



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 4 DE SEPTIEMBRE DE 2019

Índice

I	Comportamiento de Amplificadores Operacionales	2
1.	Comportamiento de Amplificador Operacional Inversor	2
1.1.	Transferencia	3
1.2.	Impedancia de entrada	7
1.3.	Consideraciones para utilizar un modelo lineal del Amplificador Operacional	13
1.3.1.	Saturación y polo dominante	13
1.3.2.	Slew Rate	15
1.3.3.	Crossover distortion	17
1.3.4.	Conclusión	18
1.4.	Otros fenomenos 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.	DC Sweep a la entrada	21
2.	Comportamiento del Amplificador Operacional no inversor	22
2.1.	Transferencia	23
2.2.	Impedancia de entrada	27
2.3.	Alinialidades	31
2.3.1.	Saturación y polo dominante	31
2.3.2.	Slew Rate	33
2.3.3.	Conclusiones	35
2.4.	DC Sweep	37
3.	Conclusiones	37
II	Circuito de Aplicación: Sensor de Temperatura	39
1.	Diseño del Circuito	39
1.1.	LM35	39
1.2.	Linealidad de la salida: Implementación con amplificadores operacionales	39
1.2.1.	Dagrama de señal y cálculo de parámetros	40
1.2.2.	Primera Fase: Amplificador Inversor	40
1.2.3.	Segunda Fase: Sumador Ponderado Inversor	41
1.3.	Fases amplificadoras en cascada	42
1.4.	Generación de V_{off}	43
1.5.	Limitación de tension de salida	43
2.	Simulaciones	44
2.0.1.	Señal de salida	44
2.0.2.	Sensibilidades y calibración	45
3.	Mediciones	46
3.0.1.	Señal de salida	46
3.0.2.	Impedancia de entrada	46
4.	Hoja de datos	47

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 cualquier calculo numérico y simbólico de ecuaciones se utilizo 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.

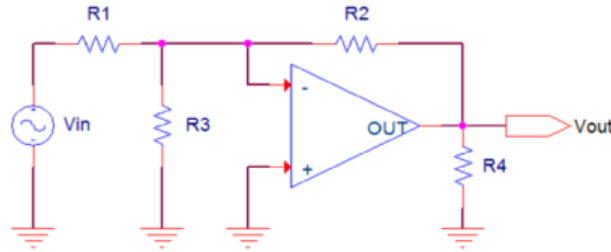


Figura 1: Circuito a analizar

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.

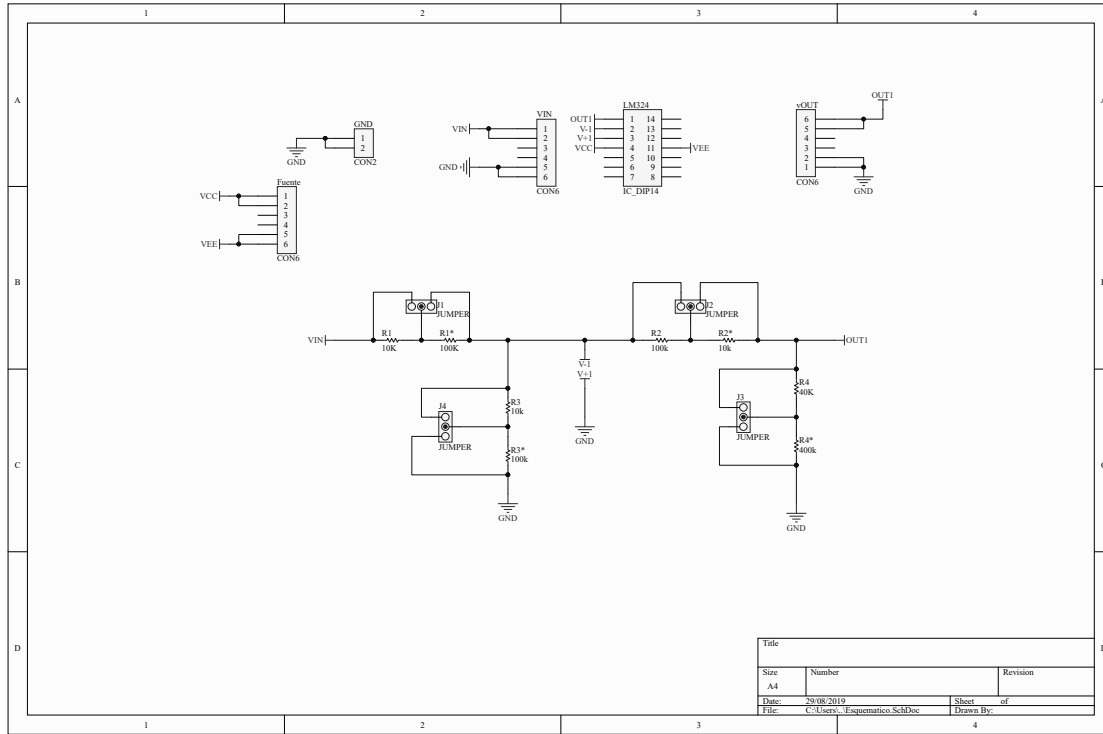


Figura 2: Esquemático

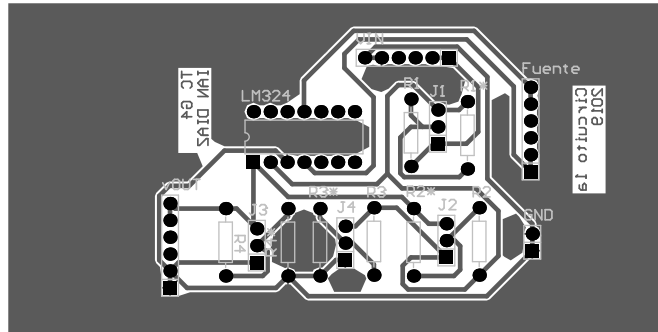


Figura 3: PCB

1.1. Transferencia

Comenzando por el analisis 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 podemos ver, tenemos un polo en nuestra transferencia 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 graficamos la transferencia de el circuito para los distintos casos, podemos 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 esta bien especificada, y en la calculada se uso un polo dominante de 7,5 (Hz) (Que era lo que se observaba aproximadamente en el grafico provisto por el fabricante) y en el simulado se uso el modelo real del LM324.

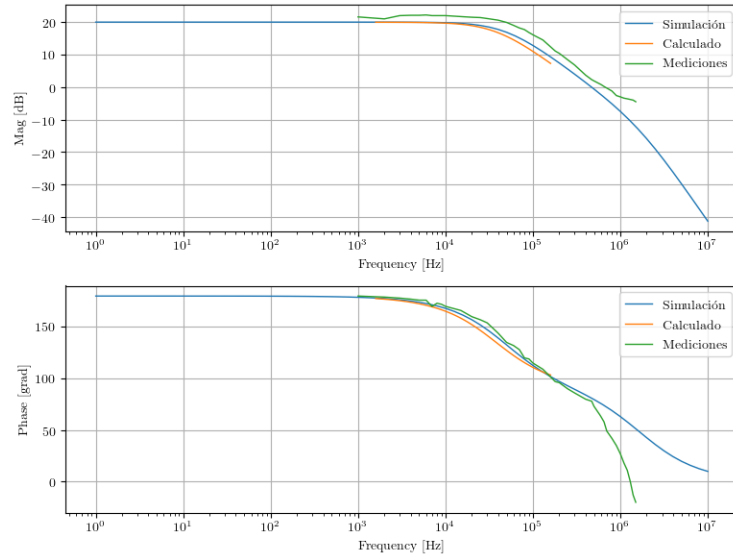


Figura 4: Comportamiento del circuito para el caso 1

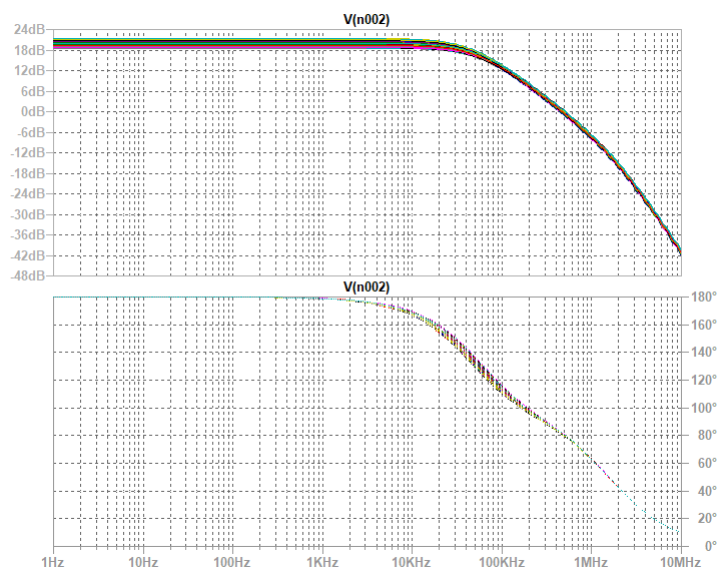


Figura 5: Análisis montecarlo del circuito para el caso 1

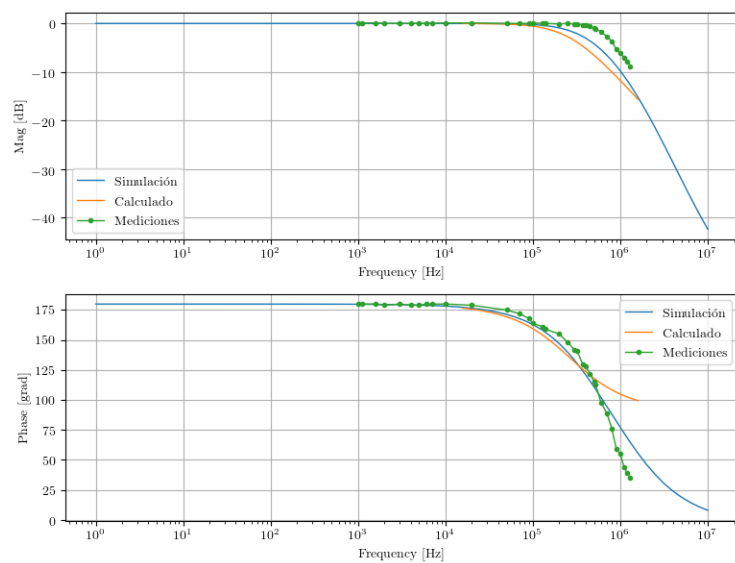


Figura 6: Comportamiento del circuito para el caso 2

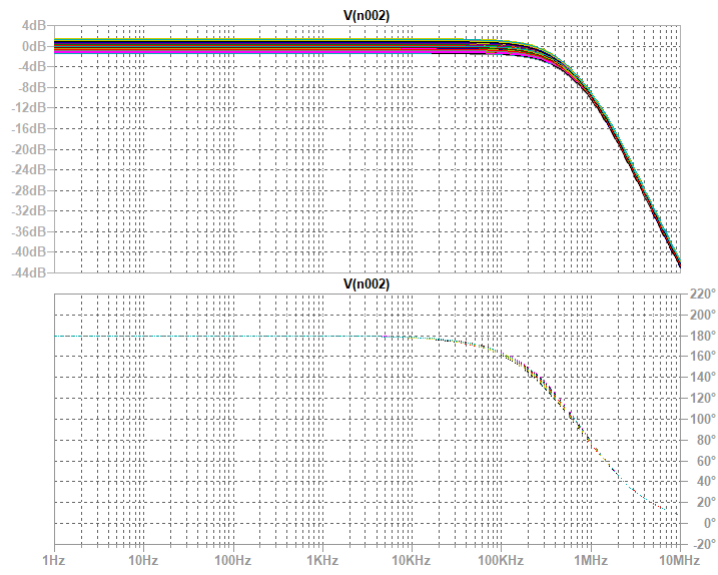


Figura 7: Análisis montecarlo del circuito para el caso 2

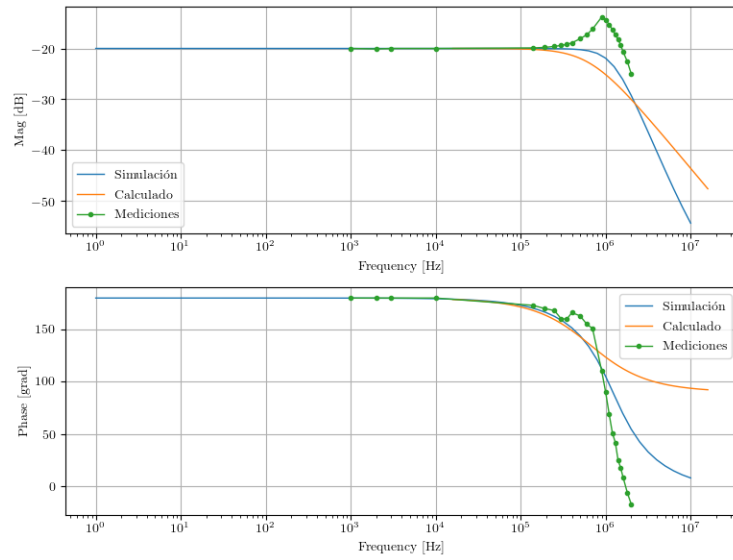


Figura 8: Comportamiento del circuito para el caso 3

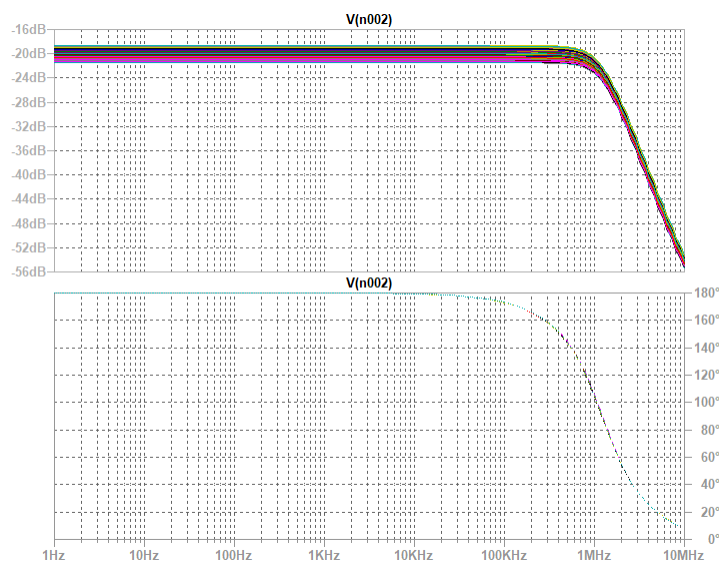


Figura 9: Análisis montecarlo del circuito para el caso 3

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.

