1. Comportamiento de Amplificador Operacional Inversor

A lo largo de esta seccion se procedera 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 simbolico de ecuaciones se utilizo la librería *SymPy* de python, 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.

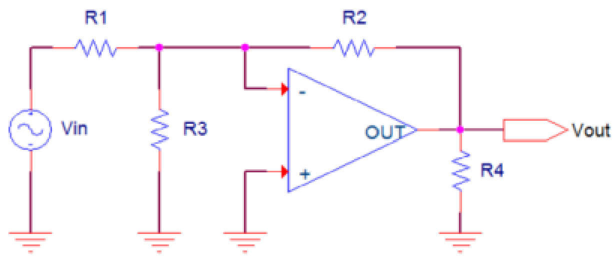


Figura 1: Circuito a analizar

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

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 continuacion y operando correctamente, se llega a que la relacion $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ esta dada por la ecuación (1).

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

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

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

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

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

Como podemos ver, tenemos un polo en nuestra transferencia por lo cual, el circuito se deberia 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 figurar 2, 4 y 6. 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 graficante) y en el simulado se uso el modelo real del LM324.

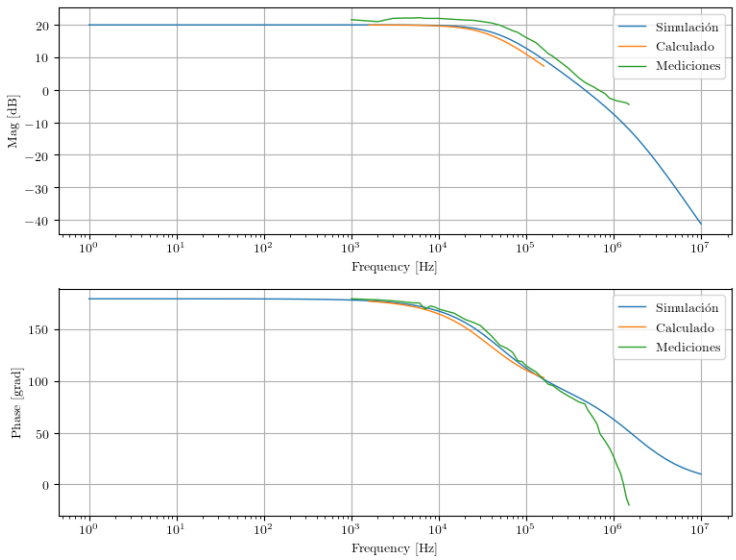


Figura 2: Comportamiento del circuito para el caso 1

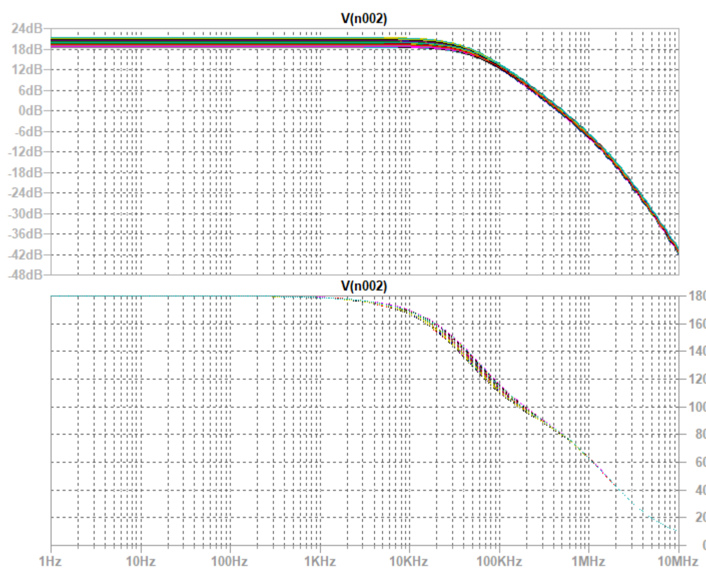


Figura 3: Análisis montecarlo del circuito para el caso 1

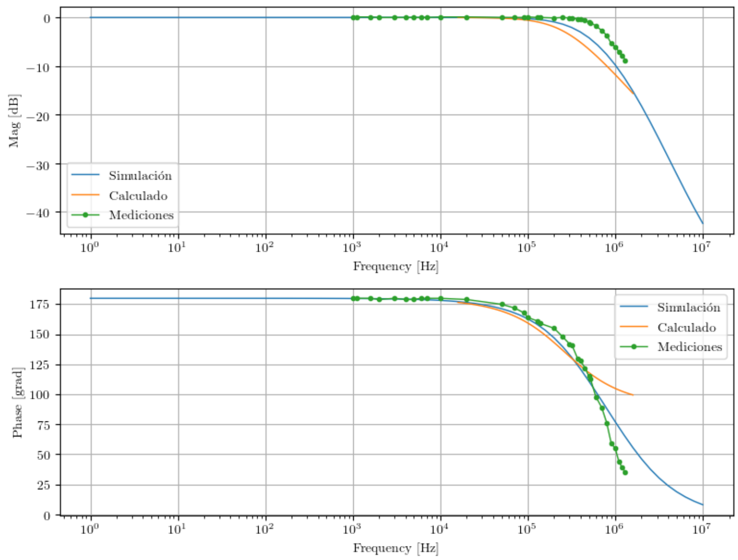


Figura 4: Comportamiento del circuito para el caso 2

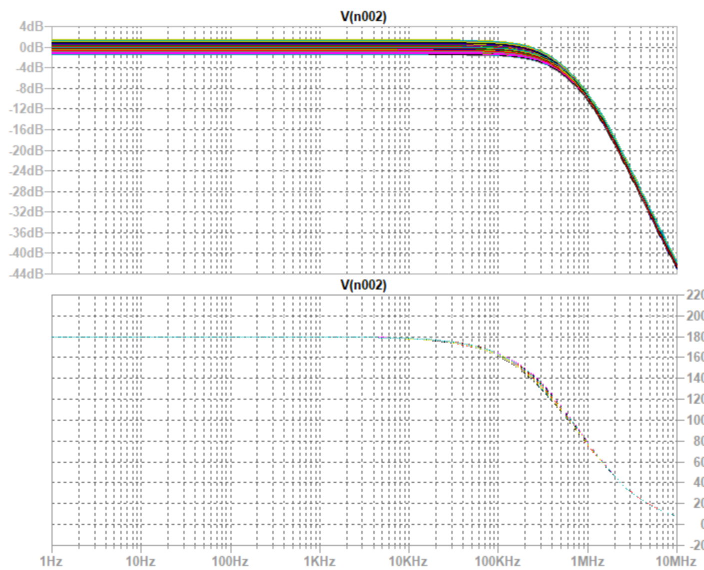


Figura 5: Análisis montecarlo del circuito para el caso 2

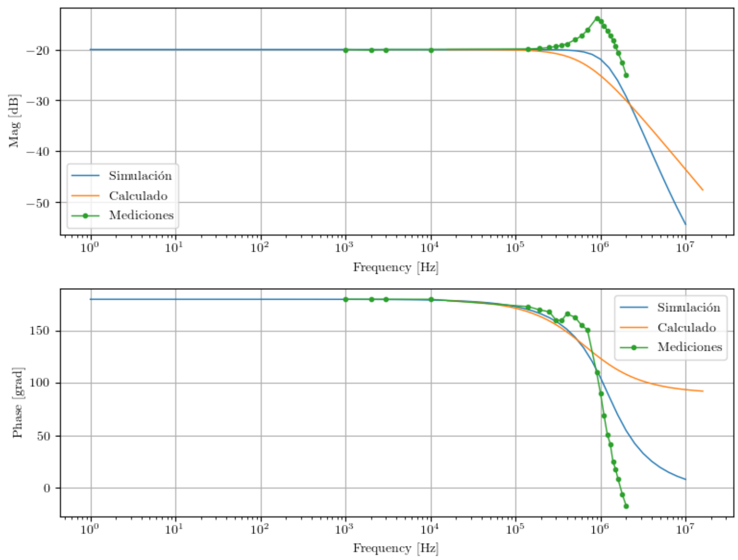


