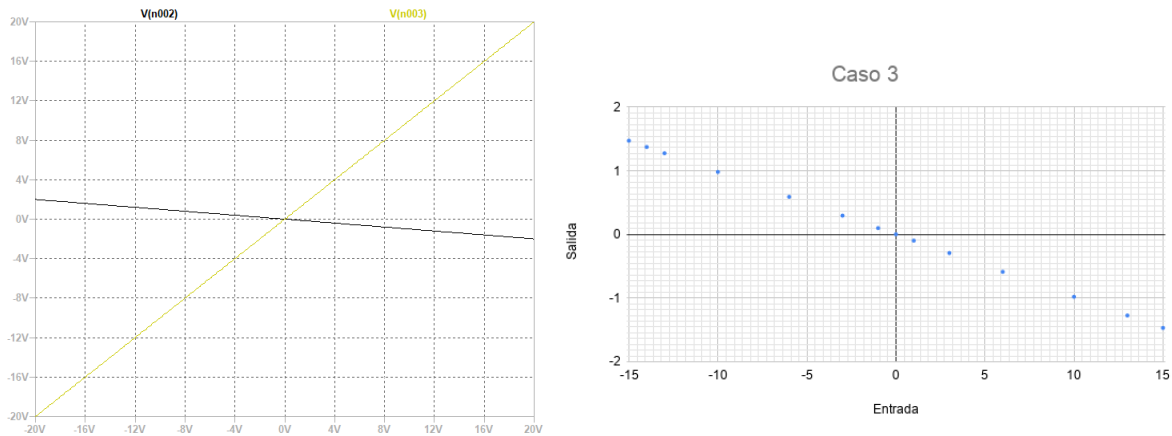


Figura 44: Simulación y mediciones del DC *Sweep* para el caso 3

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 ???. Considerando los valores de los componentes como se observa en la tabla ??.

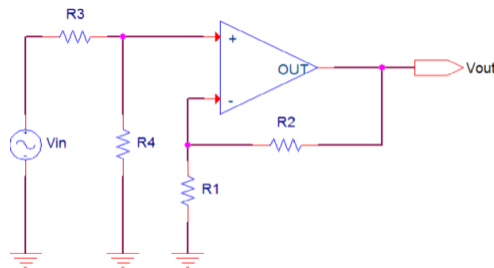


Figura 45: Circuito B

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

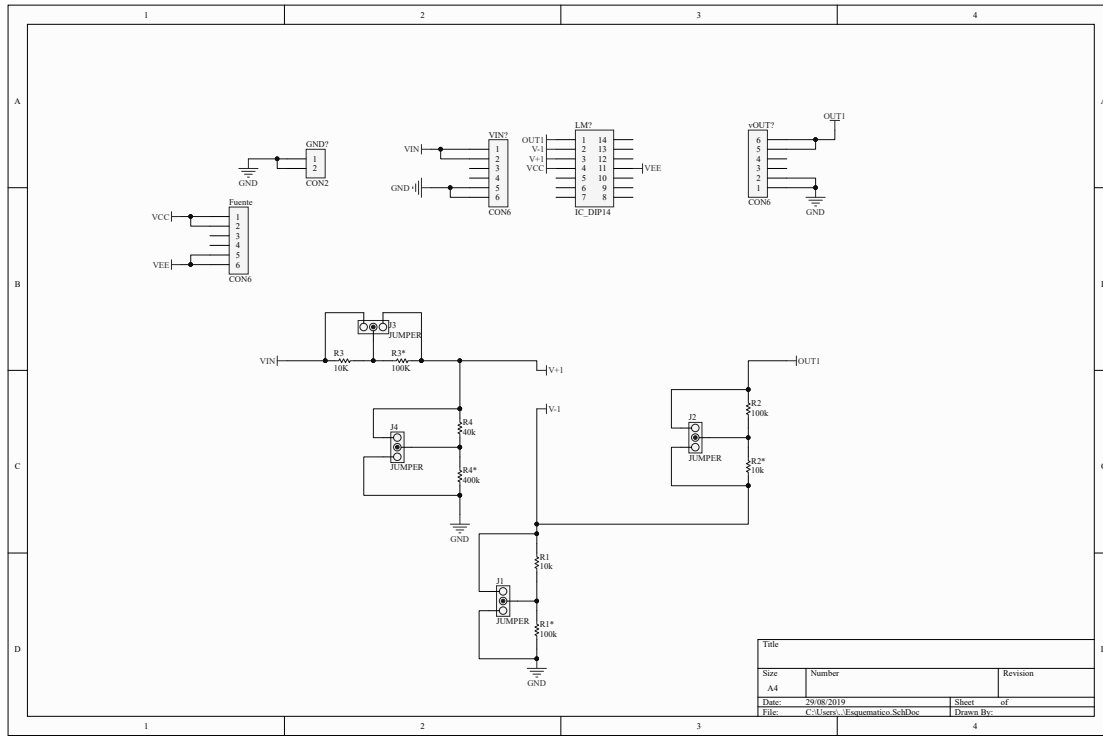


Figura 46: Esquemático del circuito implementado

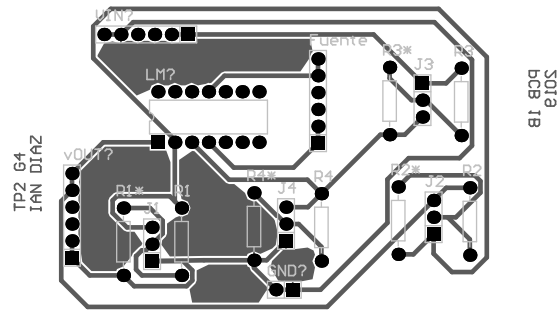


Figura 47: PCB del circuito implementado

## 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 (??).



$$\begin{cases} \frac{V_i - V^+}{R_3} = \frac{V^+}{R_4} \\ \frac{V_o - V^-}{R_2} = \frac{V^-}{R_1} \\ V_o = A(\omega)(V^+ - V^-) \end{cases}$$