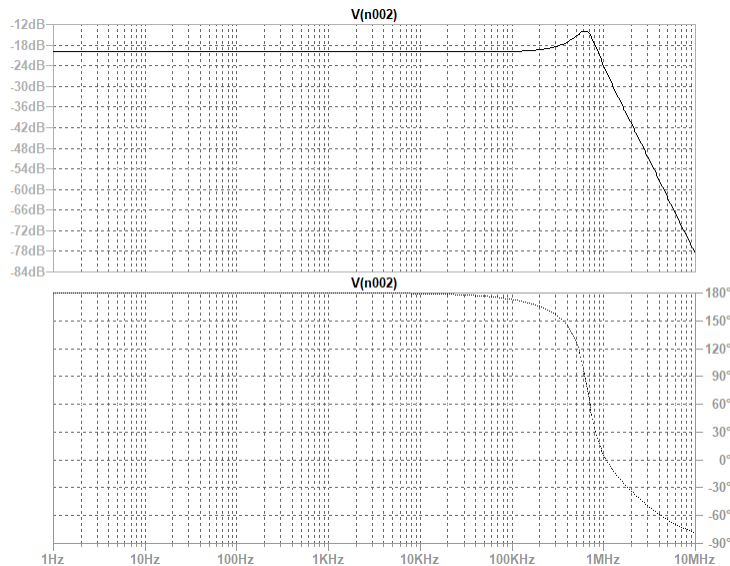


Figura 10: Simulación del comportamiento del circuito para el caso 3 considerando las puntas de los osciloscopios y capacidades parásitas

1.2. Impedancia de entrada

Consecuentemente, se nos instó a calcular la impedancia de entrada vista por el generador hacia nuestro circuito. Nuevamente, utilizando las ecuaciones descriptas en la previa subsección, y operando adecuadamente, llegamos a 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 tendremos 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 va variando dependiendo de la frecuencia, es decir, no permanece constante. Nuevamente, podemos observar como esta impedancia no es afectada por R_4 .

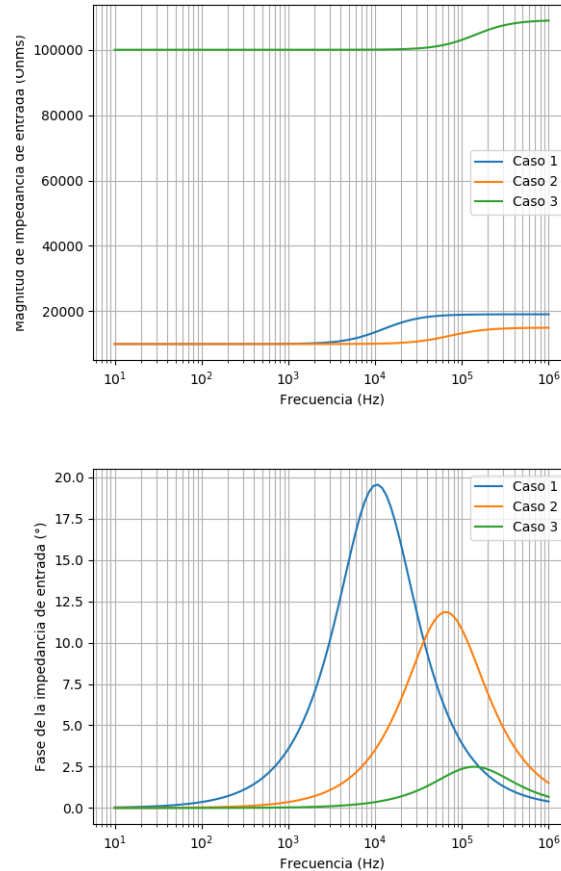


Figura 11: Impedancia de entrada Calculada

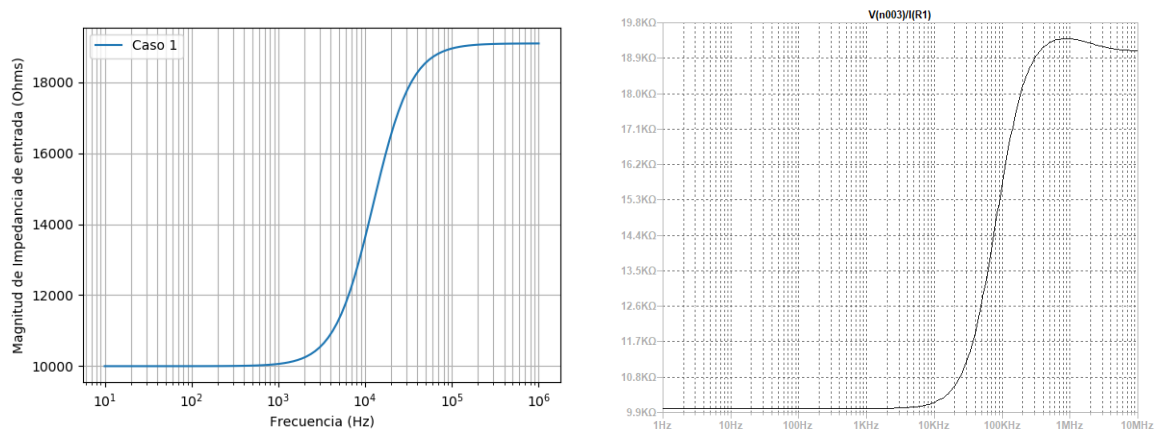


Figura 12: Cálculo y simulación del módulo de la impedancia de entrada para el caso 1

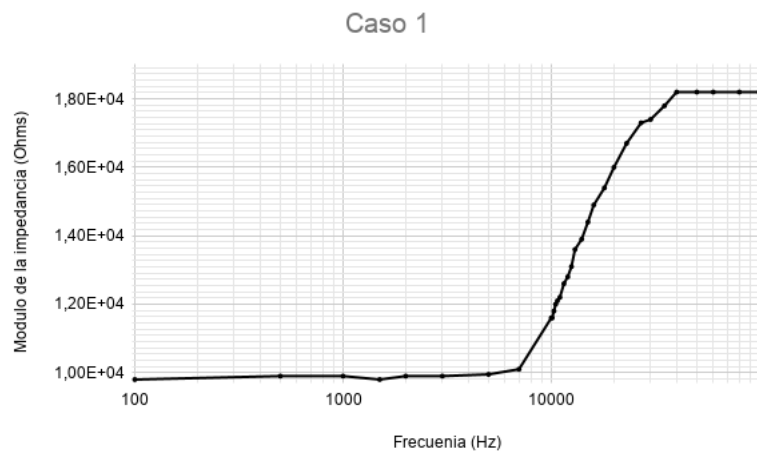


Figura 13: Medición del módulo de la impedancia de entrada para el caso 1

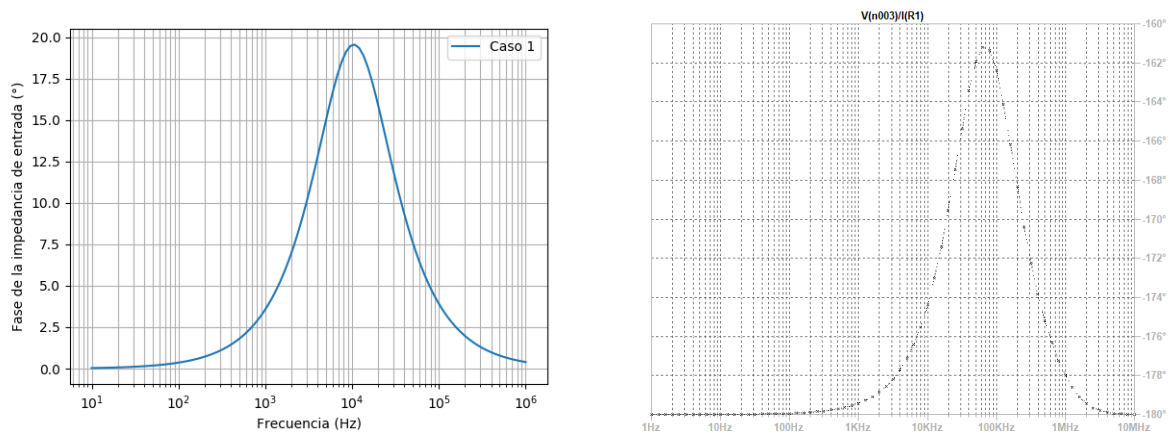


Figura 14: Cálculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 1

Caso 1

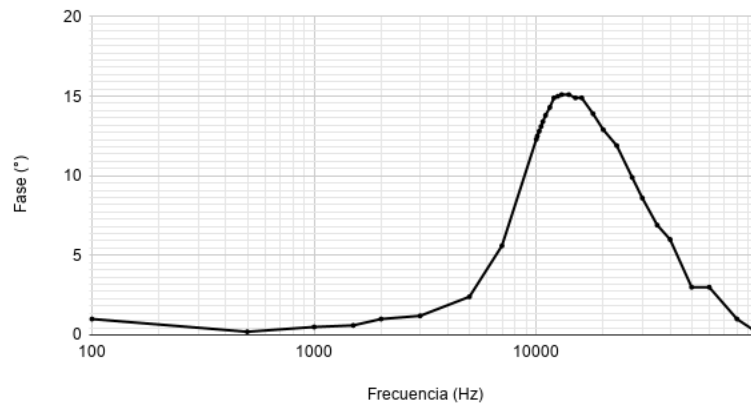


Figura 15: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 1

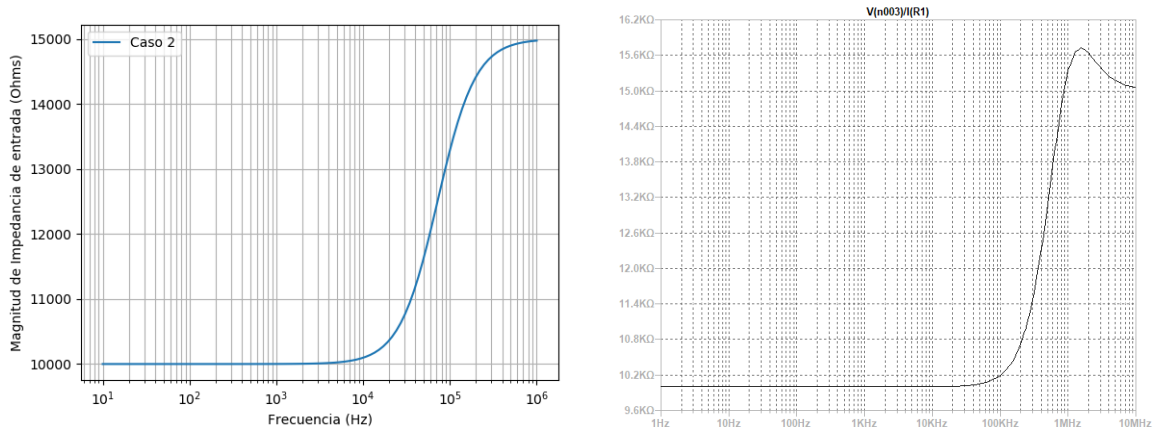


Figura 16: Calculo y simulación del modulo de la impedancia de entrada para el caso 2

Caso 2

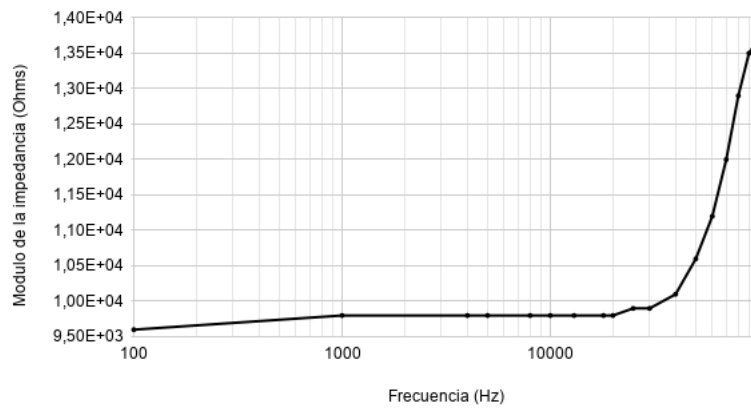


Figura 17: Medición del modulo de la impedancia de entrada para el caso 2

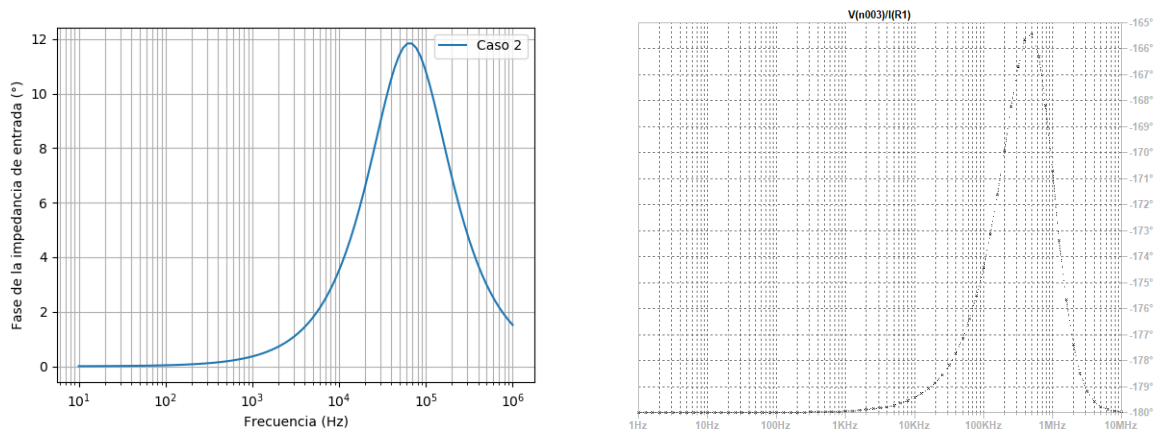


Figura 18: Calculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 2

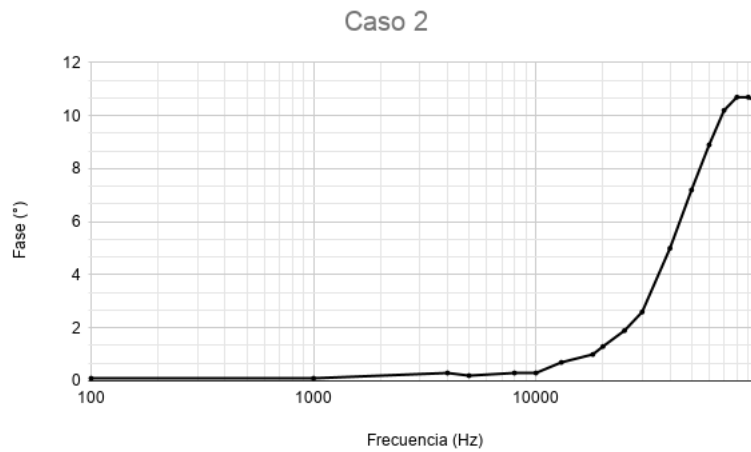


Figura 19: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 2

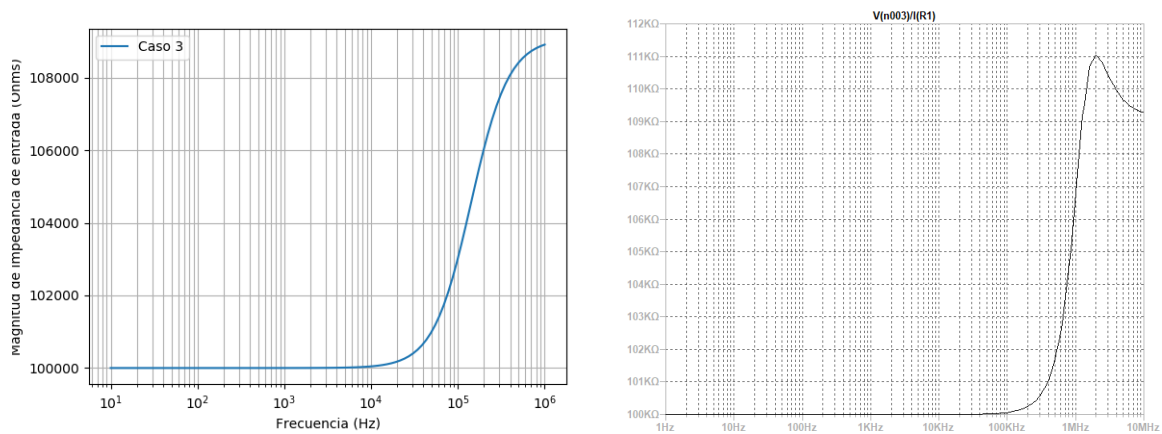


Figura 20: Calculo y simulación del modulo de la impedancia de entrada para el caso 3