Figura 6: Comportamiento del circuito para el caso 3

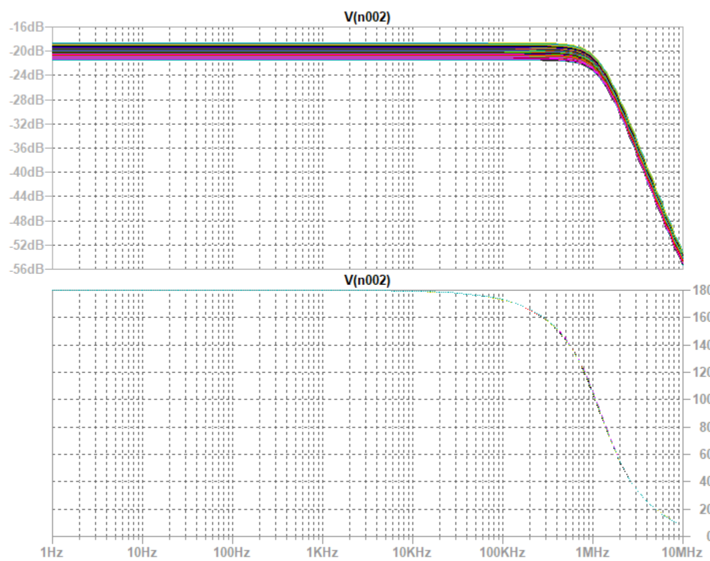


Figura 7: Análisis montecarlo del circuito para el caso 3

Como se pudo observar en las Figuras 2, 4 y 6, 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).

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 subseccion, y operando adecuadamente, llegamos a que la impedancia de entrada es la descripta en la ecuación (2).

$$K = \frac{R_2 a_0 \omega_p (R_3 + R_1) - \omega_p (a_0 - 1)\,(R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3)}{R_2 a_0 \omega_p - (R_2 + R_3)\,\omega_p\,(a_0 - 1)}$$

$$C = \frac{\omega_p (a_0 - 1)\,(R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3) - R_2 a_0 \omega_p\,(R_3 + R_1)}{(R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3)}$$

$$L = \frac{(R_2 + R_3)\,\omega_p\,(a_0 - 1) - R_2 a_0 \omega_p}{R_2 + R_3}$$

$$\Rightarrow Z_{in} = K\,\frac{1 + \frac{s}{C}}{1 + \frac{s}{L}} \tag{2}$$

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

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

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

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

Graficando la impedancia de entrada con respecto a la frecuencia de entrada, se puede ver en la figura 8, como va variando dependiendo de la frecuencia, es decir, no permanece constante. Nuevamente, podemos observar como esta impedancia no es afectada por R_4.

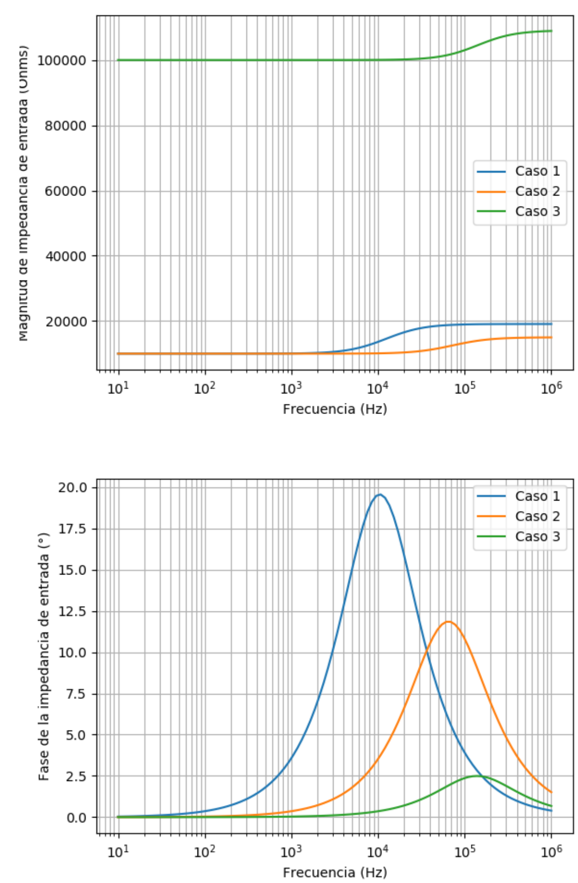


Figura 8: Impedancia de entrada Calculada

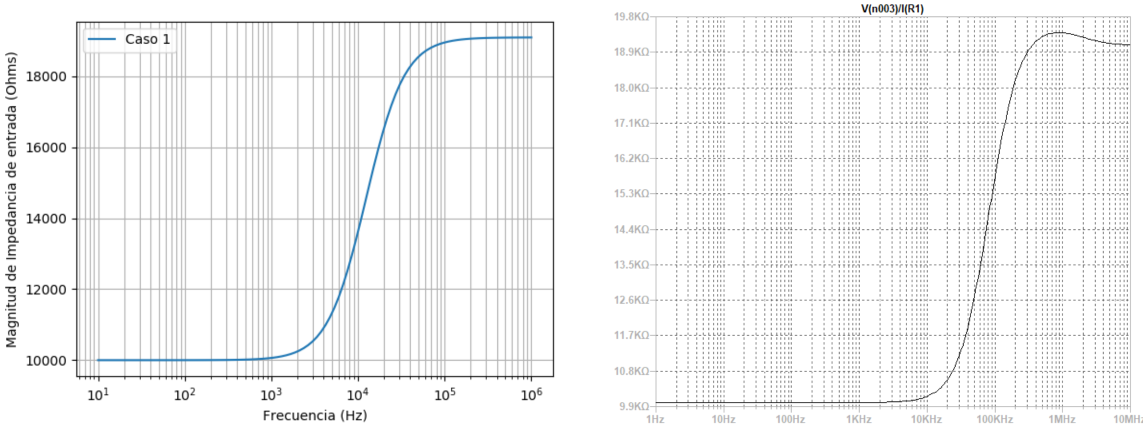


Figura 9: Calculo y simulación del modulo de la impedancia de entrada para el caso 1