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

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

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

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

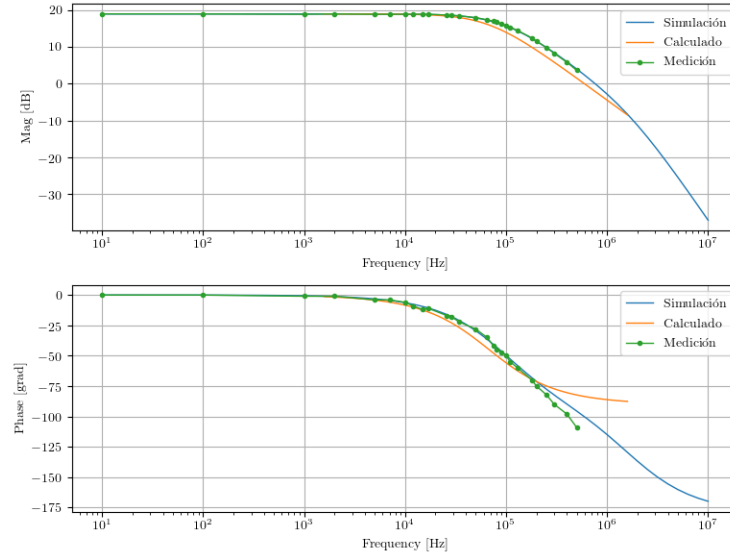


Figura 48: Comportamiento del circuito para el caso 1

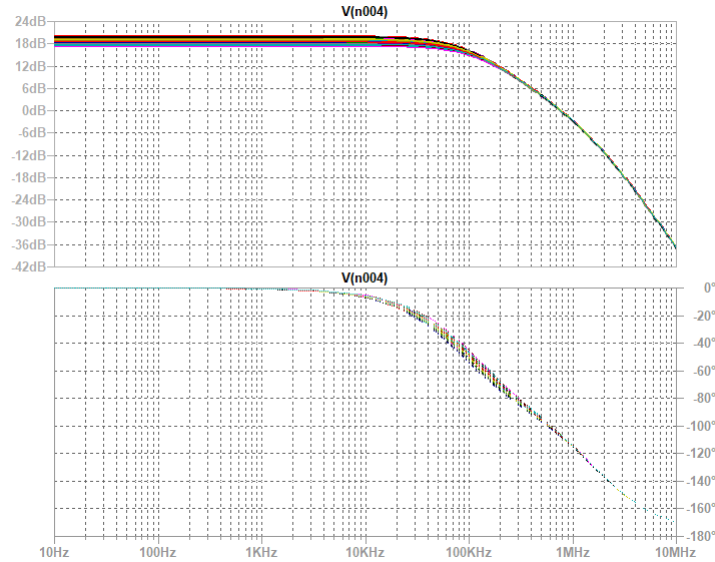


Figura 49: Análisis Montecarlo del caso 1

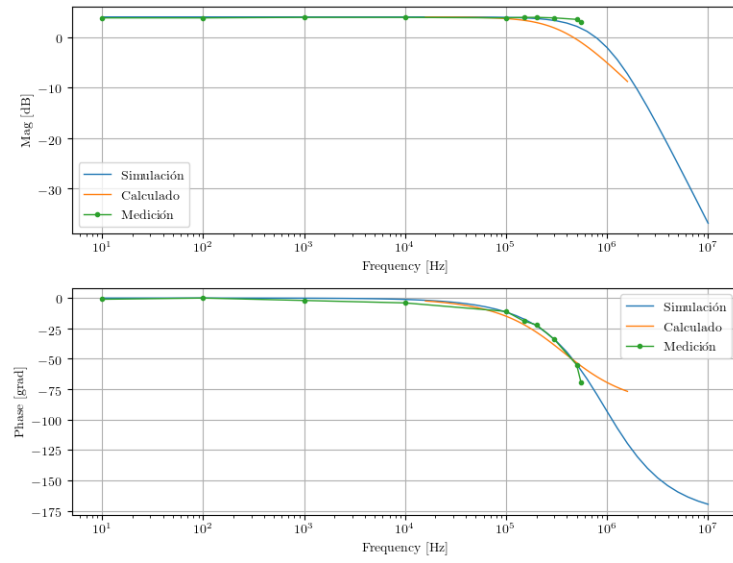


Figura 50: Comportamiento del circuito para el caso 2

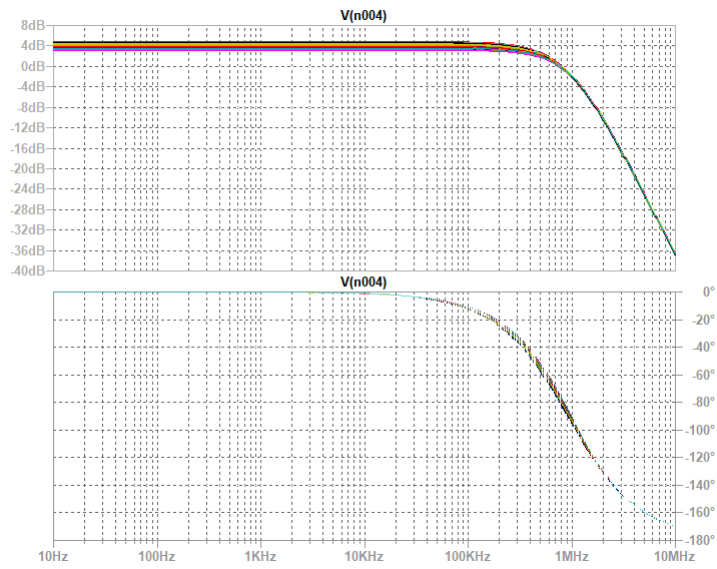


Figura 51: Análisis Montecarlo del caso 2

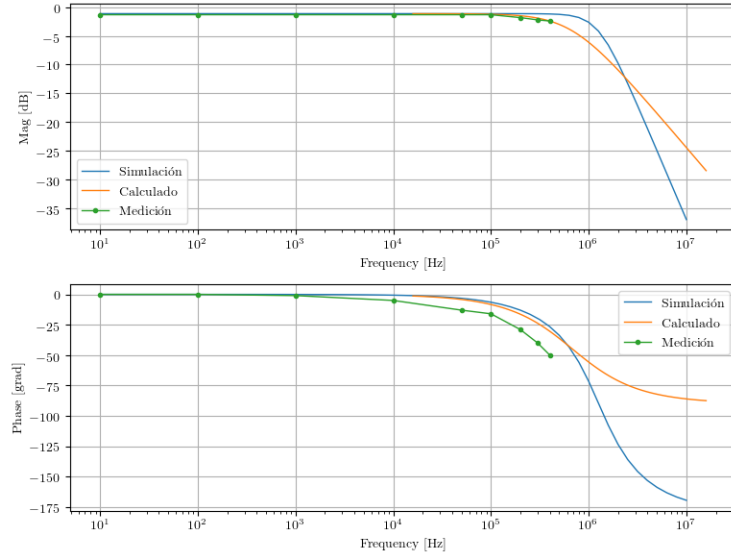


Figura 52: Comportamiento del circuito para el caso 3

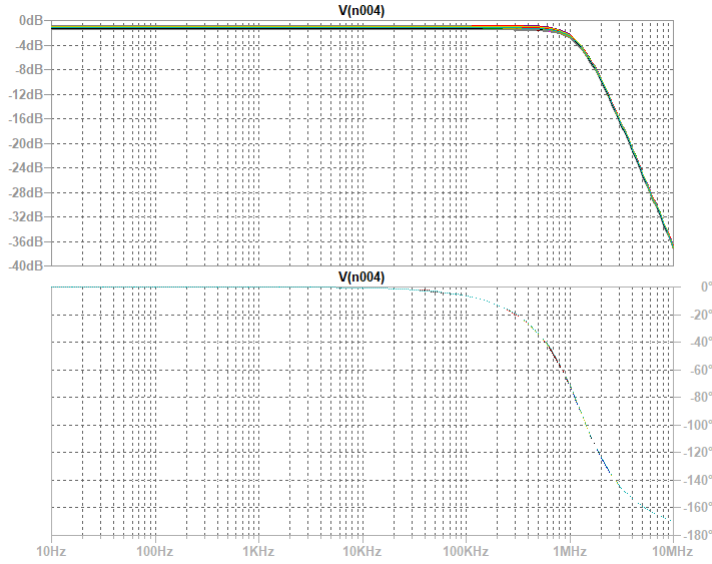


Figura 53: Análisis Montecarlo del caso 3

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<sup>do</sup> orden, sumados a los polos de los capacitores internos a los transistores de juntura bipolar, que provocan que la pendiente de atenuación del circuito se mayor a la calculada, y a su vez, que el cambio de fase no sea de 90°, sino de 180°.

## 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 (??).

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

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.