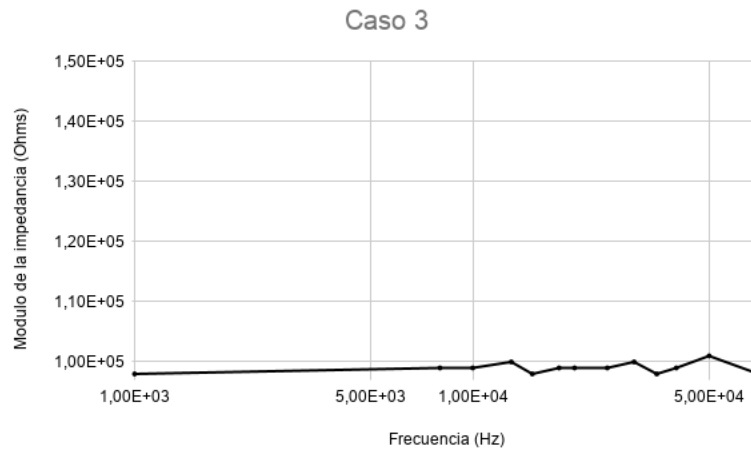


Figura 21: Medición del modulo de la impedancia de entrada para el caso 3

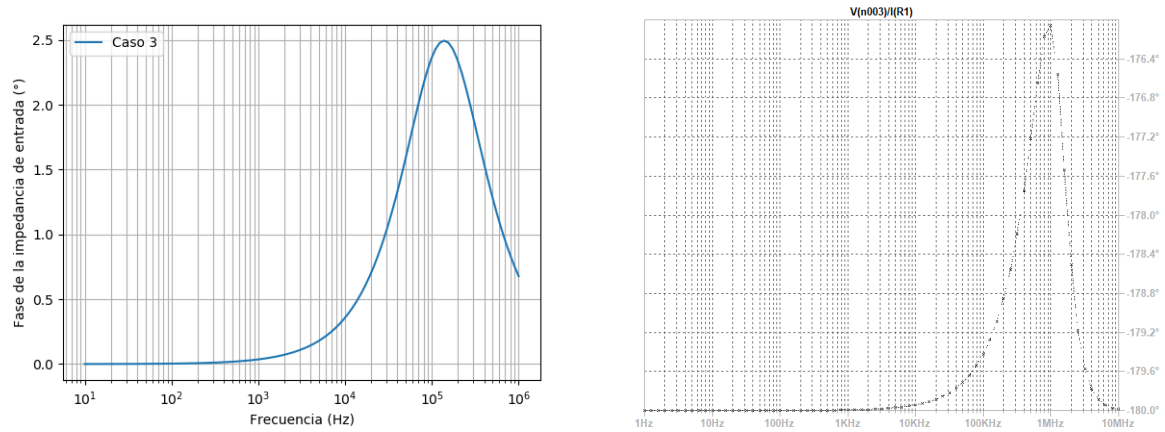


Figura 22: Calculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 3

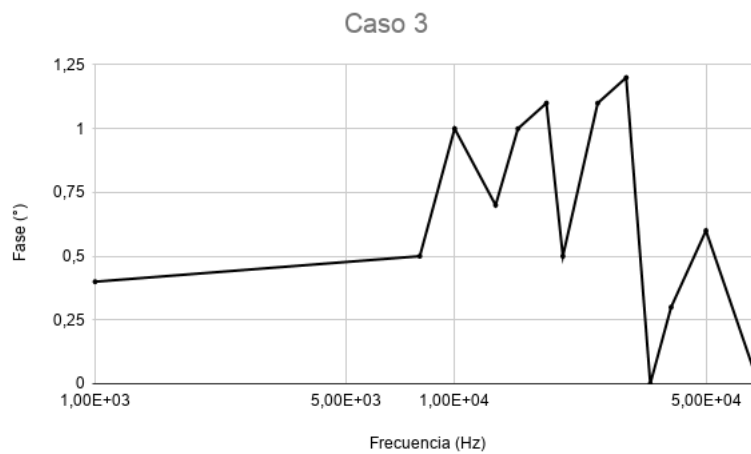


Figura 23: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 3

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 mas 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 altamente bajas, las mediciones tienen un alto grado de incertidumbre debido al ruido 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 aclarar cuales son las consideraciones para caracterizar a nuestro circuito de manera lineal. Para esto poseemos varias consideraciones descriptas a continuación.

1.3.1. Saturación y polo dominante

Si tenemos en cuenta un Amplificador Operacional ideal, nuestro primer contacto con un circuito a lineal se da cuando este entra en saturación, es decir, $|V_{out}| > |V_{cc}|$. Si consideramos una tensión de entrada de la forma $V_{in} = \sin(2\pi ft)$, es decir, con amplitud $1(V)$, solo nos basta con analizar el valor del modulo 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, podemos 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.

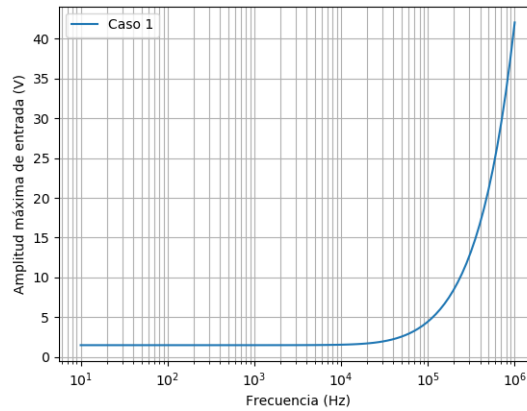


Figura 24: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación caso 1

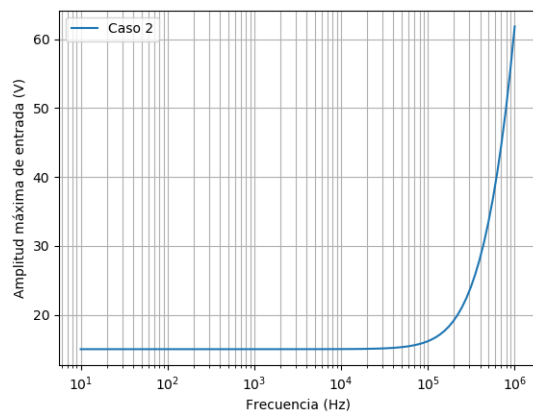


Figura 25: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación caso 2

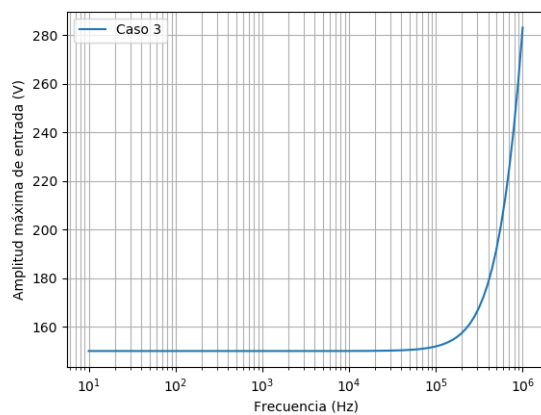


Figura 26: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación caso 3

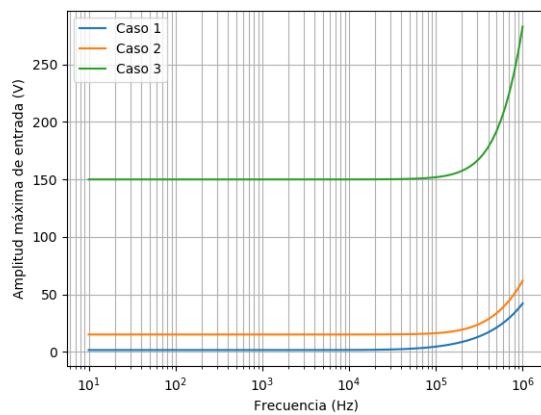


Figura 27: Tensión máxima en función de la frecuencia de operación para que el circuito no entre en saturación

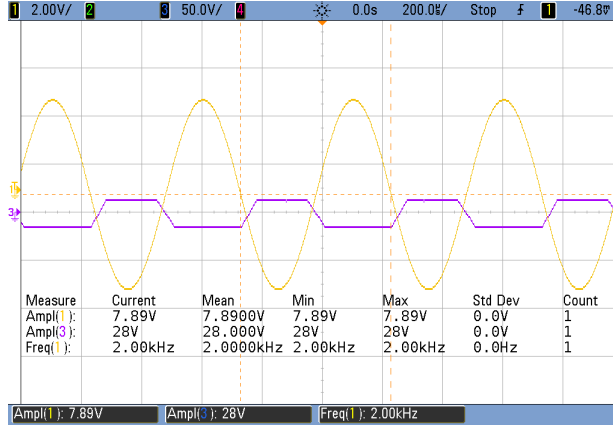


Figura 28: Medición de la saturación para el caso 1 a 2(kHz)

Como se puede ver en la Figura 28, el efecto de saturación es muy evidente ya que con una entrada de 8(Vp), si nos fijamos en 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 empiece a haber saturación tiende a infinito, esto se da por el efecto pasabajos del circuito, como fue explicado anteriormente.

1.3.2. Slew Rate

Otro problema con el cual el circuito comienza a comportarse alinialmente 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;

$$\frac{\partial v_{out}}{\partial t} \leq |H(f)| V_p 2\pi f \leq SR$$

$$f \leq \frac{SR}{|H(f)| 2\pi V_p} \quad (4)$$

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

Como se puede ver 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.

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

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

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

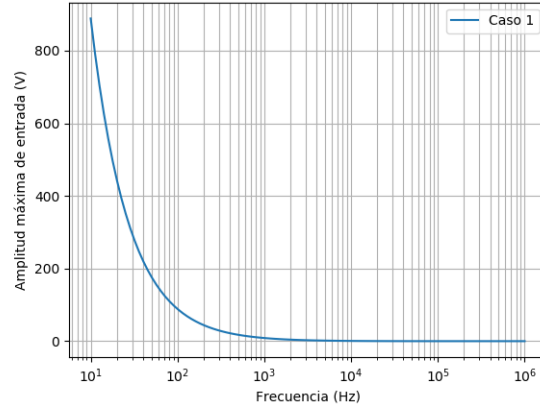


Figura 29: Calculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate* Caso 1

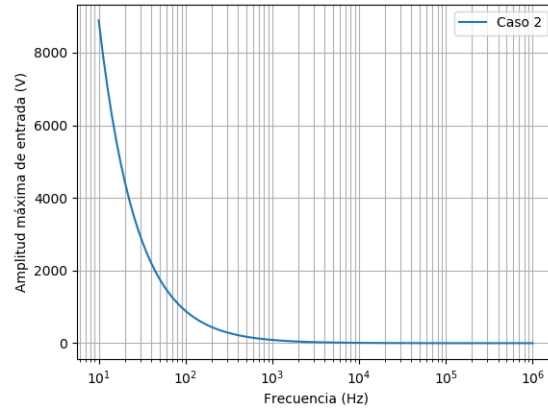


Figura 30: Calculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate* Caso 2

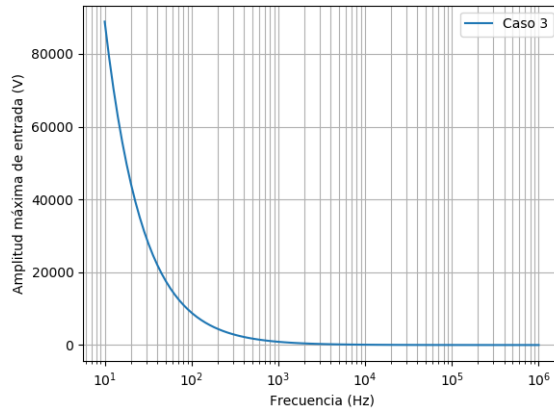


Figura 31: Calculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate* Caso 3

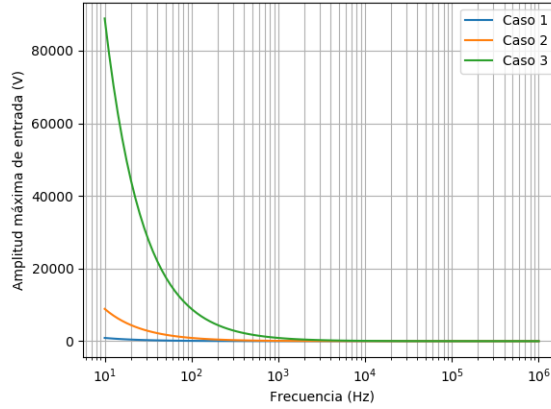


Figura 32: Calculo de tensión pico máxima en función de la frecuencia para que no haya *Slew Rate*

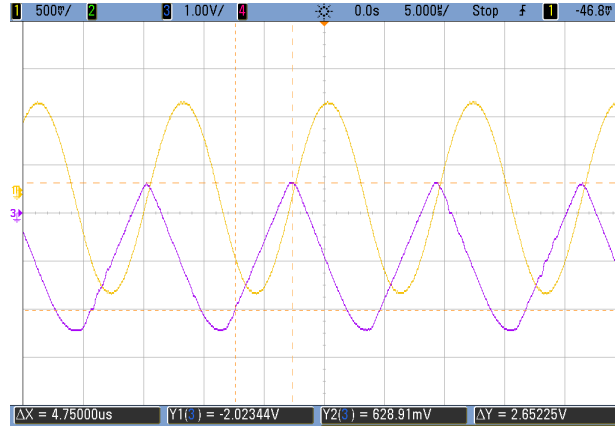


Figura 33: Medición de la pendiente del *Slew Rate*

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 en la teoría. Sin embargo, los valores picos a la entrada del circuito para frecuencias bajas, si bien son finitos, son extremadamente grandes comparado 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 alinialidad en el circuito.

1.3.3. Crossover distortion

El *Crossover Distortion* ó 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 alinialidad 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 sera 0(V), siempre que $|v_{in}| \leq 0,7(V)$, por lo tanto, la salida del amplificador a una estrada senoidal será la que se puede ver en la Figura 35. Como el amplificador LM324 posee una etapa push-pull, es necesario solucionar este problema, para esto, la solución fue crear un offset a la entrada de amplitud tal que $|H(f)| (V_{in} + V_{offset}) \geq 0,7(V)$. De esta manera, nos aseguramos que el mínimo valor de la senoidal de entrada se encuentra por arriba de los 0.7(V) y por lo tanto, uno de los transistores de la etapa “push-pull” se mantendra siempre en modo activo-directo, por lo cual, no abra una zona alineal en la transferencia.