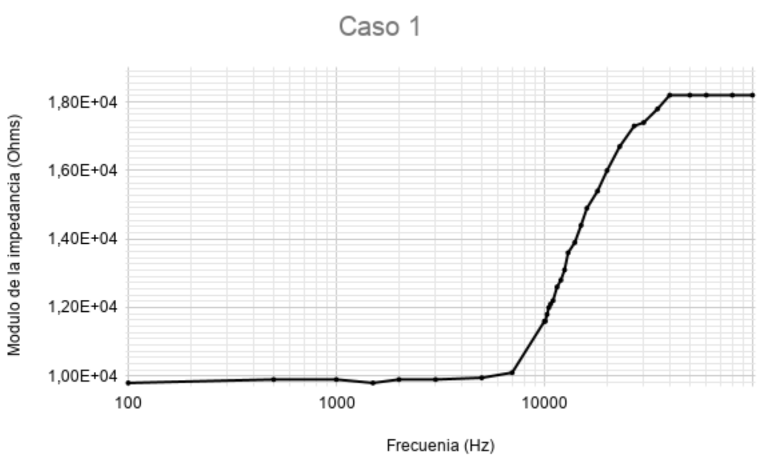


Figura 10: Medición del modulo de la impedancia de entrada para el caso 1

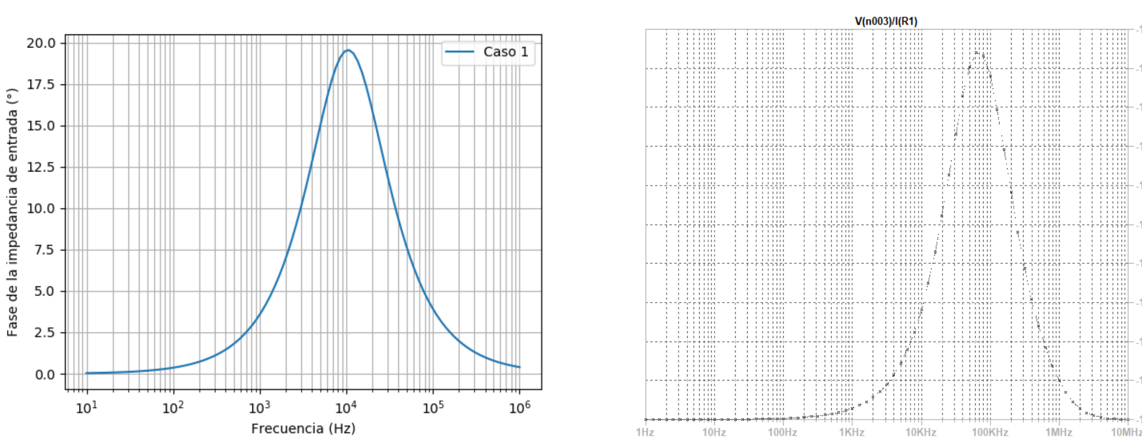


Figura 11: Calculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 1

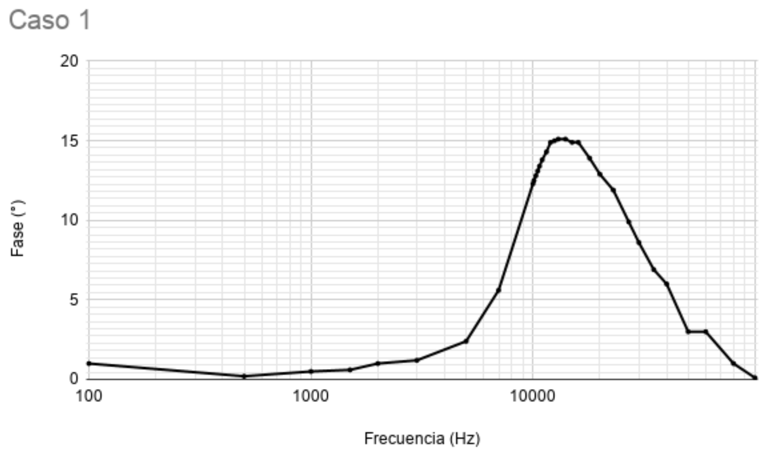


Figura 12: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 1

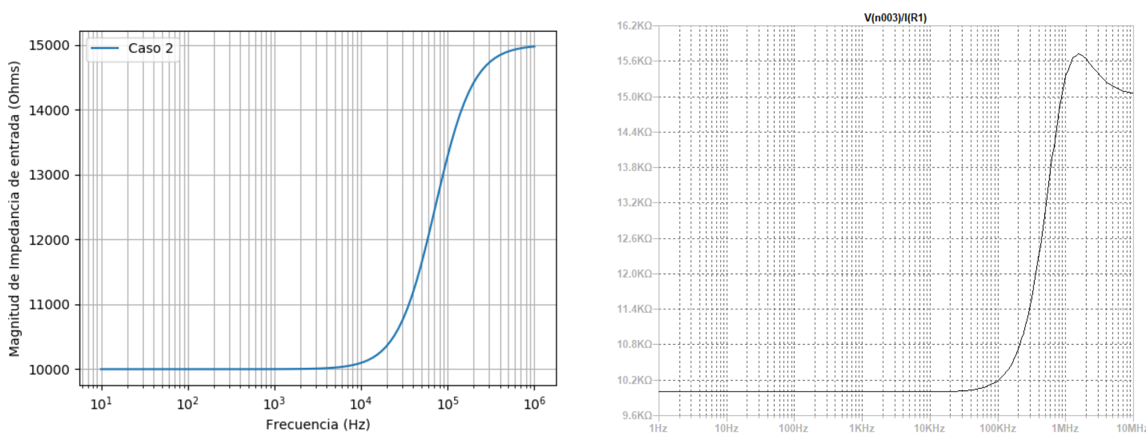


Figura 13: Calculo y simulación del modulo de la impedancia de entrada para el caso 2