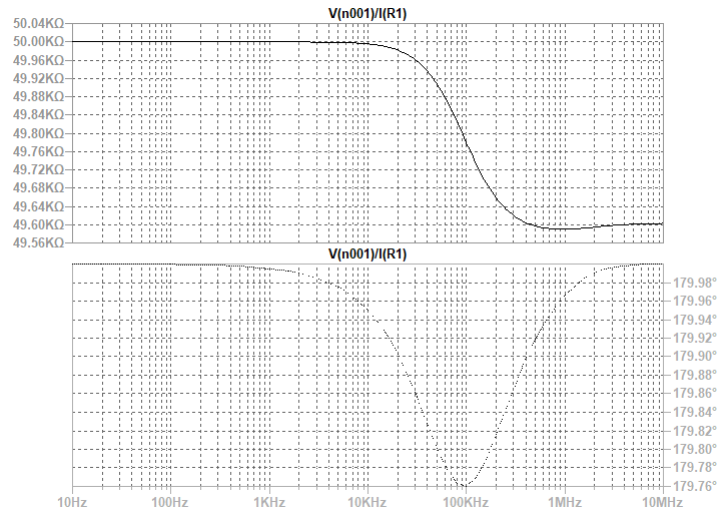


Figura 54: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 1

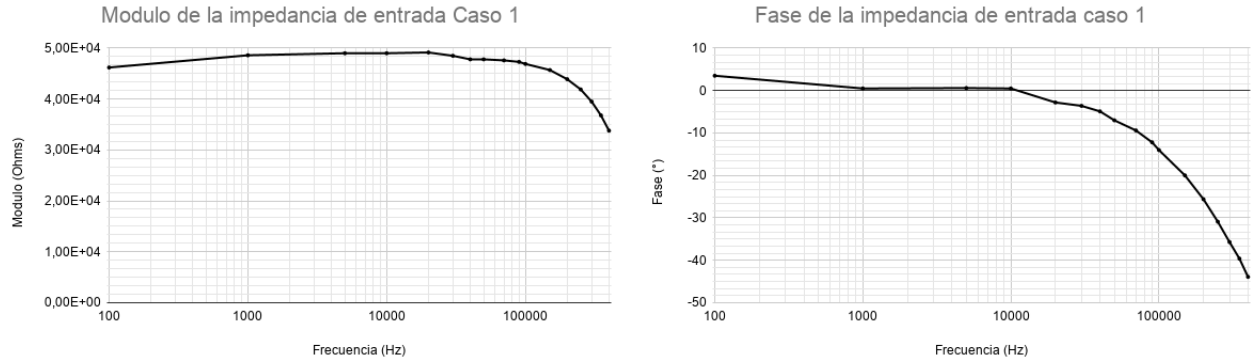


Figura 55: Medición de la impedancia de entrada para el caso 1

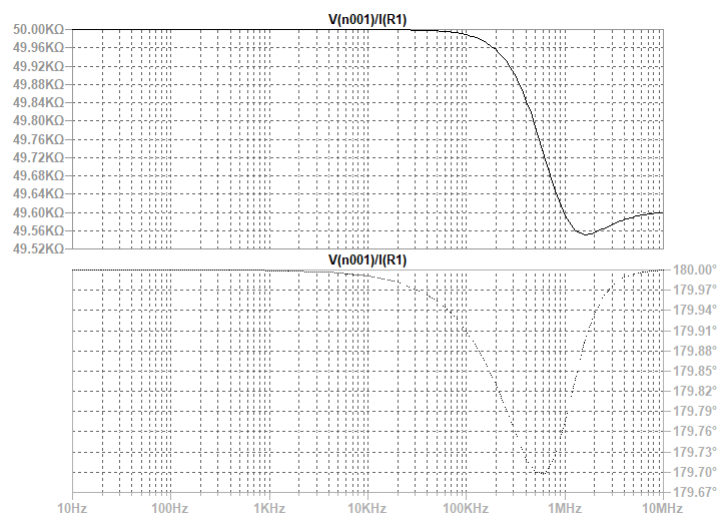


Figura 56: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 2

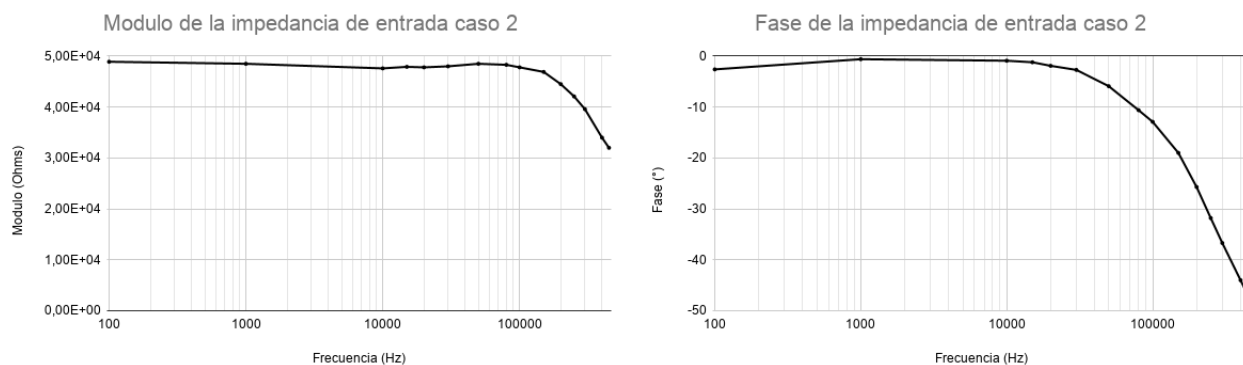


Figura 57: Medición de la impedancia de entrada para el caso 2

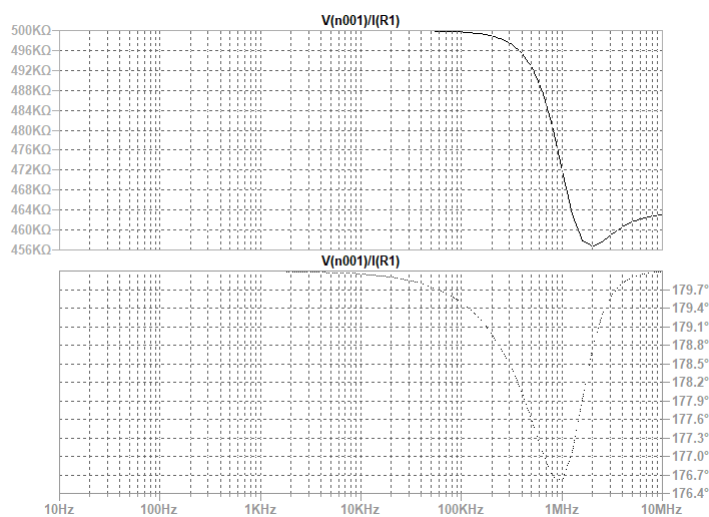


Figura 58: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 3

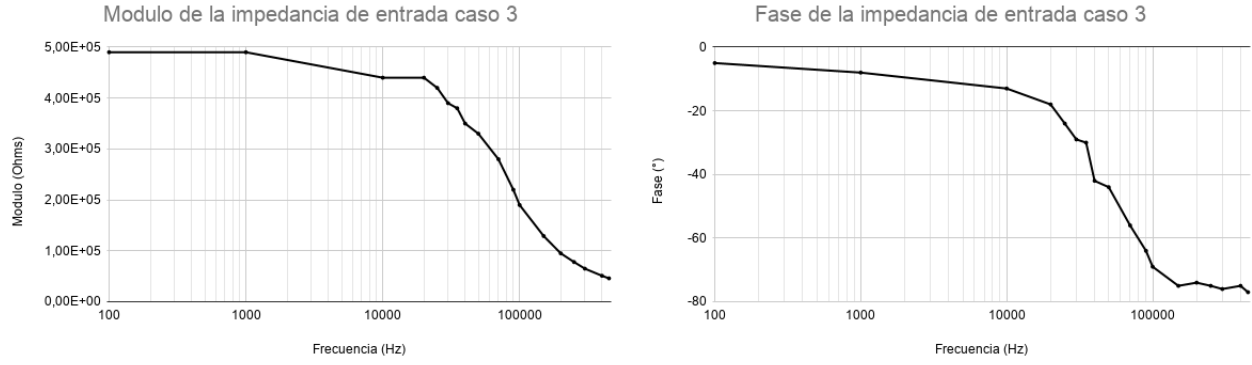


Figura 59: Medición de la impedancia de entrada para el caso 3

Observando los gráficos de las simulaciones y comparandolos con las ecuación (??), 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.

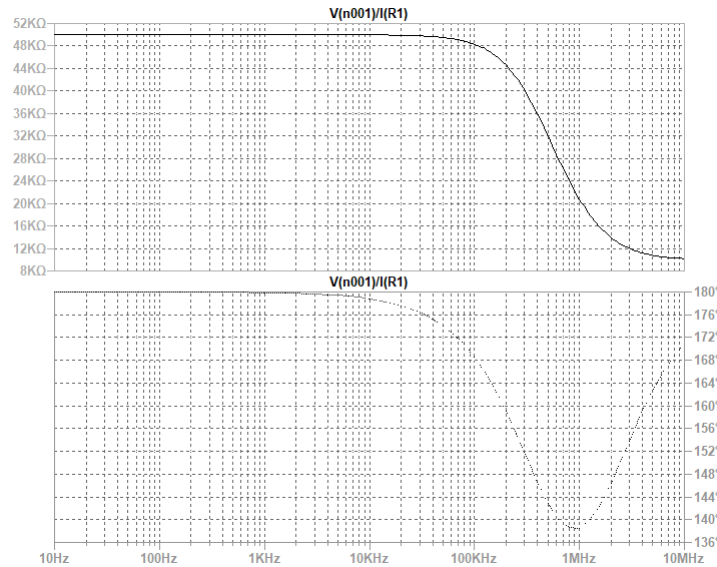