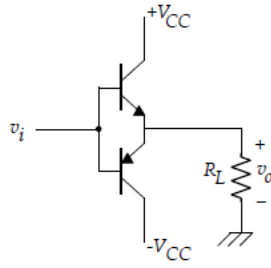


Figura 34: Etapa Push-Pull con transistores PNP y NPN

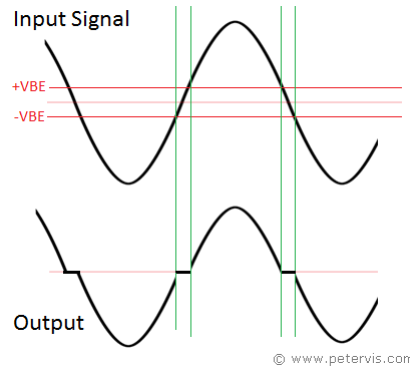


Figura 35: *Crossover Distortion*

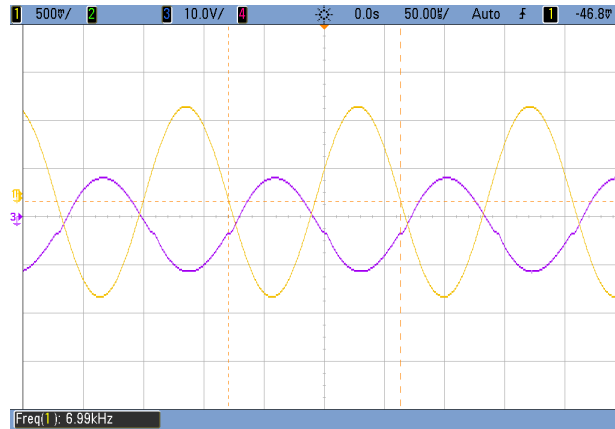


Figura 36: Medición de la distorsión de cruce por cero

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 nos afectó posteriormente a las mediciones de la transferencia, ya que, como se va a explicar 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 mas 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.

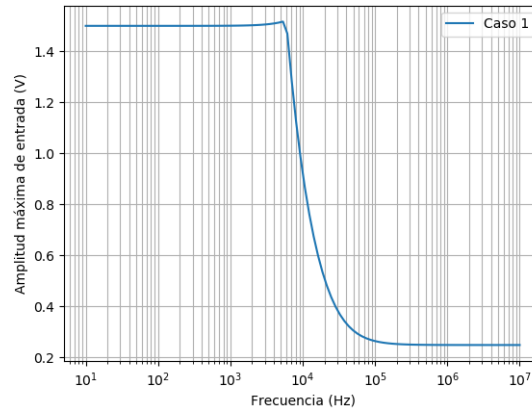


Figura 37: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia para el caso 1

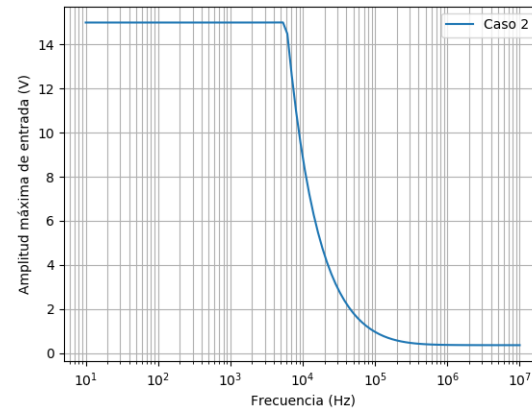


Figura 38: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia para el caso 2

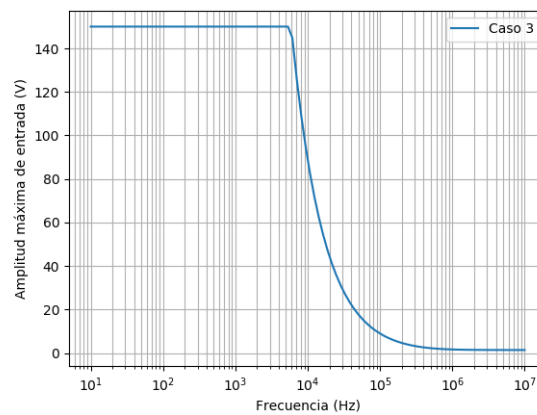


Figura 39: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia para el caso 2

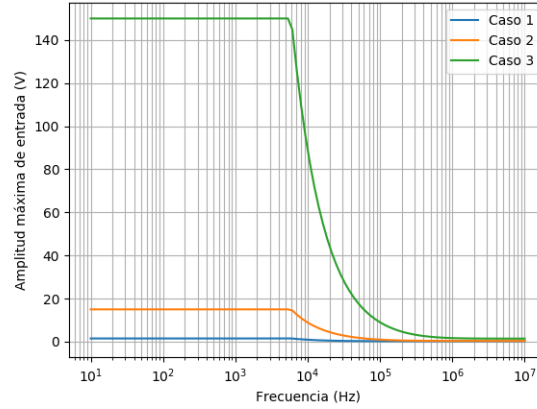


Figura 40: Amplitud máxima de entrada en función de la frecuencia

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 llegar a valer 3(mV), los valores dichos previamente son valores típicos, y estos son valores máximos. A su vez, la corriente de offset de entrada será:

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

1.5. Aplicaciones y características

Como pudimos observar anteriormente, nuestro circuito es un pasabajos inversor con un rango de frecuencias determinadas para cada caso, durante esta sección nos centraremos en explicar algunas características de nuestro circuito.

1.5.1. Efecto de la resistencia R4 en el circuito inversor

Como pudimos ver 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 nuestro 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 tendería 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), podemos decir que $R_4 > \frac{V_{out}}{i_{max}}$.

1.5.2. Efecto de la resistencia R3

Por otro lado, podemos ver como, en la figura 1, la resistencia R_3 nos determina la tensión v^- . Sabiendo que $v^+ = 0(V)$, significa que en cierta medida, la ganancia de nuestro 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 nuestra ganancia sería nula. De la misma manera, podemos ver que si $R_3 \rightarrow \infty$, entonces la ganancia es máxima.

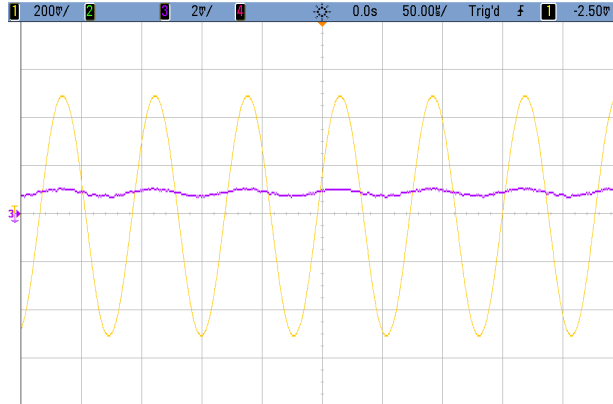


Figura 41: Mediciones del efecto de la resistencia R3

Como podemos ver 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 tensión de offset de entrada se debe a las diferencias entre los transistores de entrada, que, mediante la amplificación del amplificador operacional, se pone en evidencia a la salida del circuito.

1.6. DC Sweep a la entrada

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

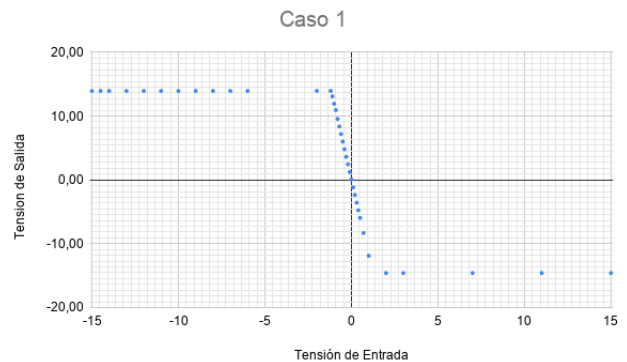


Figura 42: Simulación y mediciones del DC Sweep para el caso 1

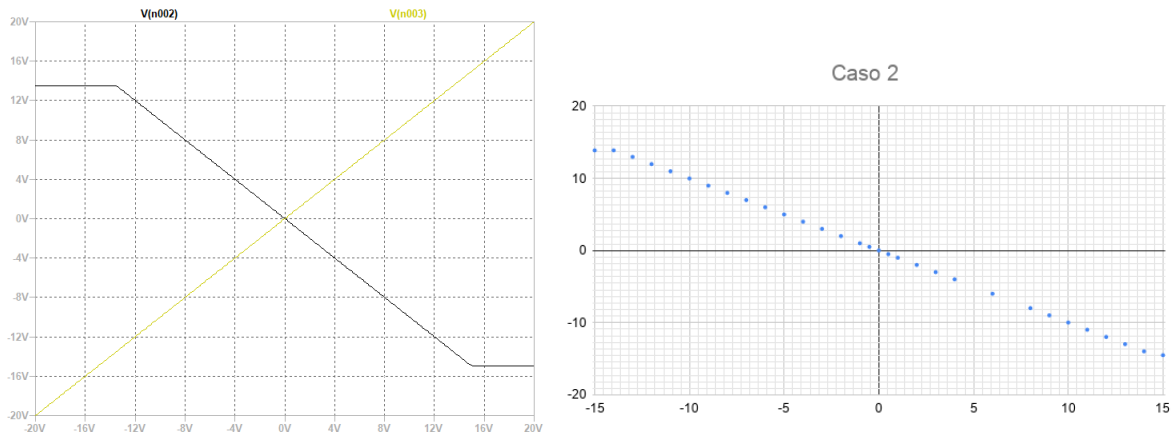


Figura 43: Simulación y mediciones del DC Sweep para el caso 2

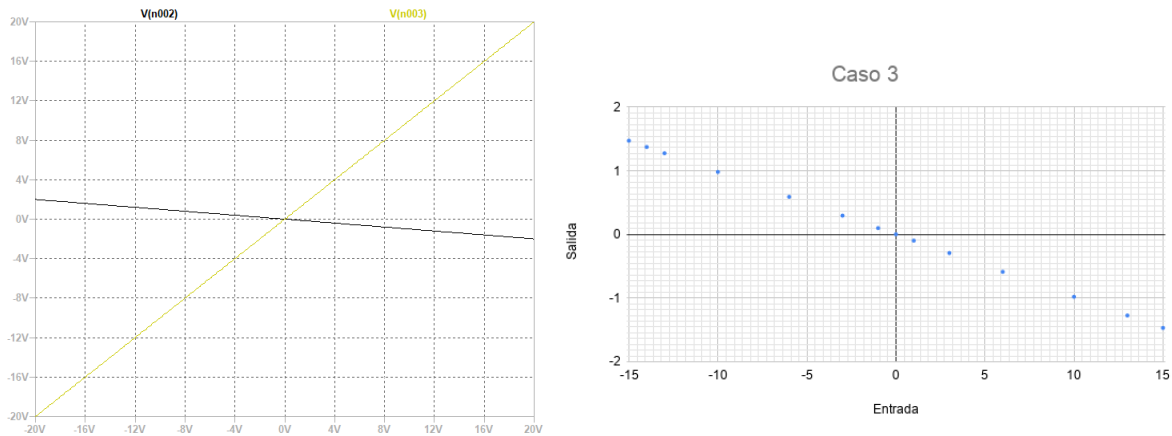


Figura 44: Simulación y mediciones del DC Sweep para el caso 3

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 puede ver en la tabla 1.

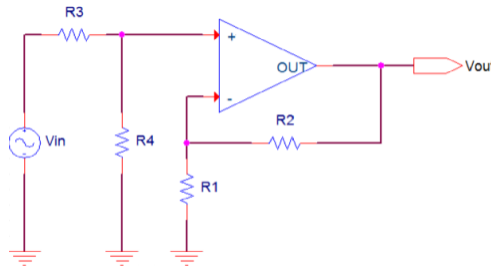


Figura 45: Circuito B

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

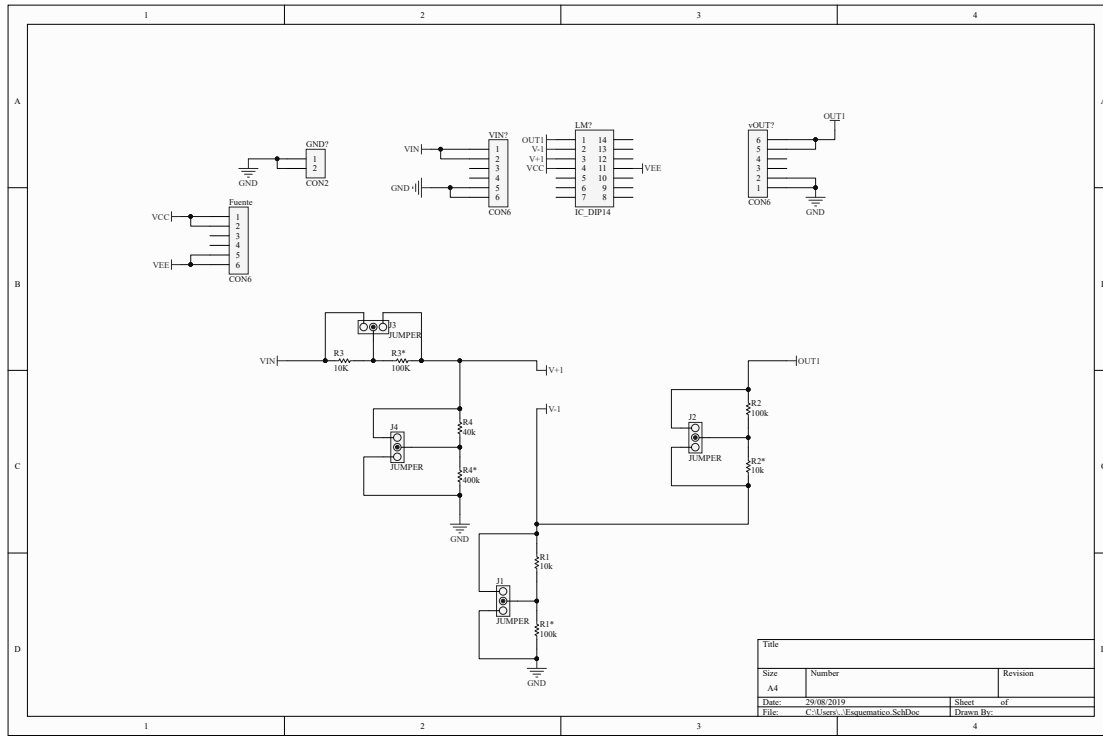


Figura 46: Esquemático

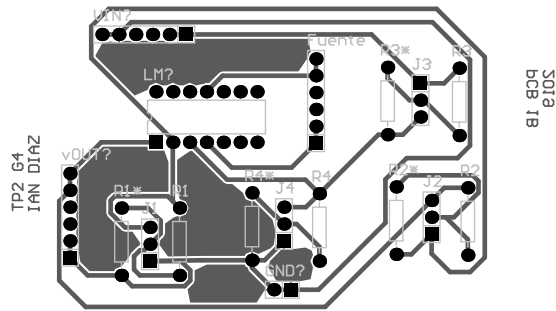


Figura 47: PCB

2.1. 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 (5).