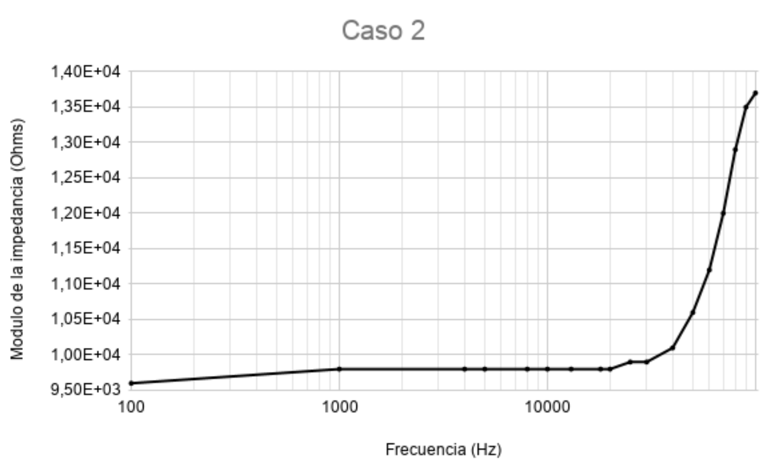


Figura 14: Medición del modulo de la impedancia de entrada para el caso 2

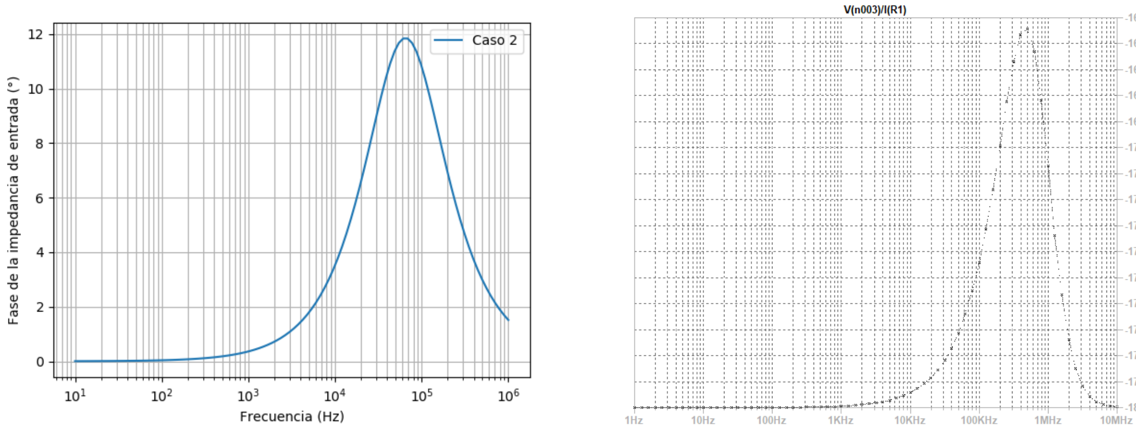


Figura 15: Calculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 2

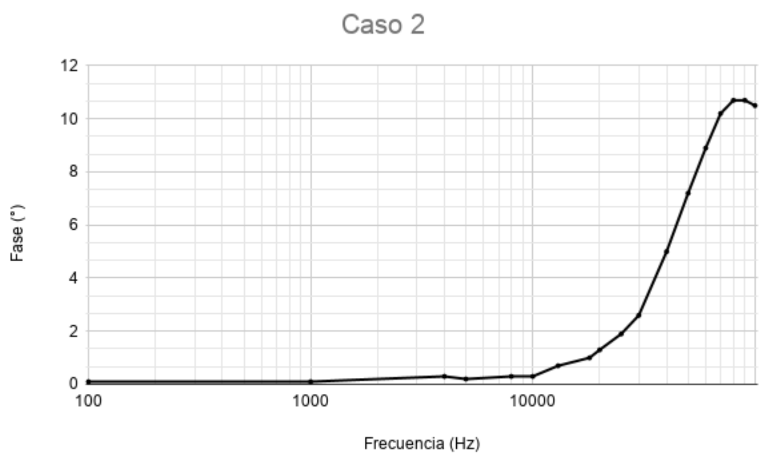


Figura 16: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 2

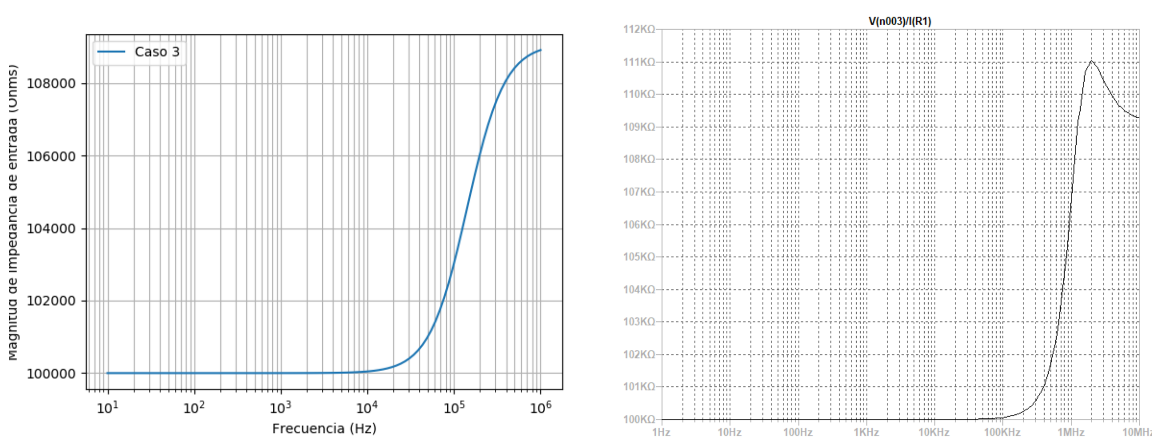


Figura 17: Calculo y simulación del modulo de la impedancia de entrada para el caso 3

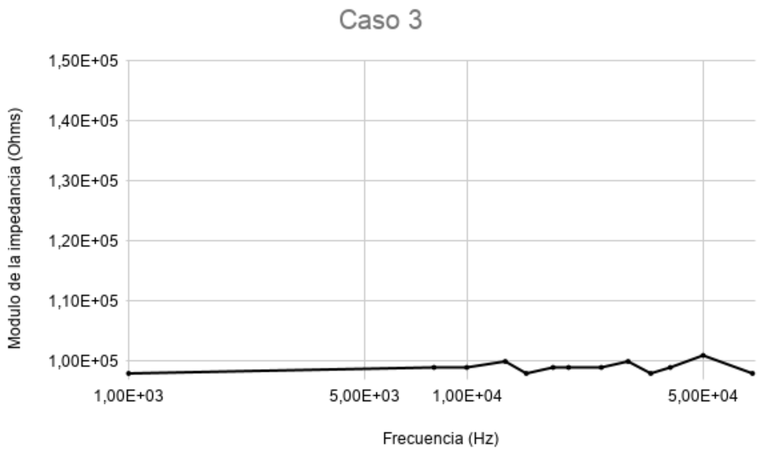


Figura 18: Medición del modulo de la impedancia de entrada para el caso 3

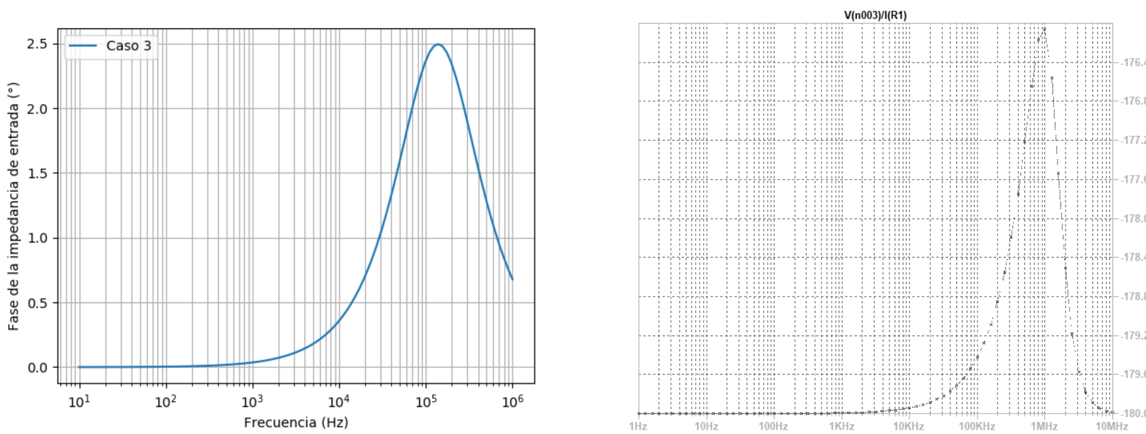


Figura 19: Calculo y simulación de la fase de la impedancia de entrada para el caso 3