Figura 60: Simulación de impedancia de entrada para el caso 1, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

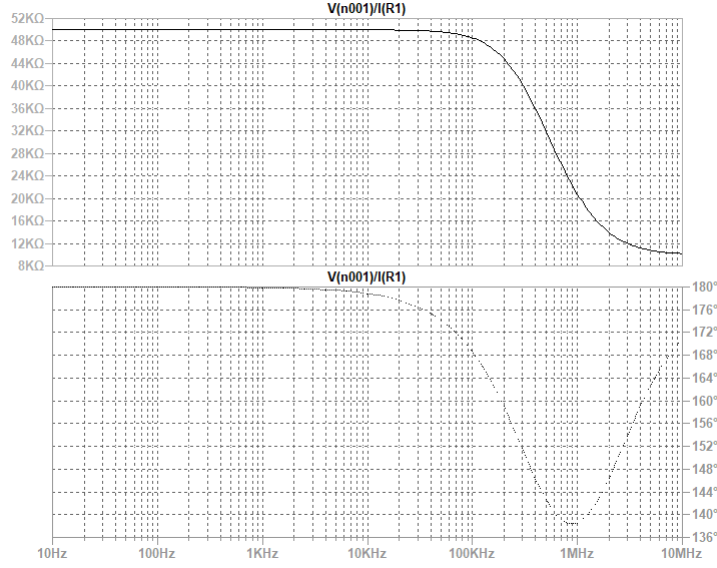


Figura 61: Simulación de impedancia de entrada para el caso 2, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

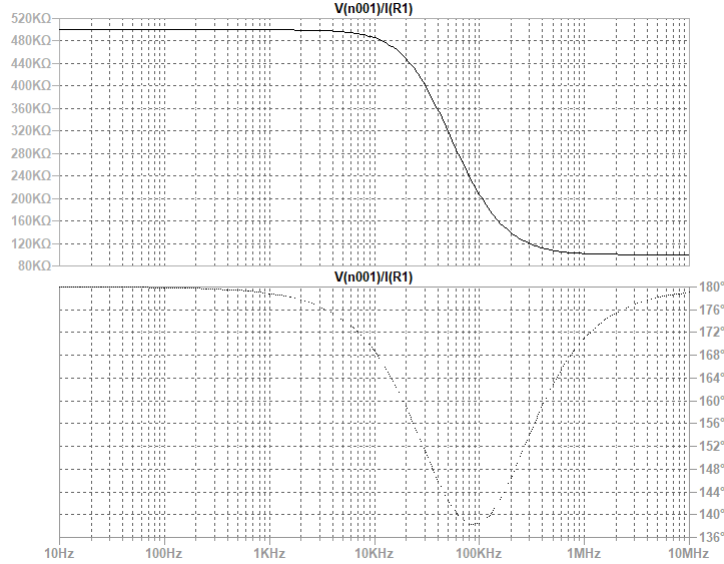


Figura 62: Simulación de impedancia de entrada para el caso 3, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

## 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.

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

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

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

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

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

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.