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

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

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

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

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

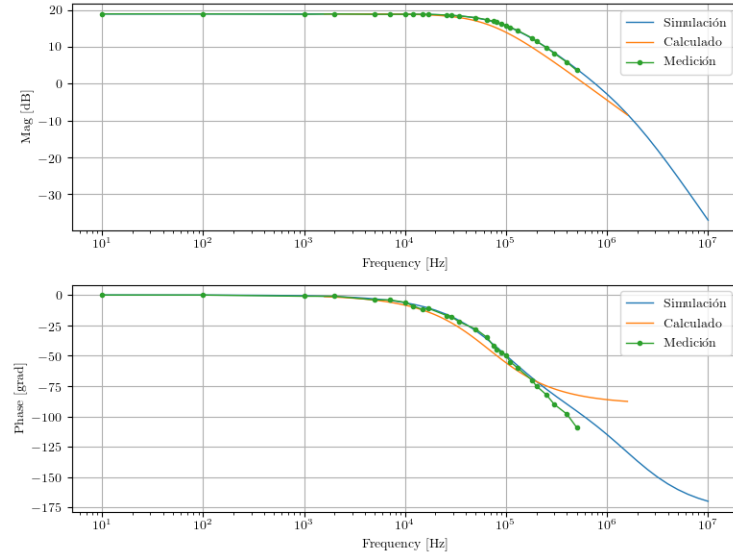


Figura 48: Comportamiento del circuito para el caso 1

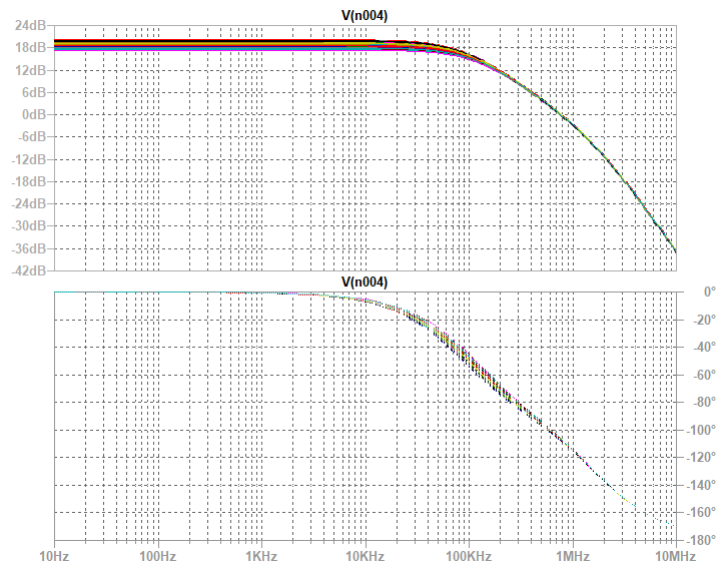


Figura 49: Análisis montecarlo del caso 1

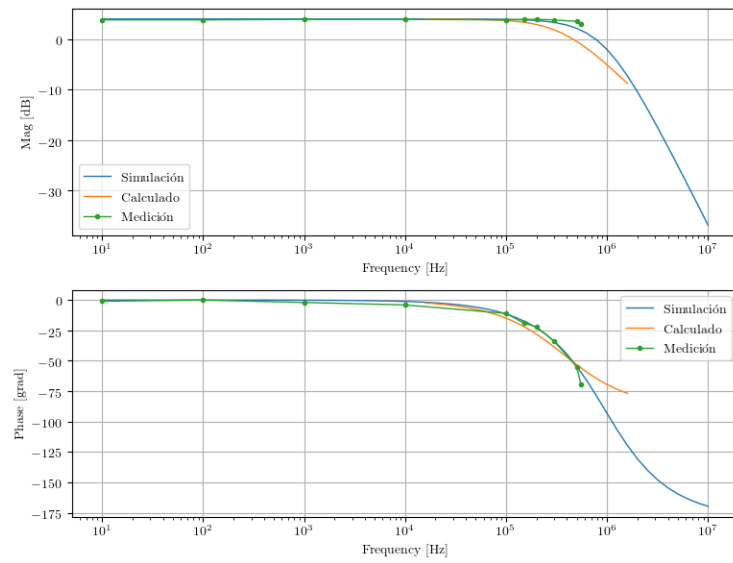


Figura 50: Comportamiento del circuito para el caso 2

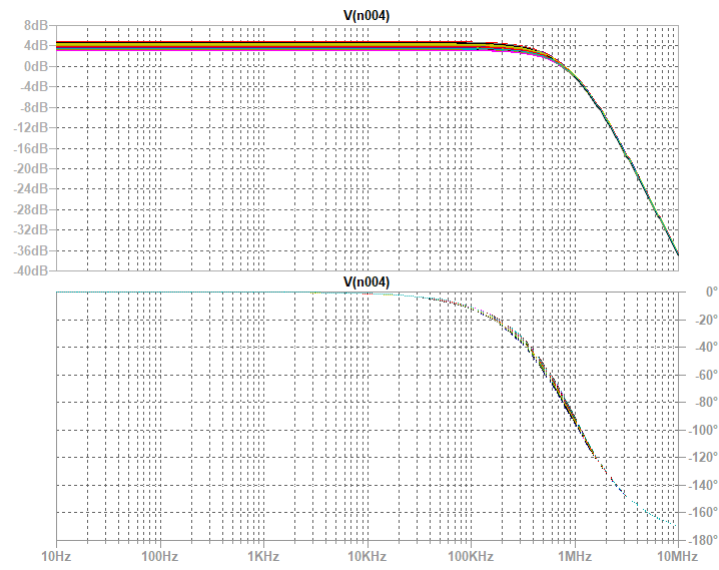


Figura 51: Análisis montecarlo del caso 2

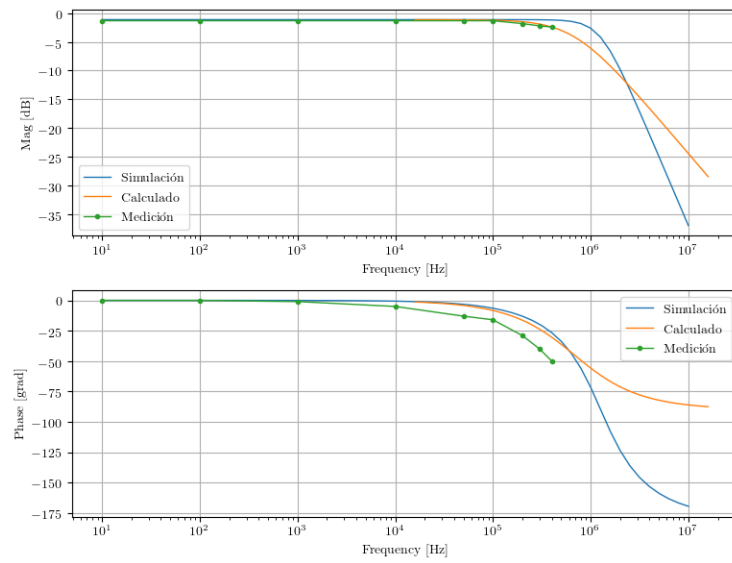


Figura 52: Comportamiento del circuito para el caso 3

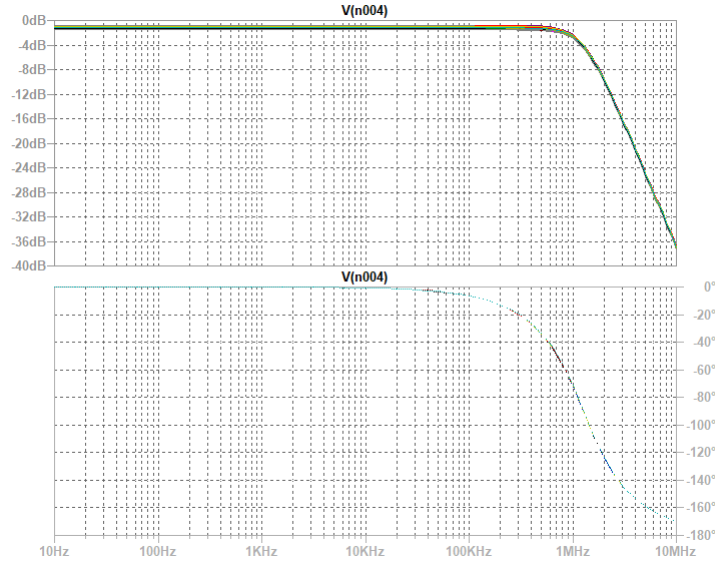


Figura 53: Análisis montecarlo del caso 3

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

2.2. Impedancia de entrada

Consecuentemente, se nos instó a calcular la impedancia de entrada vista por el generador hacia nuestro 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.

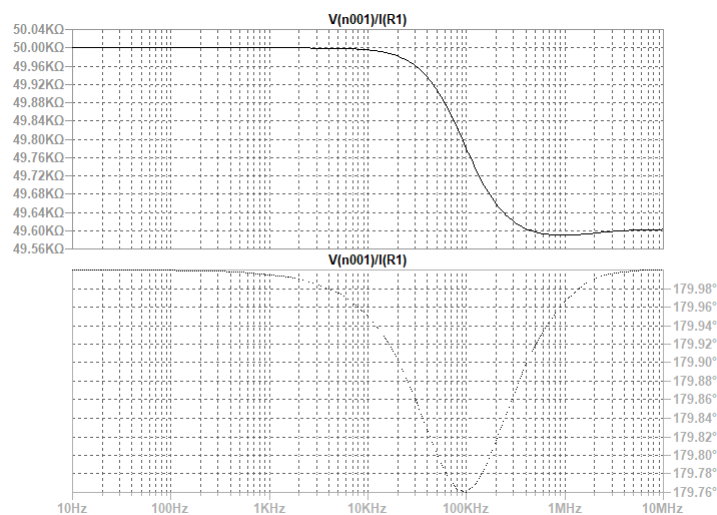


Figura 54: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 1

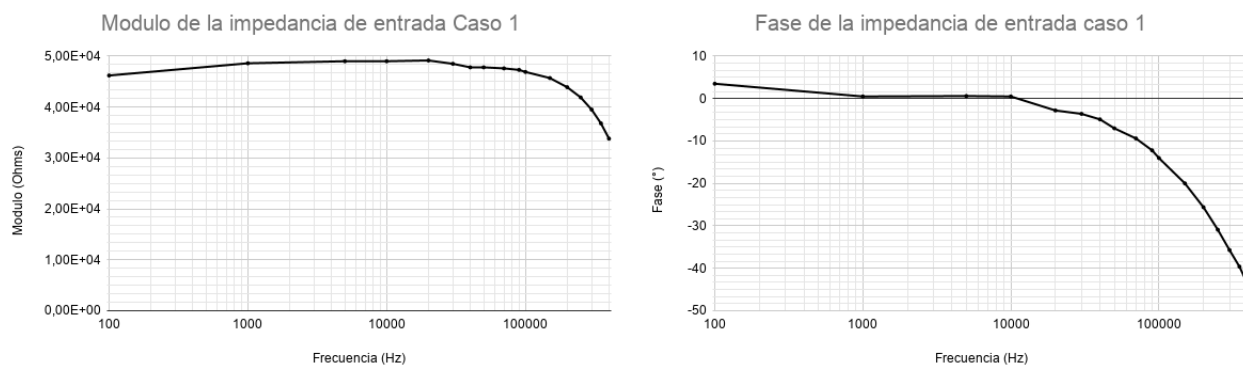


Figura 55: Medición de la impedancia de entrada para el caso 1

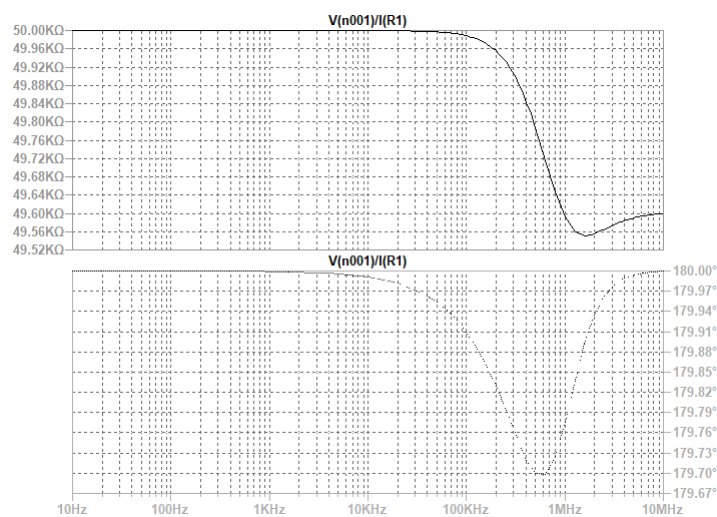


Figura 56: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 2

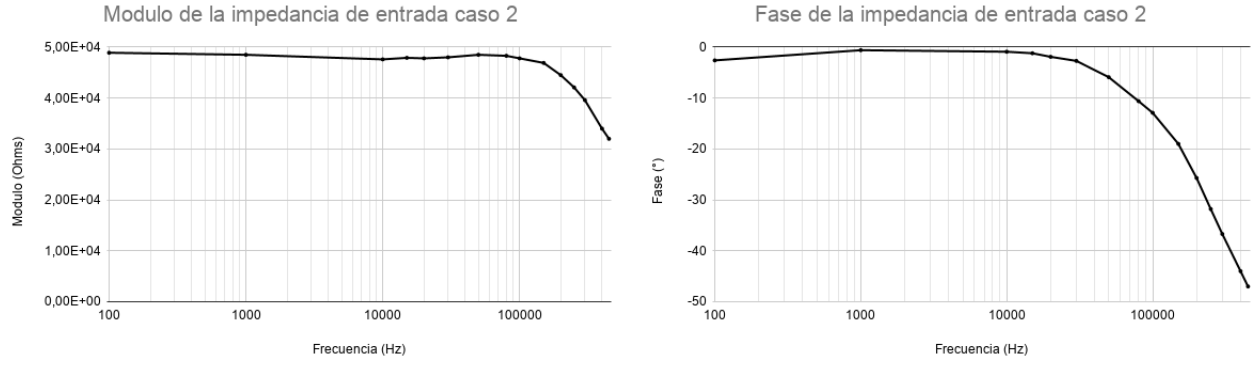


Figura 57: Medición de la impedancia de entrada para el caso 2

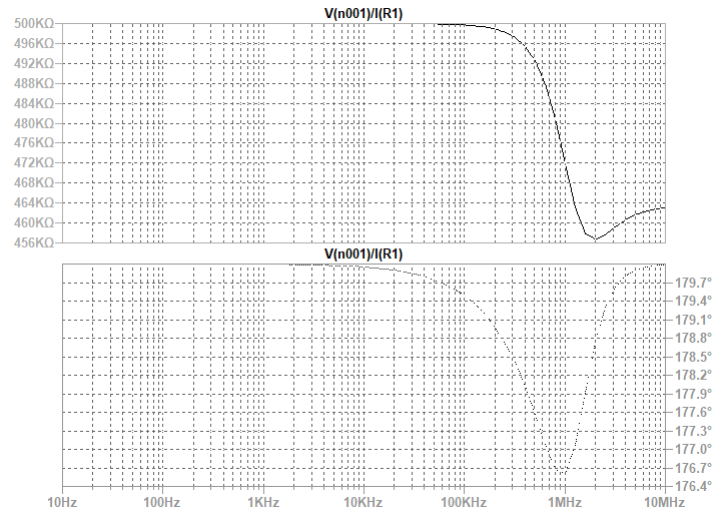


Figura 58: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 3

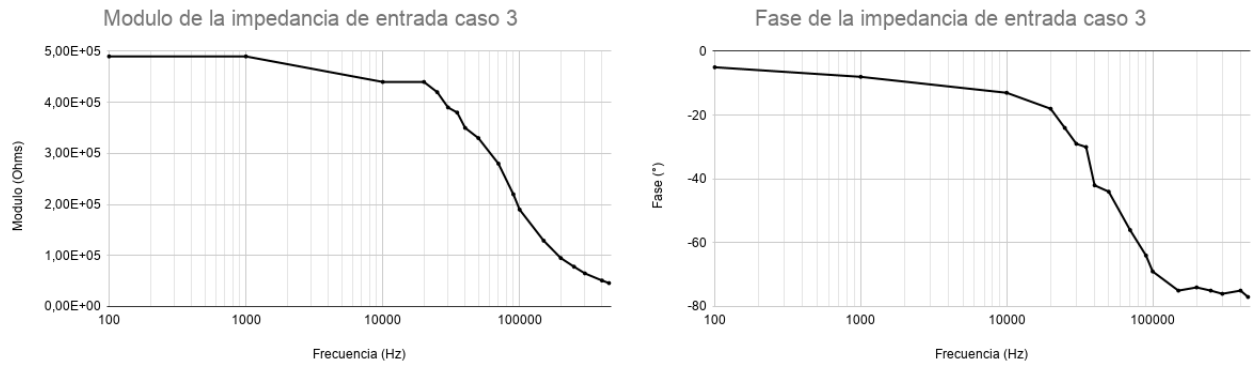


Figura 59: Medición de la impedancia de entrada para el caso 3

Observando los graficos de las simulaciones y comparandolos con la ecuación (6), se puede observar como practicamente la impedancia de entrada permanece constante para todas las frecuencias. El hecho de que la impedancia de entrada tenga una pequeña variación en modulo y fase en la simulación, se debe a que para hacer el analisis 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 simulado, se puede observar que prácticamente no hay problema en aproximar la impedancia de entrada como constante en ninguno de los 3 casos (Considerando un 10% de error en el ultimo caso).