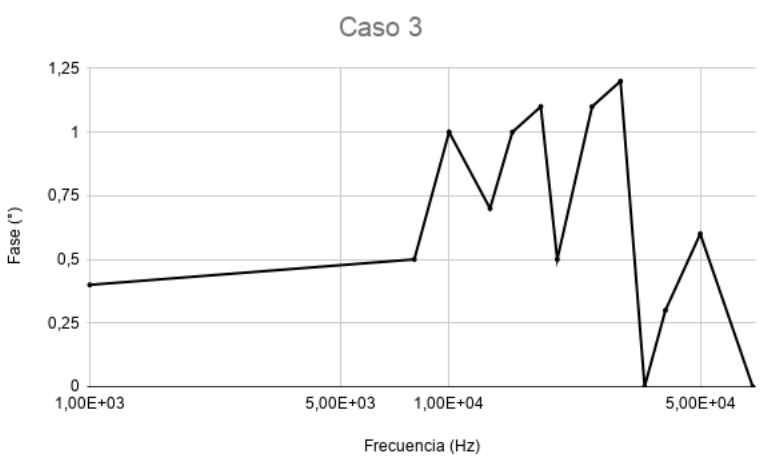


Figura 20: Medición de la fase de la impedancia de entrada para el caso 3

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 toleraqncias 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 OpAmp

A continuación, se decidió aclarar cuales son las consideraciones para caracterizar a nuestro circuito de manera lineal. Para esto poseemos varias consideraciones que son descriptas a continuación.

1.3.1. Saturación y polo dominante

Si tenemos en cuenta un OpAmp ideal, nuestro primer contacto con un circuito alineal se da cuando se entra en saturación, es decir, $|V_{out}| > |V_{cc}|$. Si consideramos una tension de entrada de la forma $V_{in} = sin(2\pi f t)$, es decir, con amplitud *1(V)* , solo nos basta con analizar el valor del modulo de la transferencia vista en la ecuación (1).

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

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

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

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

Con estas ecuaciones, podemos ver, que el efecto de saturacion 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 tensines de entrada superiores ya que la frecuencia minima de operacion a la cual no satura el OpAmp podria empezar a afectar nuestro circuito.

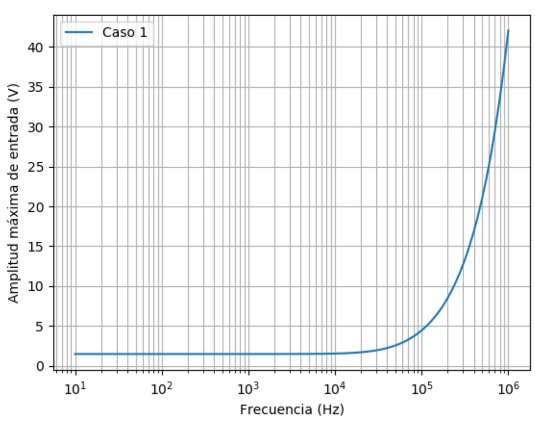


Figura 21: Tension maxima en funcion de la frecuencia de operacion para que el circuito no entre en saturacion caso 1

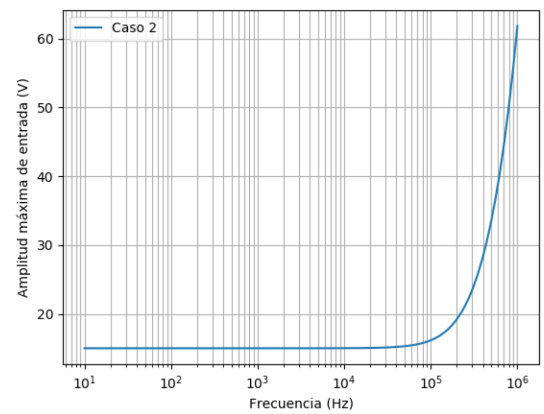


Figura 22: Tension maxima en funcion de la frecuencia de operacion para que el circuito no entre en saturacion caso 2

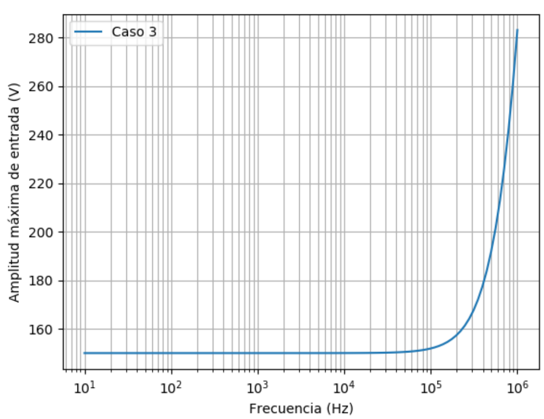


Figura 23: Tension maxima en funcion de la frecuencia de operacion para que el circuito no entre en saturacion caso 3

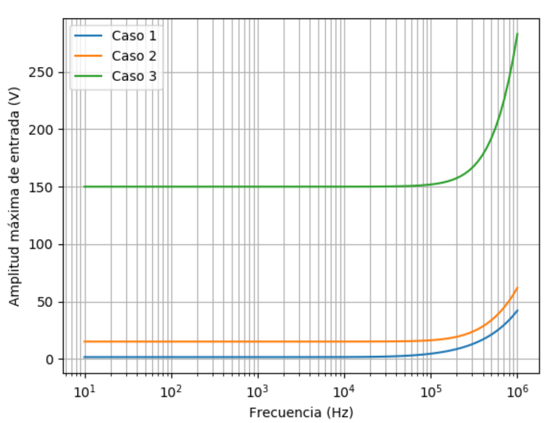


Figura 24: Tension maxima en funcion de la frecuencia de operacion para que el circuito no entre en saturacion

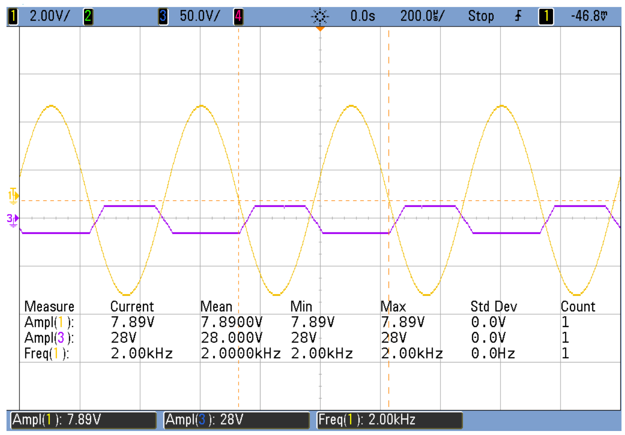


Figura 25: Medicion de la saturación para el caso 1 a 2(kHz)