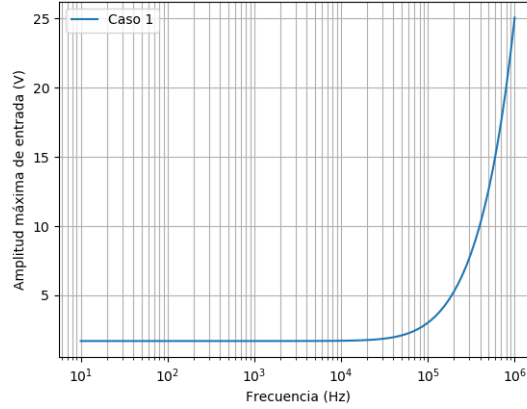


Figura 63: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 1

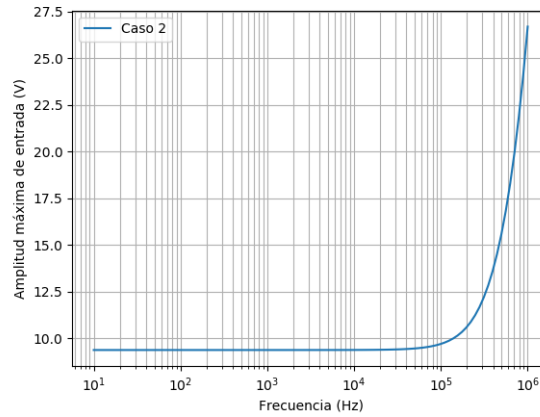


Figura 64: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 2



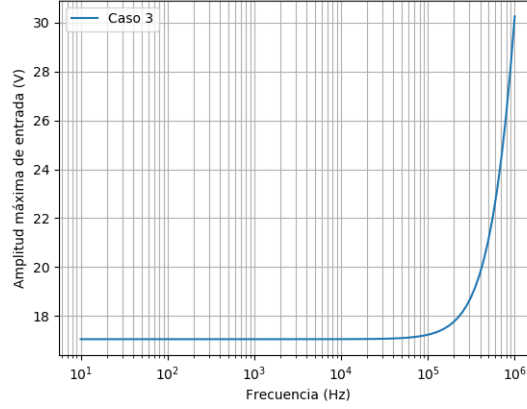


Figura 65: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 3

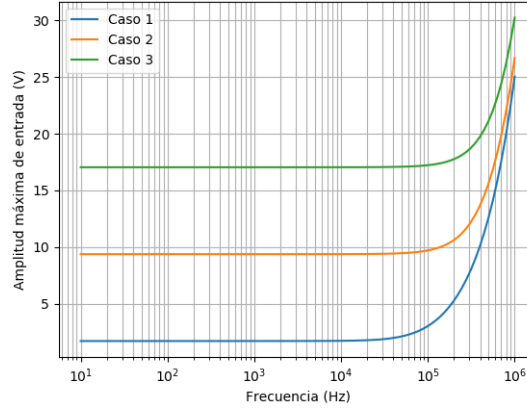


Figura 66: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación

### 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 (??), se tiene que;

$$\begin{aligned} V_{in} &\leq \frac{SR(R_3 + R_4) \sqrt{4\pi^2 f^2 (R_1 + R_2)^2 + (R_1 \omega_p a_0 + R_1 \omega_p + R_2 \omega_p)^2}}{2\pi R_4 \omega_p a_0 f (R_1 + R_2)} \\ V_{in} &\leq \frac{1,2 \times 10^{-12} SR \sqrt{48,2 \times 10^9 \pi^2 f^2 + 2,2 \times 10^{21}}}{\pi f} \quad \text{Caso 1} \\ V_{in} &\leq \frac{6,6 \times 10^{-12} SR \sqrt{16 \times 10^9 \pi^2 f^2 + 2,2 \times 10^{21}}}{\pi f} \quad \text{Caso 2} \end{aligned}$$

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

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 ??, ??, ?? y ??.

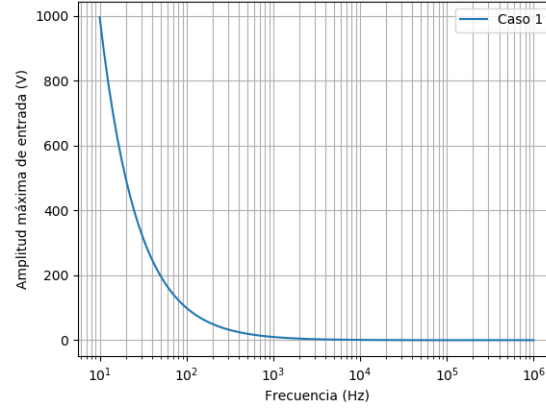


Figura 67: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra el efecto de *Slew Rate* en el caso 1

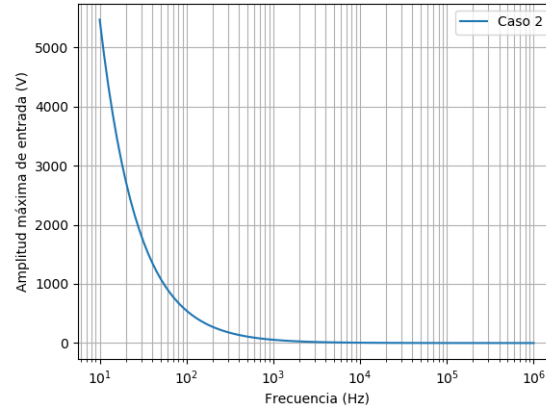


Figura 68: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra el efecto de *Slew Rate* en el caso 2

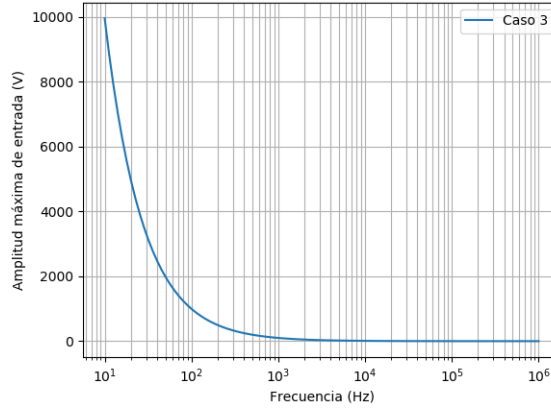


Figura 69: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra el efecto de *Slew Rate* en el caso 3