Por otro lado, si analizamos las mediciones, podemos 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 $Z_{inp} = R_3 + R_4$, me generan un circuito pasabajos de primer orden, obteniendo así los resultados vistos en las mediciones. Si simulamos nuestro circuito, considerando las capacidades parásitas, comienza a ser observable el efecto pasabajos que se genera, y se pone en evidencia los resultados empíricos.

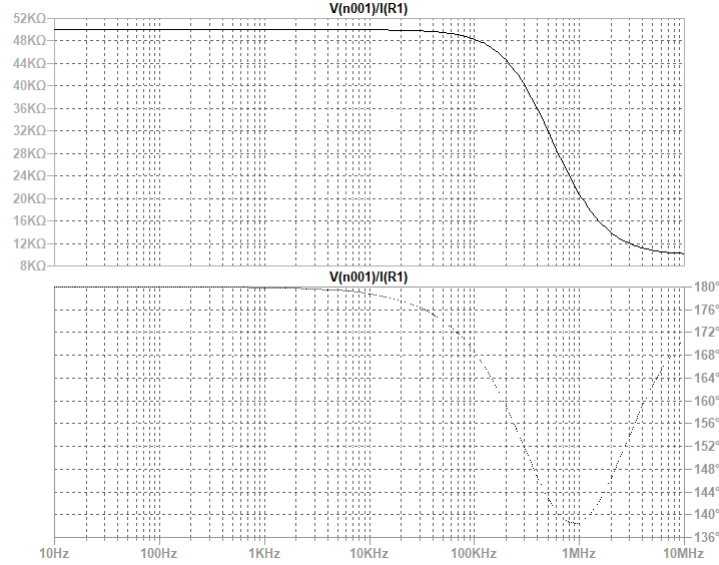


Figura 60: Simulación de impedancia de entrada para el caso 1, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

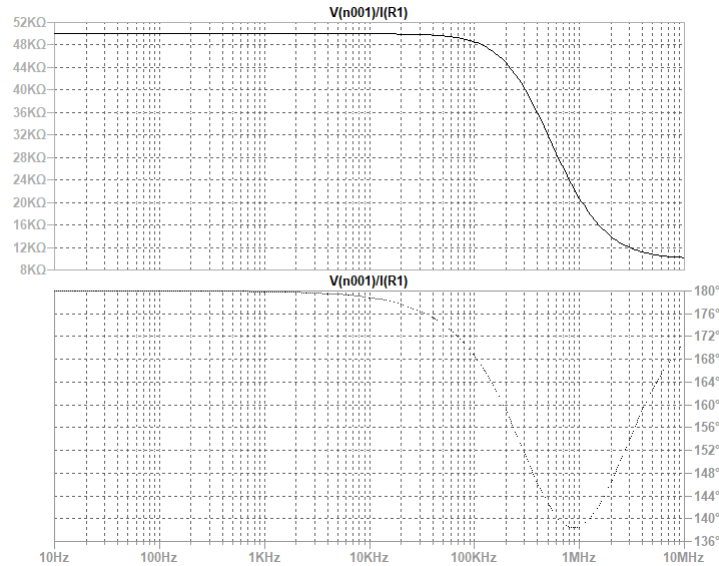


Figura 61: Simulación de impedancia de entrada para el caso 2, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

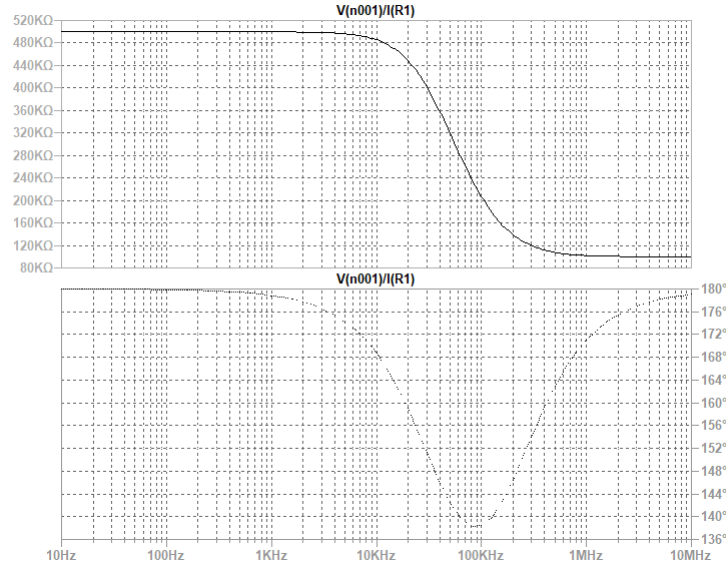


Figura 62: Simulación de impedancia de entrada para el caso 3, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

2.3. Alinialidades

2.3.1. Saturación y polo dominante

Teniendo en cuenta que la salida del Amplificador Operacional no podrá ser en modulo 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, podemos que en general, para grandes frecuencias, el efecto de saturación no se hace presente debido al comportamiento pasabajos de el circuito analizado.

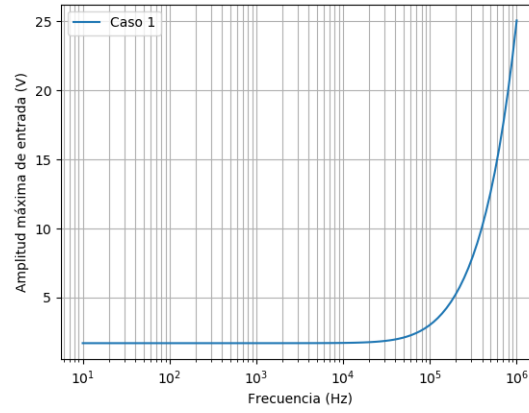


Figura 63: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 1

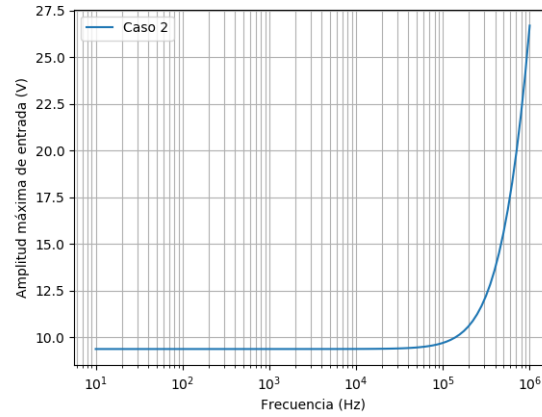


Figura 64: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 2

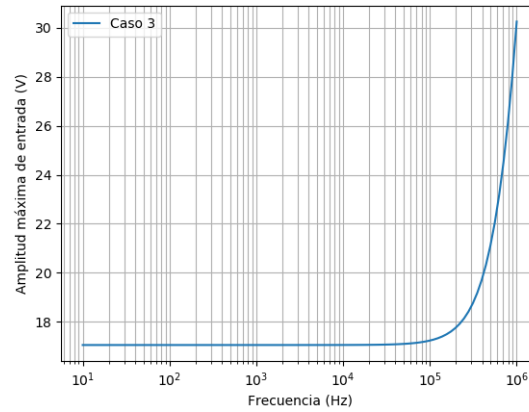


Figura 65: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 3

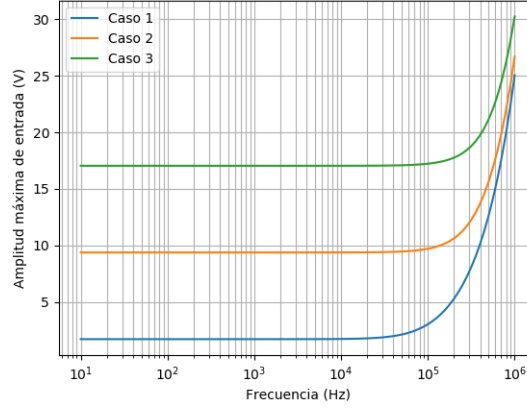


Figura 66: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación

2.3.2. 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, $v_{in}(t) = V_p \sin(2\pi f t)$, por ende, $V_{out}(t) = |H(f)| V_p 2\pi f \cos(2\pi f t + \phi(f))$. 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), tenemos que;

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

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

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

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

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

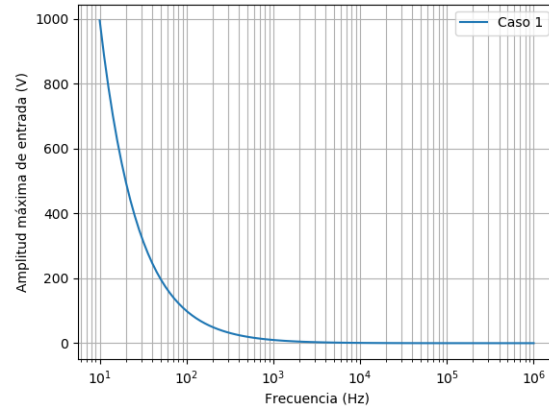


Figura 67: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra *Slew Rate* en el caso 1

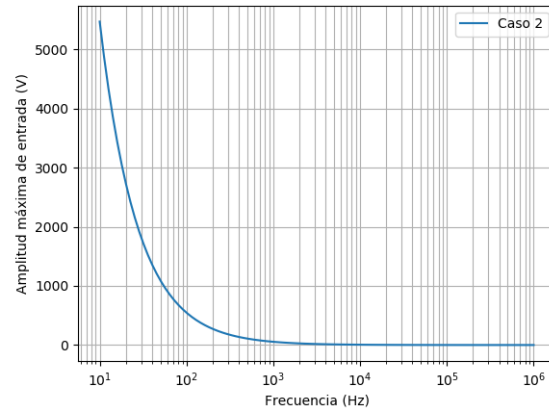


Figura 68: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra *Slew Rate* en el caso 2

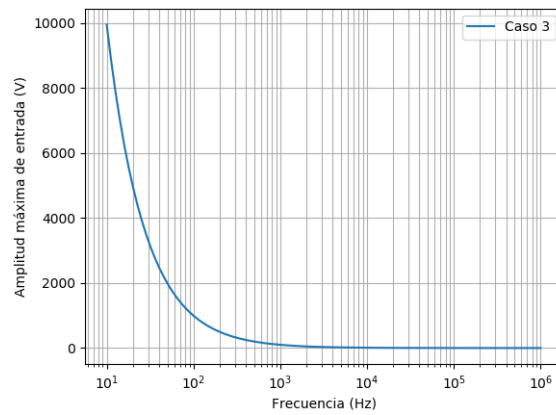


Figura 69: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra *Slew Rate* en el caso 3

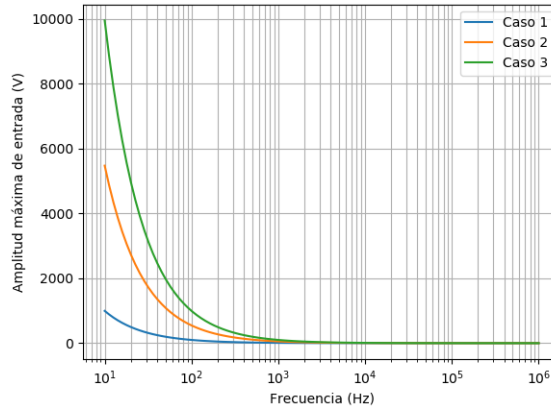


Figura 70: Tensión de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra *Slew Rate*