Como se puede ver en la figura 25, el efecto de saturacion es muy evidente ya que con una entrada de 8(Vp), si nos fijamos en la figura 34, para 2 (kHz), la señal de entrada se encuetra 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 24, el efecto de saturación solo se puede notar cuando se supera un valor de tensión practicamente constante para cada caso en frecuencias bajas, sin embargo, en los tres casos a frecuencias altas, la tension máxima permitida para que empieze 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 nos topamos a la hora te poner limites a nuestro circuito será 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)* sinusoidal de la forma $x(t) = V_p sin(2\pi f t)$ le corresponde una salida $v_{out}(t) = |H(f)|\, V_p sin(2\pi f t + \phi(\omega))$ siendo $H(f) = |H(h)|\, e^{i\phi(\omega)}$. Por lo tanto, derivando la salida nos queda la ecuación (3).

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

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

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

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

$$V_{in} \leq \frac{6{,}37 \times 10^{-4} SR \sqrt{62{,}5 \times 10^3 \omega_p^2 \left(R_1R_2 + R_1R_3a_0 + R_1R_3 + R_2R_3\right)^2 + 2{,}5 \times 10^6 f^2 \left(R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3\right)^2}}{R_2R_3\omega_p a_0 f}$$

Como se puede ver en la Figura 30, 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 26, 27 y 28.

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

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

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

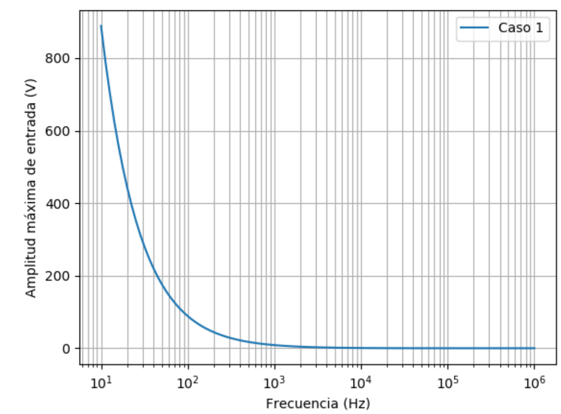


Figura 26: Calculo de tension pico maxima en funcion de la frecuencia para que no haya slew rate Caso 1

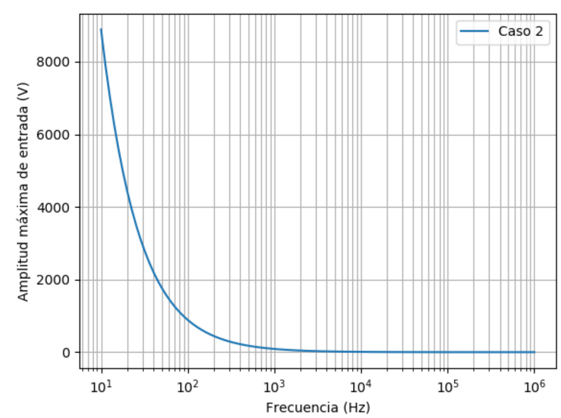


Figura 27: Calculo de tension pico maxima en funcion de la frecuencia para que no haya slew rate Caso 2

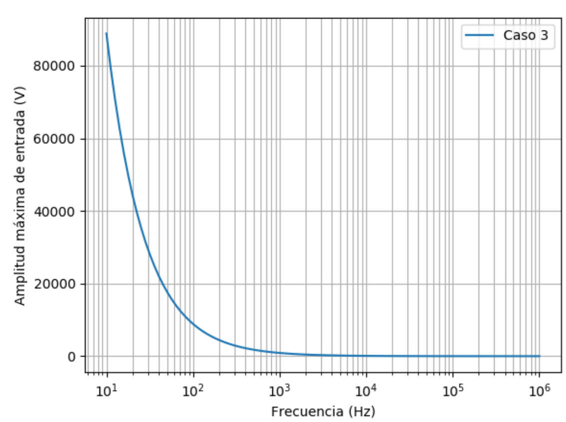


Figura 28: Calculo de tension pico maxima en funcion de la frecuencia para que no haya slew rate Caso 3

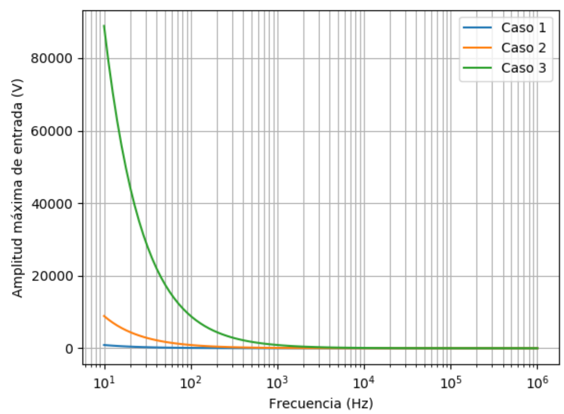


Figura 29: Calculo de tension maxima en funcion de la frecuencia para que no haya slew rate

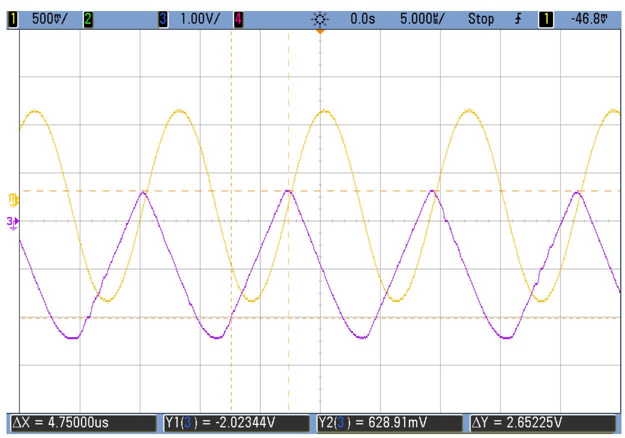


Figura 30: Medicion de la pendiente del Slew Rate

Como se puede observar en la Figura 29, los efectos del *slew Rate* comienzan a hacerse muy significativos a altas frecuencías, 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 tension de entrada, para que no se encuentre ninguna alinialidad en el circuito.

1.3.3. Crossover distortion

La crossover distortion o distorsión de cruce por cero, es una distorsion que se da en Amplificadores Operacionales que tienen a la salida una etapa "Push-Pull", una de estas etapas se muestra en la Figura 31. Esta alinialidad se produce por las corrientes de BIAS de los transistores BJT en esta etapa, que generan una caida de tension de 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 sera la mostrada en la Figura 32. Como el amplificador LM324 posee una etapa push-pull, es necesario solucionar este problema, para esto, la primera solucion fue crear un offset a la entrada de amplitud $V_{offset} \approx V_p + 0{,}7(V)$, siendo V_p la amplitud de la tension de entrada. De esta manera, nos aseguramos que el minimo 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, por lo cual, no abra una zona alineal en la transferencia.