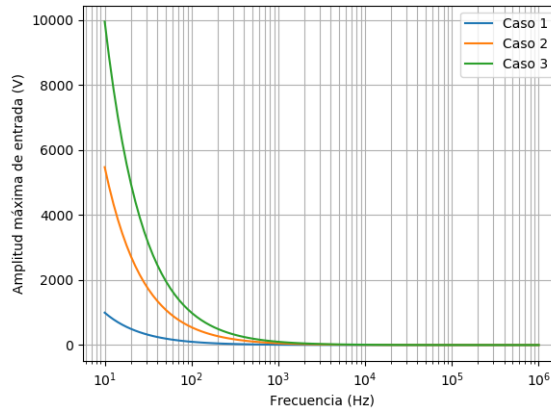


Figura 70: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra el efecto de *Slew Rate*

### 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 ??, ??, ?? y ??.

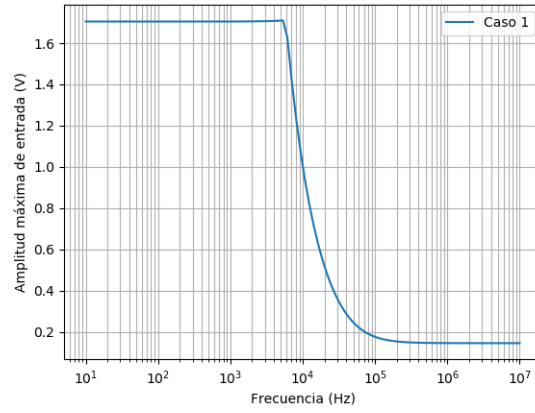


Figura 71: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinealidades en el caso 1

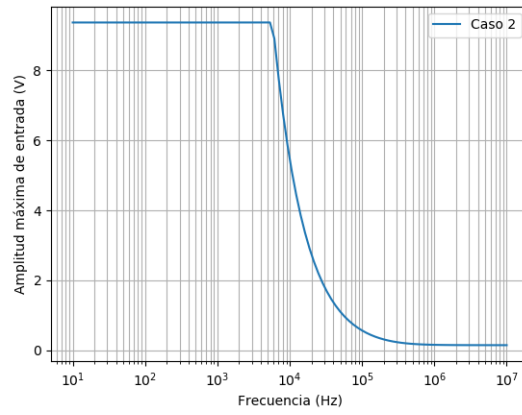


Figura 72: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinealidades en el caso 2

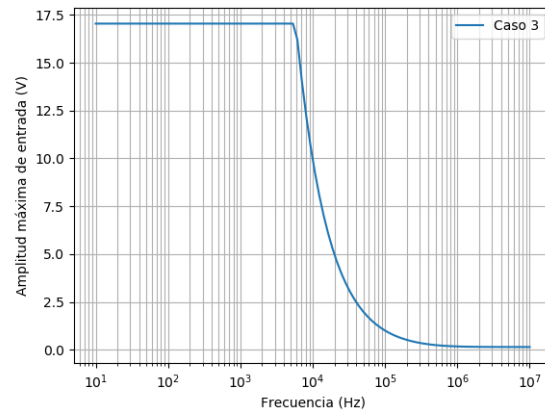


Figura 73: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinealidades en el caso 3

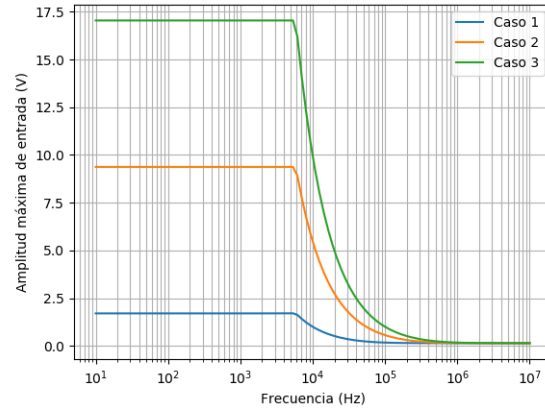


Figura 74: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinealidades

## 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.

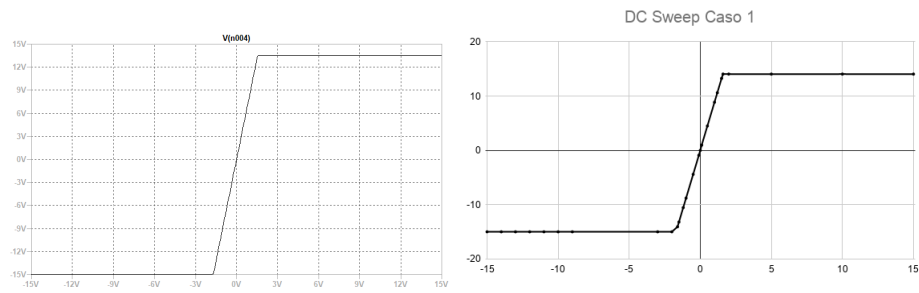


Figura 75: DC *Sweep* caso 1

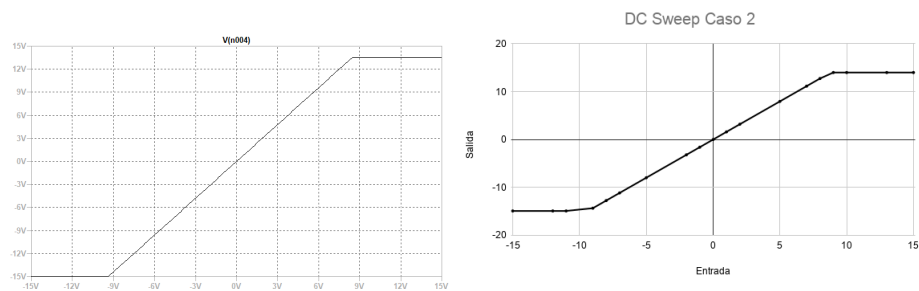


Figura 76: DC *Sweep* caso 2

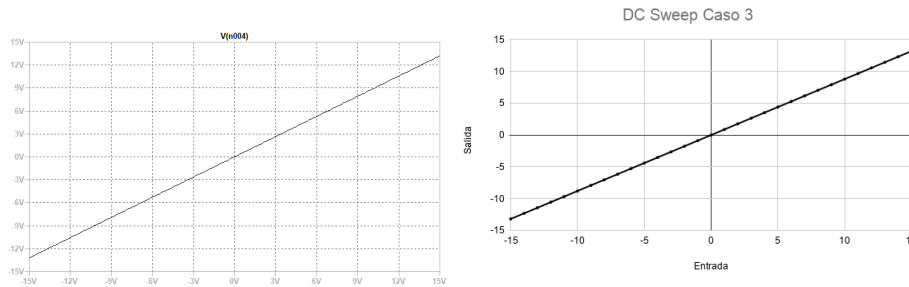


Figura 77: DC Sweep caso 3

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

# Pedal de distorsión

## 1. Introducción

Se pide implementar el circuito de un pedal de distorsión. Estos pedales son muy populares por su sonido característico y su versatilidad. En el campo del audio, la distorsión es usada normalmente para simular los efectos de un amplificador que está saturado y se emplea principalmente con guitarras eléctricas.