2.3.3. Conclusiones

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

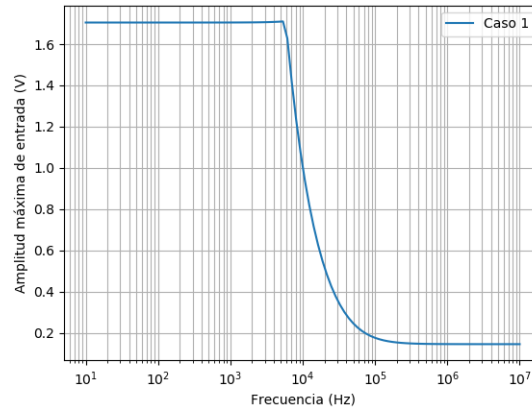


Figura 71: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades en el caso 1

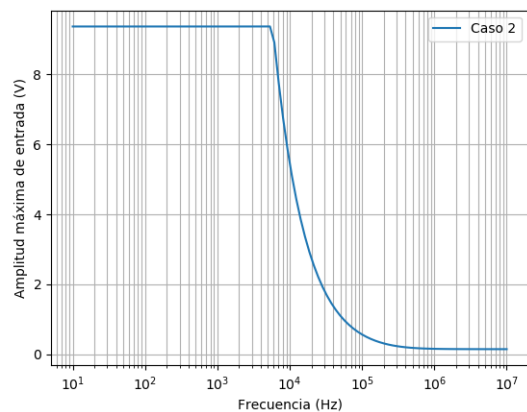


Figura 72: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades en el caso 2

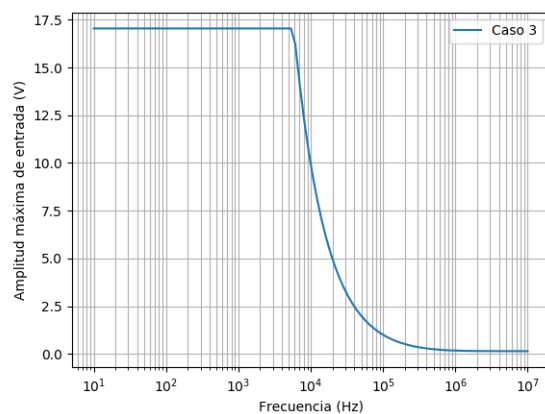


Figura 73: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades en el caso 3

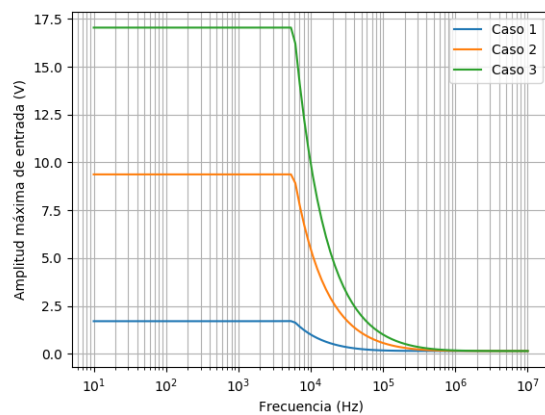


Figura 74: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades

2.4. DC Sweep

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

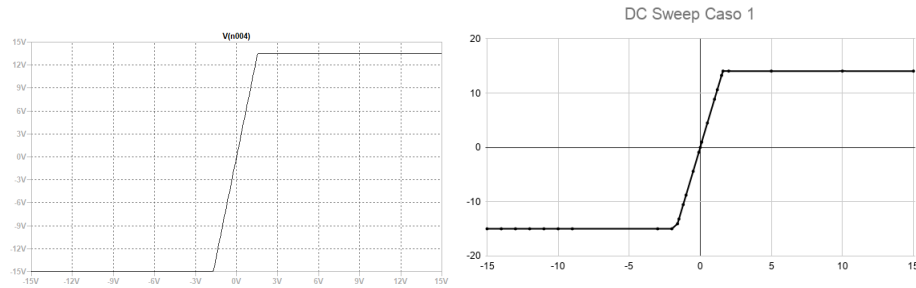


Figura 75: DC Sweep caso 1

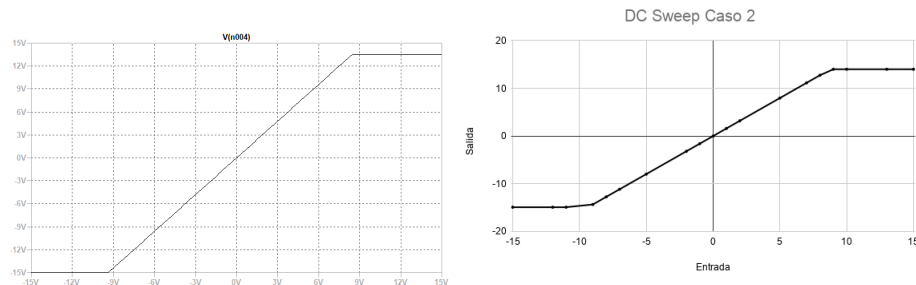


Figura 76: DC Sweep caso 2

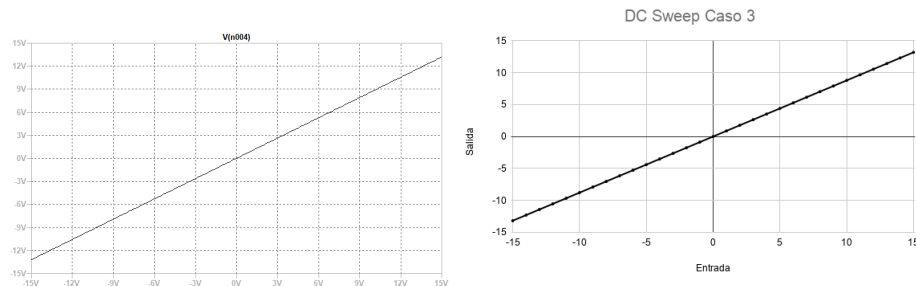


Figura 77: DC Sweep caso 3

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

3. Conclusiones

Es determinante tener en cuenta las alinialidades que provoca un Amplificador Operacional, ya sea por saturación, *Slew Rate* o por *Crossover Distortion*, ya que es muy importante para proceder a hacer mediciones sobre los mismos. Estas alinialidades 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 Bandwith Product* (GBP), podemos cambiar nuestro circuito para que trabaje mas idealmente a altas frecuencias. Es decir, que para un caso A con ganancia β , y una frecuencia

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

Parte II

Circuito de Aplicación: Sensor de Temperatura

En esta parte del presente trabajo, se pidió implementar un circuito que adapte la señal de un sensor de temperatura *LM35*. Se solicitó que la señal de salida del circuito diseñado fuera apropiada para ser adquirida por un sistema con tensión de entrada variable entre 0V y 5V.

1. Diseño del Circuito

Como condición de diseño, se pidió que el circuito adapte las señales correspondientes a temperaturas que varían entre 35° y 45° en un rango de tensiones de salida comprendidas entre 0V y 5V (35°C → 0V ; 45°C → 5V).

1.1. LM35

Como primer paso se inspeccionó la hoja de datos del sensor que se utilizó en el diseño. Los parámetros relevantes que se extrajeron de la misma fueron la tensión de alimentación, y la tensión de salida en función de la temperatura. Respecto a la alimentación, el sensor admite tensiones de alimentación comprendidas entre +4V y +20V, la cual se proporciona entre un terminal *Vs* y *GND*. Respecto a la tensión de salida (proporcional a la temperatura del sensor), la misma está dada por la siguiente expresión:

$$V_T(T) = 0mV + 10,0mV/^{\circ}C * T$$

Donde la temperatura T está en $^{\circ}C$. Utilizando esta información se determinaron las tensiones correspondientes las temperaturas de 35°C y 45°C:

$$V_T(35^{\circ}C) = 350mV$$

$$V_T(45^{\circ}C) = 450mV$$

De esta forma, se puede establecer una relación entre la tensión proporcionada por el sensor y la tensión de salida esperada (impuesta por la condición de diseño comentada al comienzo del apartado):

$$V_T = 350mV \rightarrow V_{out} = 0V$$

$$V_T = 450mV \rightarrow V_{out} = 5V$$

1.2. Linealidad de la salida: Implementación con amplificadores operacionales

Se estableció que la tensión de salida V_{out} correspondería a una función lineal dependiente de la tensión de entrada V_T (generada por el sensor). Para lograr este resultado se propuso la siguiente expresión de V_{out} en función de V_{in} :

$$V_{out}(V_{in}) = kV_{in} + V_2 \quad (8)$$

Dadas las siguientes condiciones iniciales, impuestas como regla de diseño:

$$V_{out}(0,350V) = k(0,350V) + V_2 = 0V$$

$$V_{out}(0,450V) = k(0,450V) + V_2 = 5V$$

Despejando, se obtiene:

$$k = 50 \quad (9)$$

$$V_2 = -17,5V \quad (10)$$

1.2.1. Diagrama de señal y cálculo de parámetros

Se procedió a trazar un diagrama de señal que me permitiera obtener la expresión deseada, a partir de módulos amplificadores y sumadores (que se pueden implementar con amplificadores operacionales). El diagrama resultante fue:

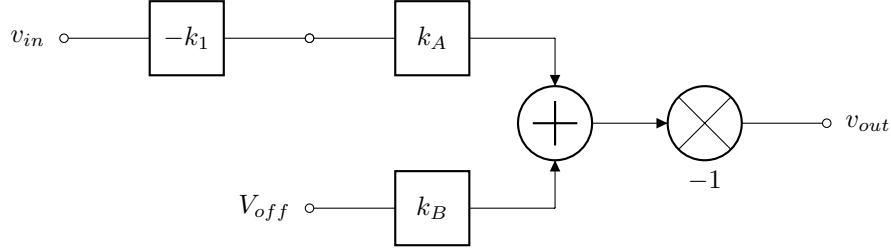


Figura 78: Diagrama de señal del circuito a implementar

Si se calcula la señal v_{out} en función de v_{in} , considerando que los demás parámetros del diagrama son valores constantes, se obtiene:

$$v_{out} = (k_1 k_A) v_{in} + (-k_B V_{off}) \quad (11)$$

Al analizar la expresión 8 se pudo establecer una equivalencia entre el factor k y $(k_1 k_A)$, y entre el término V_2 y $(-k_B V_{off})$ para obtener la salida deseada utilizando el diagrama de señal de la Figura 78, entonces, se estableció que:

$$k = k_1 k_A = 50; \quad (12)$$

$$V_2 = -k_B V_{off} = -17,5V \quad (13)$$

Habiendo establecido valores para los módulos de la Figura 78, el problema se trasladó a implementar el diagrama mediante dos amplificadores operacionales. Las dos fases en cascada a implementar se muestran en las Figuras 79 y 80.

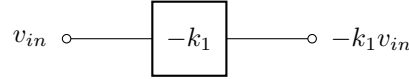


Figura 79: Primera fase del diseño: Amplificador inversor

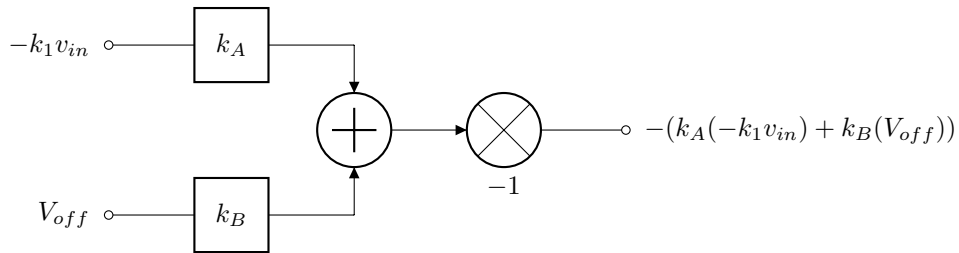


Figura 80: Segunda fase del diseño: Amplificador sumador

1.2.2. Primera Fase: Amplificador Inversor

La Figura 81 muestra un amplificador operacional configurado en modo inversor. La transferencia del para una tensión continua, se obtiene como:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_f}{R_i}$$

y produce una salida

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_1} V_{in}$$

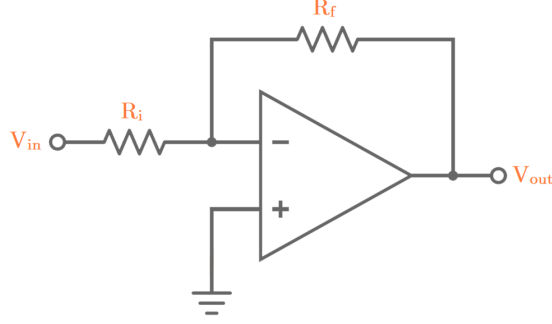


Figura 81: Circuito amplificador inversor

Para implementar la fase 1, se requiere la siguiente igualdad:

$$-\frac{R_f}{R_1} = -k_1$$

Entonces

$$k_1 = \frac{R_f}{R_1}$$

A partir de esta igualdad ya se pueden establecer valores de las resistencias que implementan el circuito amplificador inversor, cuya elección se detallará mas adelante.

1.2.3. Segunda Fase: Sumador Ponderado Inversor

A continuación, en la Figura 82 se muestra la configuración de un amplificador operacional como sumador ponderado:

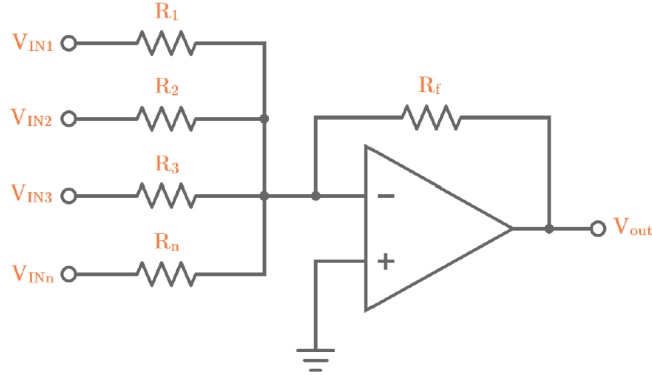


Figura 82: Circuito amplificador sumador ponderado

La salida que produce el circuito es la siguiente:

$$V_{out} = -\left(\frac{R_f}{R_1} V_{IN1} + \frac{R_f}{R_2} V_{IN2} + \dots + \frac{R_f}{R_n} V_{INn}\right)$$

A partir de la salida del circuito sumador, y el diagrama de señal de la figura 80 se establecen la siguientes igualdades:

$$k_A = \frac{R_f}{R_1}$$

$$k_B = \frac{R_f}{R_2}$$

1.3. Fases amplificadoras en cascada

Explicado el diseño de las dos fases que componen el circuito adaptador de la señal, a continuación se muestra en la Figura 83 se muestra el circuito que implementa el diseño:

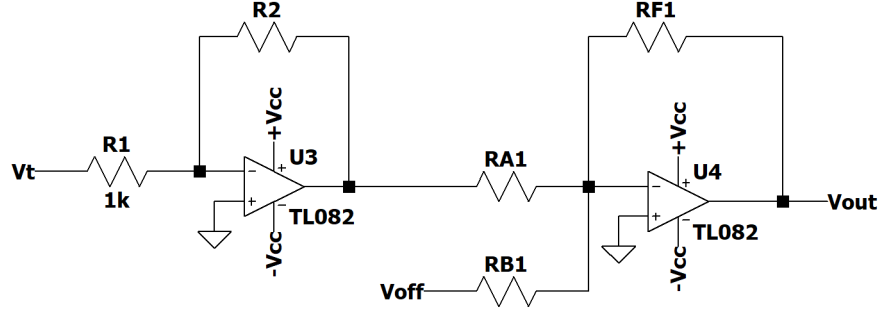


Figura 83: Circuito que implementa las dos fases de amplificadores operacionales

Siguiendo la nomenclatura de las resistencias de la Figura 83, las relaciones entre las resistencias, halladas en los ítemes anteriores son:

$$\frac{R_2}{R_1} = k_1$$

$$\frac{R_{F1}}{R_{A1}} = k_A$$

$$\frac{R_{F1}}{R_{B1}} = k_B$$

$$k_1 k_A = 50$$

$$k_B V_{off} = 17,5V$$

Se eligieron los siguientes valores de resistencias y V_{off} :

$$R_1 = 1k\Omega$$

$$R_2 = 10k\Omega$$

$$R_{F1} = 10k\Omega$$

$$R_{A1} = 2k\Omega$$

$$R_{B1} = 2k\Omega$$

$$V_{off} = 3,5V$$

La salida analítica esperada del circuito con los valores mencionados se muestra en la Figura 84. Curva corresponde a la relación entre tensión de salida V_{out} vs. tensión de entrada V_{in} . Cabe destacar que la gráfica mostrada no contempla la restricción de la limitación de tensión a la salida, la cual se desarrolla en las próximas secciones.