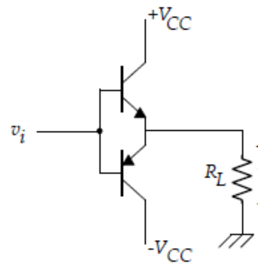


Figura 31: Etapa Push-Pull con transistores PNP y NPN

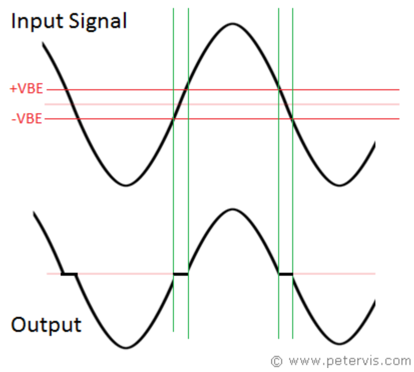


Figura 32: Crossover Distortion

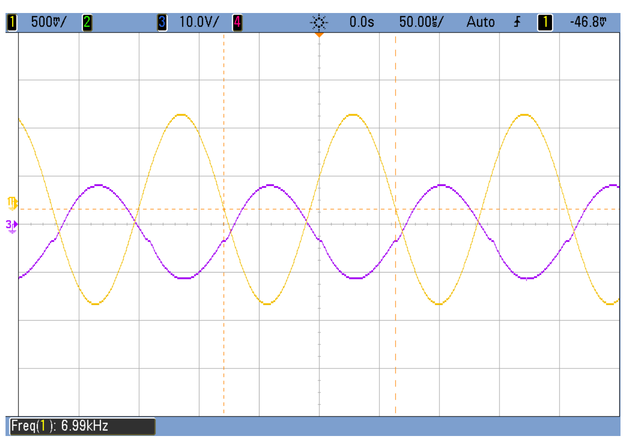


Figura 33: Medición de la distorsión de cruce por cero

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, $V_{offstet}$ 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 subseccion, 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 conclusion, teniendo en cuenta los efectos del Slew Rate y de la saturacion para diferenctes 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 maxima de la tensíon de entrada al circuito deberá estar por debajo de las curvas mostradas en las Figuras 34, 35 y 36.

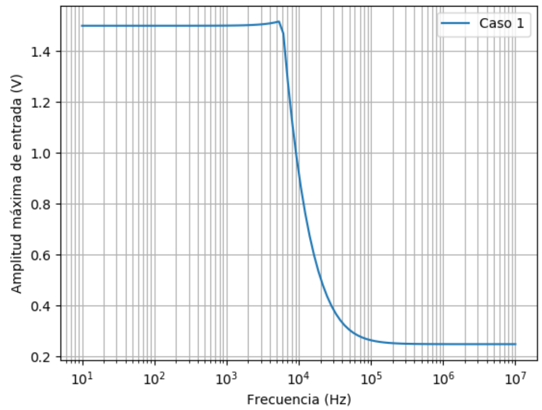


Figura 34: Amplitud máxima de entrada en funcion de la frecuencia para el caso 1

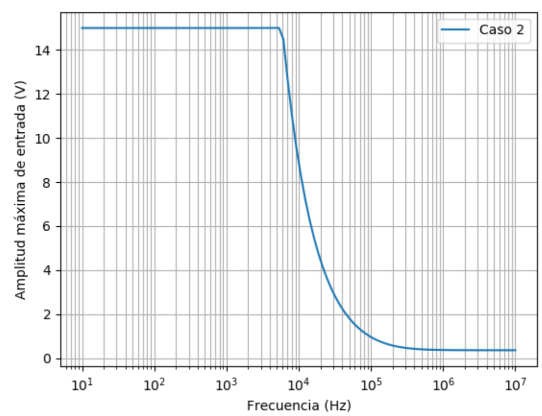


Figura 35: Amplitud máxima de entrada en funcion de la frecuencia para el caso 2

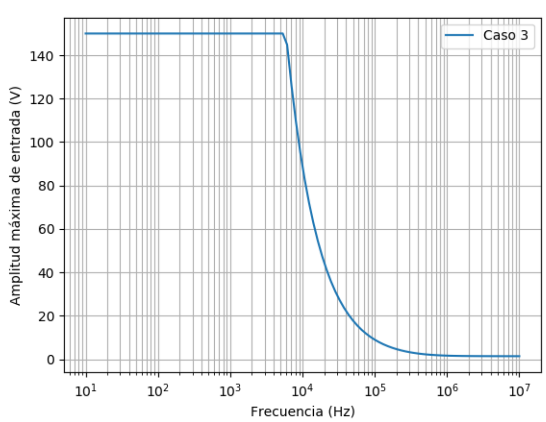


Figura 36: Amplitud máxima de entrada en funcion de la frecuencia para el caso 2

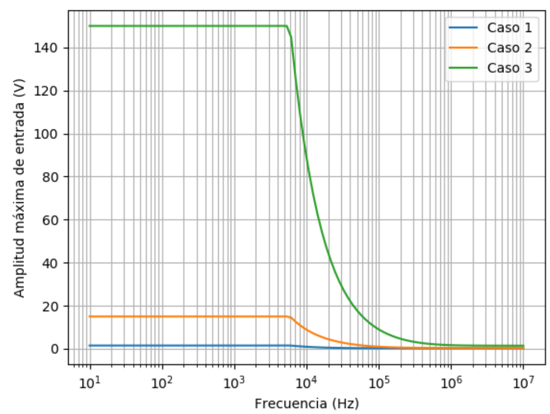


Figura 37: Amplitud máxima de entrada en funcion de la frecuencia

Como se puede observar, cuando la frecuencia se hace lo suficientemente grande, la aplitud 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 electromagnetico ambiente del laboratorio.

1.4. Otros fenomenos que afectan el comportamiento del OpAmp

1.4.1. Corriente de BIAS y Offset de entrada

El siguiente inconveniente se da debido a que el amplificado operacional esta compuesto por transistores BJT internamente, por ende, cada terminal v^+ y v^- tiene una corriente necesaria para polarizar a los transistores internamente que debe ser tenida en cuenta. A su vez, debe ser tenido en cuenta el offset de entrada, que generara 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 caracteristicas 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 tension de offset de entrada puede llegar a valer 3 (mV), los valores dichos previamente son valores tipicos, y estos son valores máximos. A su vez, la corriente de offset de entrada sera:

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

1.5. Aplicaciones y caracerísticas

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 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 pregutarnos cual 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 $R_4 \longrightarrow 0$, la corriente necesaria tendería a infinito, lo cual no es posible. El otro caso posible es que $R_4 \longrightarrow \infty$, esto significaria que la corriente de salida del OpAmp sea la mínima, y es necesario verificar que esa corriente no sea menor a la corriente minima de salida del OpAmp. 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 $i_2 \approx 0$, 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_3nos 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 $R_3 \longrightarrow 0$, 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 $R_3 \longrightarrow \infty$, entonces la ganancia es máxima.