El circuito genera el deseado efecto de distorsión tomando la señal de la guitarra, amplificándola y luego recortándola para simular la saturación.

La cátedra propuso un circuito al que se le hicieron modificaciones para mejorar tanto el desempeño del artefacto como su flexibilidad.

En lo que sigue se explicará el circuito inicial, luego las mejoras propuestas, posteriormente se detallará, con respaldo en simulaciones y mediciones, el comportamiento del circuito, y finalmente se realizarán algunas reseñas a modo de conclusión.

## 2. Circuito propuesto por la cátedra

Se propuso como guía un circuito básico de distorsión por recorte. Este se puede observar, con sus etapas señaladas, en la Figura ??.

Figura 78: Circuito propuesto por la cátedra

### 2.1. Etapa de entrada y fuente de continua

- El capacitor C5 filtra las corrientes de *ripple* de la fuente de 9V. A este fin, se le asigna un valor de 100  $\mu\text{F}$ .
- Las resistencias R1 y R2 forman un divisor de tensión que pone +4,5V en la entrada no inversora del amplificador, polarizándolo. Se les da un valor moderado de 10k $\Omega$ .
- Se coloca R8 como una resistencia de *pull-down* para mantener descargado el capacitor C1 mientras el pedal no esté en uso: de este modo, se evita un sonido indeseable por un sobrepico de tensión al conectar la guitarra o presionar el interruptor. Un valor de 1M es apropiado, ya que no afecta la señal de entrada y descarga con éxito el capacitor.
- El capacitor C1, en conjunto con la impedancia de entrada del circuito, forma un filtro pasa-altos (léase la sección ??) que elimina la corriente de continua proveniente de la entrada, y aísla a su vez la entrada de la que pueda provenir del pedal. Se eligió el diodo 1N4004 por su disponibilidad, pero cualquier diodo sería capaz de llevar a cabo esta función.

### 2.2. Etapa de amplificador operacional

- El capacitor C2, en conjunto con la resistencia R2, forman un filtro pasa-altos (léase la sección ??). Su función es filtrar frecuencias muy bajas que pueden sobrecargar el amplificador, causando inestabilidad. Se le asigna un valor de 47nF.
- Se eligió el operacional LM741 por su ubicuidad y confiabilidad. Si bien su *slew rate* es de 0,5 $\mu\text{V/s}$  y no se comporta de forma idónea en el extremo superior del espectro de frecuencias de audio (20kHz), esto no es necesariamente un problema en un pedal de distorsión: de hecho, es muy popular para esta aplicación.
- La resistencia R4, de 1M $\Omega$ , con R3, de 4,7k $\Omega$ , determinan la ganancia de la etapa, que es de 46,5dB.
- El capacitor C3, de 1 $\mu\text{F}$  sirve para filtrar cualquier corriente indeseable que surja del amplificador, desacoplando esta etapa de la siguiente.

### 2.3. Etapa de recorte

- Los diodos D1 y D2 conectados a tierra recortan la señal bruscamente, generando una distorsión fuerte. Se eligió el diodo 1N4148 por su corto tiempo de recuperación,  $t_{rr} = 5ns$ , que lo hace apto para aplicaciones *fast switching*. Esta particularidad evita una distorsión indeseable (de atenuación) de la señal en esta etapa.
- La resistencia R5 se coloca para limitar la corriente que atraviesa los diodos. Se eligió un valor de  $10k\Omega$ , pero cualquier valor entre  $1k\Omega$  y el elegido hubiera sido apto.

### 2.4. Etapa de salida

- El capacitor C4 y la resistencia R6 forman un filtro pasa-bajos para filtrar los armónicos demasiado agudos de la salida. Su frecuencia de corte con estos valores es de 16kHz aproximadamente.
- El potenciómetro R7 funciona como control de volumen, formando un divisor de tensión y dejando pasar la corriente de sobra a tierra.

## 3. Cambios propuestos al circuito

El circuito final está compuesto por cuatro etapas: la etapa de fuente de continua, la de amplificador operacional, la de recorte, y la de tono y salida. Estas se presentan detalladamente a continuación con los cambios propuestos y se realizan los cálculos pertinentes a la designación de los valores de los componentes.

### 3.1. Etapa 1: fuente de continua

Esta etapa alimenta al pedal de corriente continua. El esquemático se puede observar en la Figura ??.

Figura 79: Circuito final: etapa de fuente de continua

#### 3.1.1. Mejoras propuestas

A los componentes anteriormente señalados, se agrega:

- El diodo D1, para proteger al dispositivo de un error del usuario, al conectar un adaptador con una polaridad incorrecta.
- El capacitor C2, para estabilizar aún más la señal de 4,5V, asegurando que tenga la menor oscilación posible.

### 3.2. Etapa 2: amplificador operacional

Se filtra y amplifica la señal de entrada con una ganancia considerable. Se observa el diseño final de esta etapa en la Figura ??.

Figura 80: Circuito final: etapa de amplificador operacional

#### 3.2.1. Mejoras propuestas

A los componentes ya mencionados, se les suma:

- El capacitor C4, de 1nF, que filtra las muy altas frecuencias (interferencia por radiofrecuencias) y las descargas de electricidad estática de la entrada.
- La resistencia R3 de  $1M\Omega$ , que polariza el operacional a 4,5V y aporta a la impedancia de entrada del circuito.
- El potenciómetro U3, que regula la ganancia del operacional entre 46,5dB y 6dB (léase la sección ??).



### 3.2.2. Cálculo de la impedancia de entrada de la etapa

La impedancia de entrada de esta etapa, que coincide con la del circuito, puede expresarse como:

$$Z_{in} = R3 // Z_{Op-Amp} + Z_{4,5V}, \quad Z_{4,5V} = R1 // R2 \quad (8)$$

la impedancia de entrada del LM741,  $Z_{Op-Amp}$ , es de  $2M\Omega$ ; luego,

$$Z_{in} = 1M\Omega // 2M\Omega + 10k\Omega // 10k\Omega = 671,6k\Omega \quad (9)$$

Obsérvese que con este valor de  $Z_{in}$ , el filtro pasa-altos mencionado en la sección ?? tendrá una frecuencia de corte  $f_0 = \frac{1}{2\pi * Z_{in} * C3} = 23,69Hz$

### 3.2.3. Cálculo de la ganancia de la etapa

La ganancia del operacional puede ser calculada según la siguiente expresión:

$$G_v = 1 + \frac{R4}{R5 + U3} \quad (10)$$

Luego, tenemos que

$$G_{min} = 1 + \frac{1M\Omega}{4,7k\Omega + 1M\Omega} = 2 \quad (11)$$

$$G_{max} = 1 + \frac{1M\Omega}{4,7k\Omega + 0\Omega} = 213,7 \quad (12)$$

lo cual nos indica una  $G_{max} = 46,6dB$  y una  $G_{min} = 6dB$ .