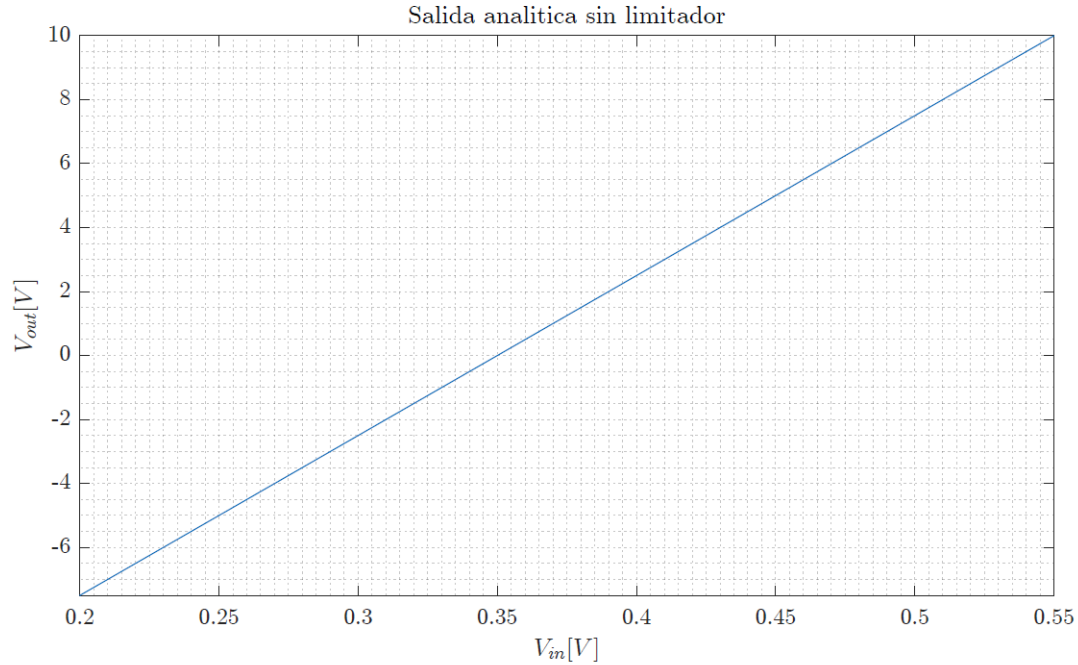


Figura 84: Tensión de salida analítica.

1.4. Generación de V_{off}

Para generar una tensión de offset V_{off} se implementó un divisor resistivo, como se indica en la Figura 85. Mas adelante se detallará la implementación del divisor resistivo mediante una resistencia variable, y su función en la calibración del dispositivo.

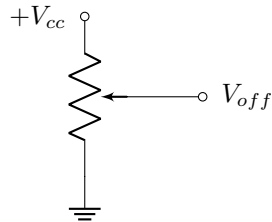


Figura 85: Generación de V_{off} con divisor resistivo

1.5. Limitación de tensión de salida

Se indicaron restricciones respecto a los límites de tensión presentes a la salida del dispositivo. La tensión de salida no debe ser mayor a $+6V$ ni menor a $-1V$. Para lograr esto se dispusieron una serie de diodos a modo de reguladores de tensión. Los mismos se dispusieron como indica la Figura 86

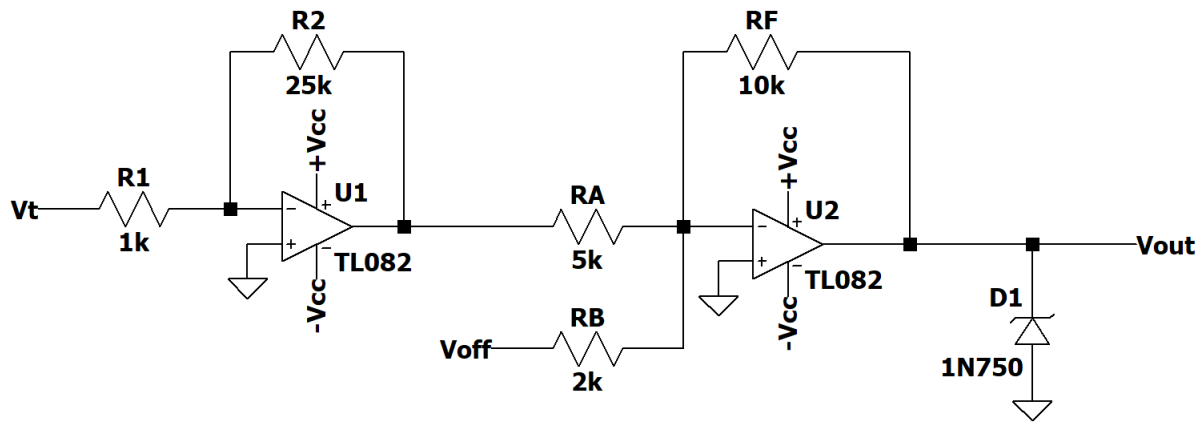


Figura 86: Circuito con limitador de tensión

El diodo $D1$ limita las tensiones positivas al valore de tensión de ruptura, que ronda los $5,6V$ y las tensiones negativas al valor de su tensión de directa que ronda los $0,7V$. Con esta protección se cumplen los requisitos impuestos.

2. Simulaciones

Previo a la implementación física del circuito, se llevo a cabo una serie de simulaciones con el objetivo de verificar el funcionamiento del diseño y también determinar la variación de la salida respecto a las tolerancias de las resistencias, de forma tal de elegir el método de calibración adecuado.

2.0.1. Señal de salida

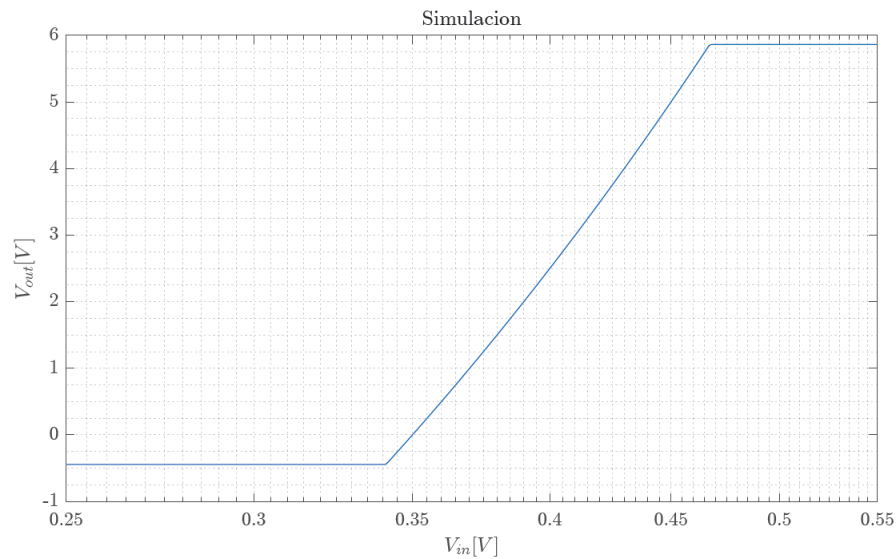


Figura 87: Circuito simulado en LTspice

La salida simulada en LTspice se muestra en la Figura 87. Como se observa, le curva se ajusta a la señal analítica presentada en la Figura 84, a diferencia que en la simulación están presentes los diodos que limitan la salida.

2.0.2. Sensibilidades y calibración

A continuación se realizó un sencillo análisis de sensibilidades para determinar la variación en la señal de salida respecto a los cambios en los valores de las resistencias. Como se determinó en la sección 1.2, la señal de salida V_{out} es una recta para el rango de tensiones de entrada comprendido entre $350mV$ y $450mV$, de la forma:

$$V_{out} = kV_{in} + V_2$$

Las deformaciones en la salida pueden estar causadas por variaciones en k o en V_2 , es decir, sufrirá deformaciones en la pendiente o en el offset. Las simulaciones de Montecarlo realizadas sobre el circuito mostraron que, excepto R_F , todas las resistencias del circuito generaban un corrimiento vertical de la señal de salida, es decir, generaban un offset. Solamente las variaciones de R_F generaron un cambio muy leve en la pendiente. El efecto mencionado anteriormente se manifiesta en las Figuras 88, 89 y 90.

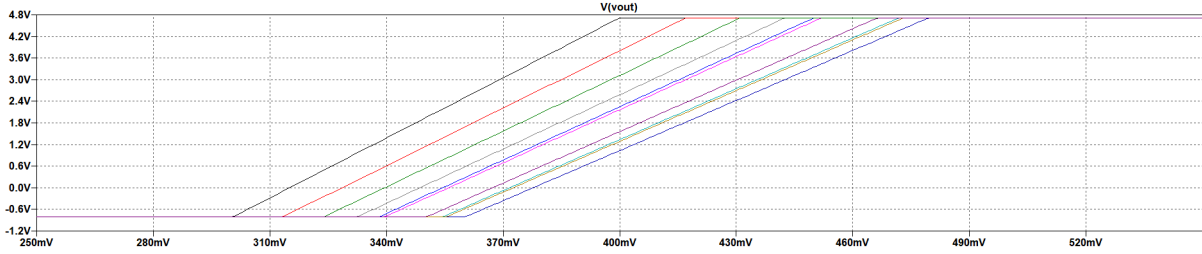


Figura 88: Variación de la salida variando R_1

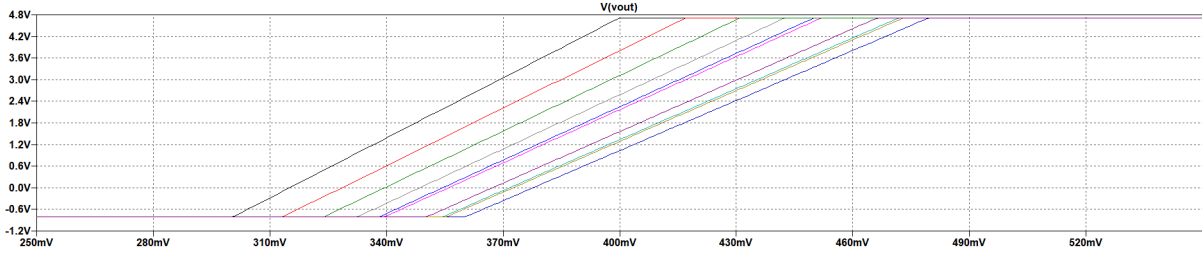


Figura 89: Variación de la salida variando R_A

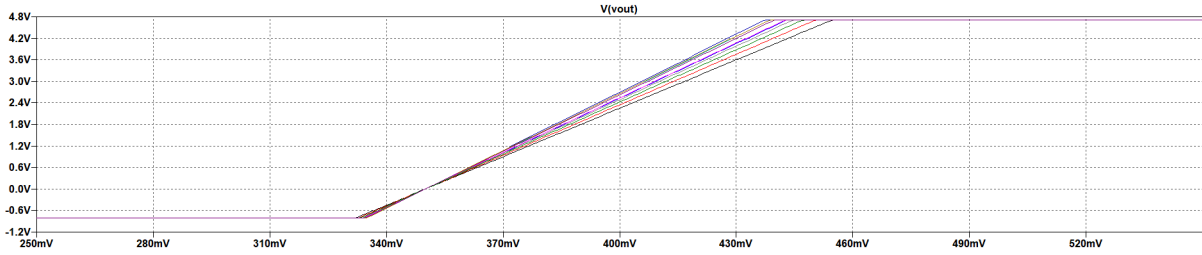


Figura 90: Variación de la salida variando R_F

El hecho de configurar incorrectamente el divisor resistivo que genera la tensión V_{off} , también genera un corrimiento vertical de la señal de salida.

Habiendo establecido el comportamiento de la salida frente a variaciones en la resistencia, se procedió a determinar el método mas conveniente para la calibración del circuito. Se solicitó que el diseño cuente con solo un dispositivo variable por el usuario para realizar tal calibración.

Se decidió realizar la calibración por medio del preset que genera la tensión V_{off} y la misma se realizara de la siguiente manera. Dado un valor de tensión de entrada V_{in} conocido comprendido entre $350mV$ y $450mV$, se variará R_{off} hasta que el valor de salida sea el esperado

3. Mediciones

Se realizaron mediciones sobre la salida del circuito y a la entrada para medir la impedancia de entrada del mismo.

3.0.1. Señal de salida

Se alimento el circuito con una fuente de alimentación partido de $\pm 15V$, y se remplazó la señal del integrado LM35 por una señal triangular generada mediante un generador de señales, simulando la tensión que generaría el integrado LM35 al incrementar su temperatura.

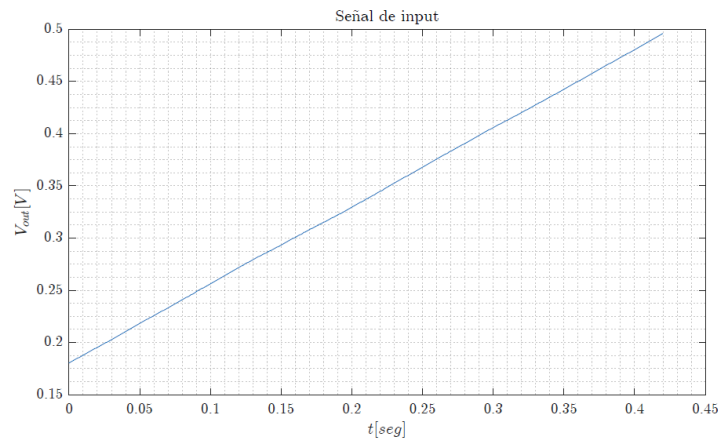


Figura 91: Señal de entrada que simulo la salida del integrado LM35

La Figura 91 muestra la señal de entrada implementada para observar el comportamiento de la señal de salida. En la Figura 92 se muestra una gráfica con los valores de la tensión de salida vs. el valor de tensión de entrada contrastada con la curva correspondiente a la simulación.

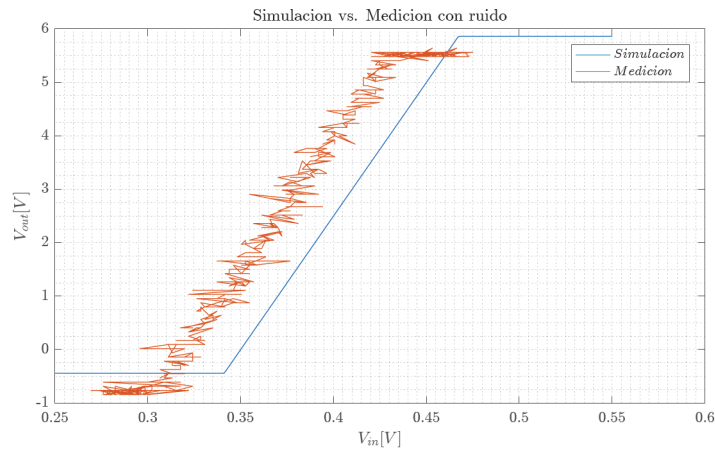


Figura 92: Tensión de salida vs. tensión de entrada simulada y medida

3.0.2. Impedancia de entrada

Para la medición de la impedancia de entrada se conectó una resistencia en serie a la entrada de la señal del circuito. Se ingresó una señal de entrada constante, y se midió la tensión antes y después de la resistencia mencionada, para así poder calcular la corriente que circula por la misma. Para determinar la impedancia de entrada se calculó el cociente entre la tensión de entrada y la corriente de entrada. Con los siguientes datos:

$$V_{in} = 373,44mV$$

$$I_{in} = 256,84\mu A$$

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = 1,45k\Omega$$

4. Hoja de datos

La Tabla muestra los datos relevantes al usuario del circuito implementado.

Parámetro	Valor	Unidad
Alimentación (V_{cc})	± 15	V
Tensión de salida(V_{out})	-0,75 a 5,50	V
Rango de temperaturas(ΔT)	35 a 45	$^{\circ}C$
Impedancia de entrada(R_{in})	1,45	$k\Omega$