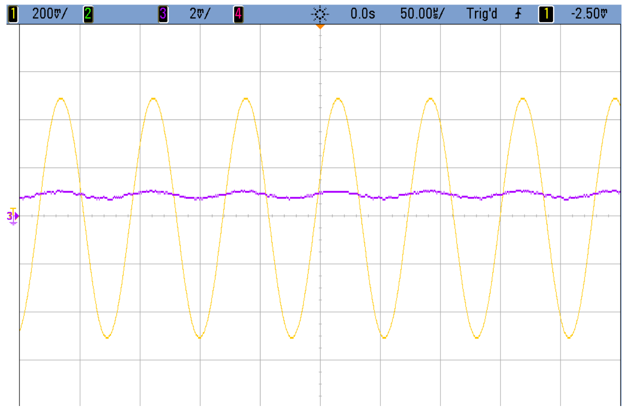
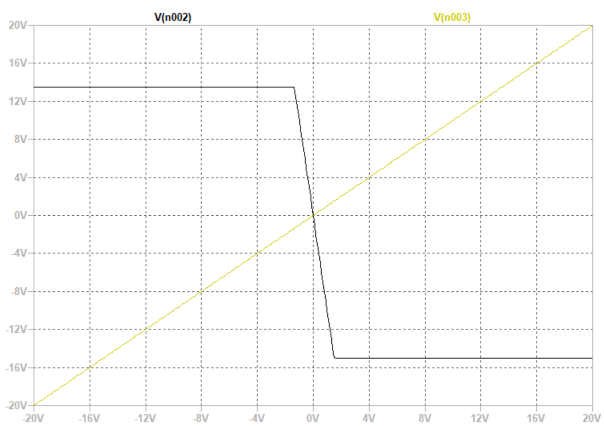


Figura 38: Mediciones del efecto de la resistencia R3

Como podemos ver en la Figura 38, la tension de salida no es exactamente 0(V), esto se debe a la tension 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 saturacion, se aplico un DC Sweep a la entrada para observar la salida, lo que se observo se muestra en las Figuras 39,40 y 41.



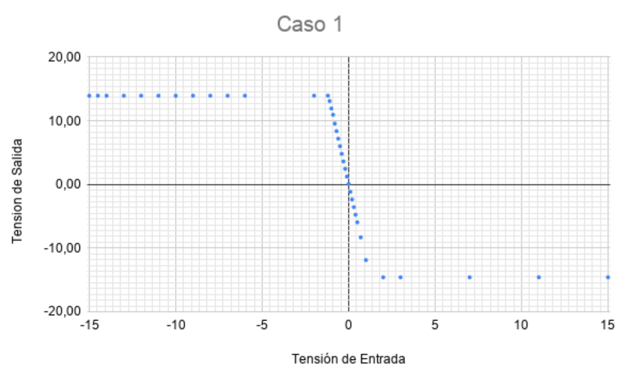


Figura 39: Simulación y mediciones del DC Sweep para el caso 1

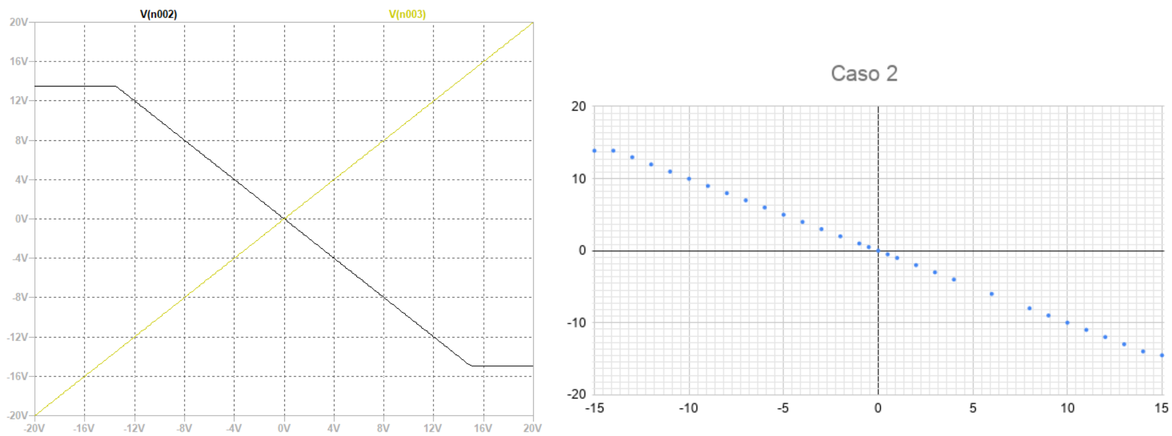


Figura 40: Simulación y mediciones del DC Sweep para el caso 2

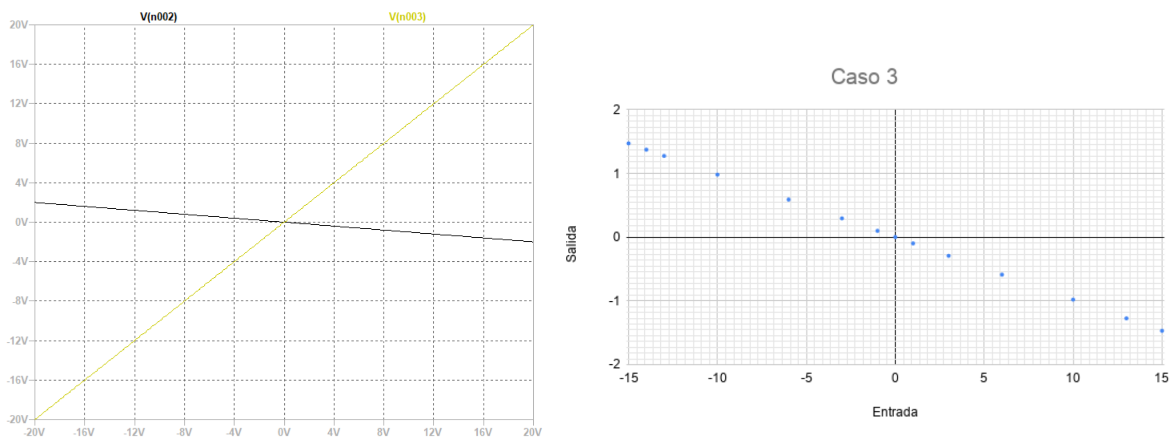


Figura 41: Simulación y mediciones del DC Sweep para el caso 3

Como se puede observar, practicamente no hay diferencias entre lo calculado y lo medido, las pequeñas diferencias en la V_{sat}, se deben a que la fuente que se uso para generar una tension de $V_{cc}\, y -V_{cc}$, tenia cierta impresicion. A su vez se suma la tension V_{pol} de polarizacion de los transistores de la etapa push-pull, lo que genera que $V_{sat} \approx V_{cc} - V_{pol}$.