El análisis en frecuencia de la ganancia de esta etapa para distintos valores de U3 puede observarse en la Figura ??.

Figura 81: Diagrama de Bode de la etapa 2 para distintos valores de U3

Con estos valores, el filtro pasa-altos descrito en la sección ?? tendrá para  $G_{max}$  una frecuencia de corte  $f_0 = \frac{1}{2\pi * 4,7k\Omega * C5} = 720,5Hz$ , y para  $G_{min}$  una frecuencia de corte  $f_0 = \frac{1}{2\pi * (1M\Omega + 4,7k\Omega) * C5} = 3,37Hz$ .

## 3.3. Etapa 3: recorte

La etapa de recorte es, en conjunto con la de amplificación, la más importante en el pedal. Aquí se recorta mediante diodos conectados a tierra la señal previamente amplificada para generar el efecto de distorsión. El diseño se observa en la Figura ??. Como los diodos se conectan a tierra, el efecto que se produce se conoce como distorsión dura o

Figura 82: Circuito final: etapa de recorte

*hard clipping*: se limita la amplitud de la señal con rectas.<sup>en</sup>  $0,7V$  y  $-0,7V$ .

### 3.3.1. Mejoras propuestas

- Se cambió el valor de la resistencia limitadora de corriente en los diodos R6 para no atenuar demasiado la señal, ya que se agregó una nueva etapa posterior a esta.
- Se agregó el capacitor C7, que en conjunto con la resistencia R6 funciona como un pasa-bajos con una frecuencia de corte  $f_0 = \frac{1}{2\pi * 1k\Omega * 10nF} = 15,9kHz$ . Este filtro atenúa los armónicos agudos de la señal, que no son propios del sonido de un pedal de este tipo.

Figura 83: Circuito final: etapa de control de tono

### 3.4. Etapa 4: control de tono

Se agrega al pedal una etapa para regular el tono del pedal. Esta incluye un potenciómetro para control de tono y a su vez uno para control de volumen de salida. El esquemático se puede observar en la Figura ??.

El circuito para esta etapa consta de dos partes. La primera comprende dos filtros en paralelo, un pasa-bajos y un pasa-altos, y un potenciómetro lineal TONE (de control de tono) para mezclar las señales provenientes de estos y generar la salida.

La segunda parte consta de un potenciómetro de control de volumen (también lineal por indisponibilidad de potenciómetros logarítmicos) que descarga parte de la señal a tierra, en conjunto con un filtro pasa-altos con una frecuencia de corte  $f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot 100k\Omega \cdot 1\mu F} = 1,6Hz$ , que filtra la componente de continua de la señal de salida.

#### 3.4.1. Funcionamiento de la etapa en frecuencias

En la Figura ?? se muestra la respuesta de la etapa simulada en *LTSpice* para distintas frecuencias de entrada y para distintos valores de TONE. Se puede observar en verde la curva de ganancia para cuando el circuito funciona como un pasa-bajos, es decir, cuando TONE está al mínimo, y en azul la curva para cuando TONE está al máximo y la etapa es un pasa-altos. Las curvas restantes representan la salida para valores intermedios del potenciómetro.

Figura 84: Diagrama de Bode para la etapa 4 para distintos valores de TONE

Cabe destacar que se calcularon los valores para que cuando el potenciómetro TONE, que es lineal, esté en posición media, se atenúen las señales de frecuencias cercanas a  $1kHz$ .

## 4. Comportamiento del circuito

A continuación se muestra el análisis del comportamiento del circuito acompañado de las simulaciones en *LTSpice* y las mediciones correspondientes.

Si bien las mediciones se condicen con las simulaciones en una medida considerable, existen ciertas discrepancias: estas se deben a que se trabajó con señales de entrada con tensiones del orden de las decenas de mV, las correspondientes a la salida de una guitarra real: esto significa que el ruido del laboratorio tiene una influencia notable.

Se tiene en cuenta que para el análisis en frecuencias de un circuito lineal (ignorando los diodos) la tensión de entrada no tiene demasiada importancia; sin embargo, la ganancia del amplificador operacional (46,5dB) es tal que no pudieron usarse señales de entrada muy diferentes a las mencionadas para evitar efectos de recorte, que sí hubieran alterado el análisis, en el mismo.

### 4.1. A la salida del amplificador operacional

En la Figura ?? se puede observar la ganancia de la etapa de amplificador operacional para distintas frecuencias de entrada. Si bien el rango analizado excede el espectro de audio, resulta interesante analizar el comportamiento más allá del mismo.

Figura 85: Diagrama de Bode para la etapa de Op-Amp

Se puede observar que se presenta la máxima ganancia de 46,5dB mencionada para el orden de frecuencias de 1kHz. También se puede ver que se amplifican las frecuencias del espectro de audio, filtrando las muy bajas, gracias al filtro de 23Hz en la entrada (léase la sección ??).

### 4.2. A la salida de audio

En la Figura ?? se puede observar la ganancia del pedal completo para distintas frecuencias de entrada.

Figura 86: Diagrama de Bode para el pedal completo

Cabe destacar que este análisis (simulaciones y medición en el laboratorio) se realizó para los valores máximos de transferencia de la etapa de amplificador operacional (es decir, con U3 en  $0\Omega$ ), el potenciómetro LEVEL al máximo volumen, y el control de tono al valor medio mencionado en la sección ??.

Nótese que la señal comienza a caer a partir de 1kHz y su caída se acentúa a partir los aproximadamente 17kHz, debido al pasa-bajos mencionado en la sección ??.

Puede observarse una atenuación de aproximadamente 20dB respecto de la salida de la etapa del amplificador operacional (ver Figura ??). Esto se debe a que la etapa 4 (de control de tono) atenúa la señal en esa magnitud. Esto no representa un problema, pues aún con esta caída de tensión la salida presenta una tensión de aproximadamente  $400mV_{pp}$ , la cual es aceptable para una interfaz de audio.

Puede también observarse un área de interés en la vecindad de  $f = 1kHz$ , donde la señal se ve puntualmente atenuada. Esto se debe a que el potenciómetro de control de tono está en una posición media, y se produce el efecto explicado en la sección ??.

## 5. Conclusión

Se diseñó, simuló, construyó y midió un pedal de distorsión para guitarra. Se investigó sobre y experimentó con amplificadores operacionales, se analizaron las ventajas y desventajas para esta aplicación de distintos modelos, y resultó interesante utilizar uno que no resultaría idealmente apto, por características como su *slew rate*, pero que debido a la naturaleza de la aplicación, puede usarse de todos modos.

Se investigaron también los distintos tipos de diodos, y se encontró uno que se adaptó al uso que se le quería dar. Se analizó el funcionamiento del producto final y se lo encontró apto para el uso al que se destina.