

1. Circuito no 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 ??.

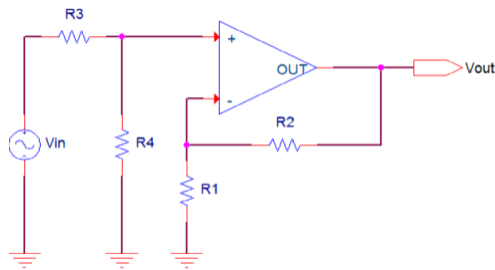


Figura 1: Circuito B

Se implementó en *Altium Designer* como se muestra en las Figuras 2 y 3.

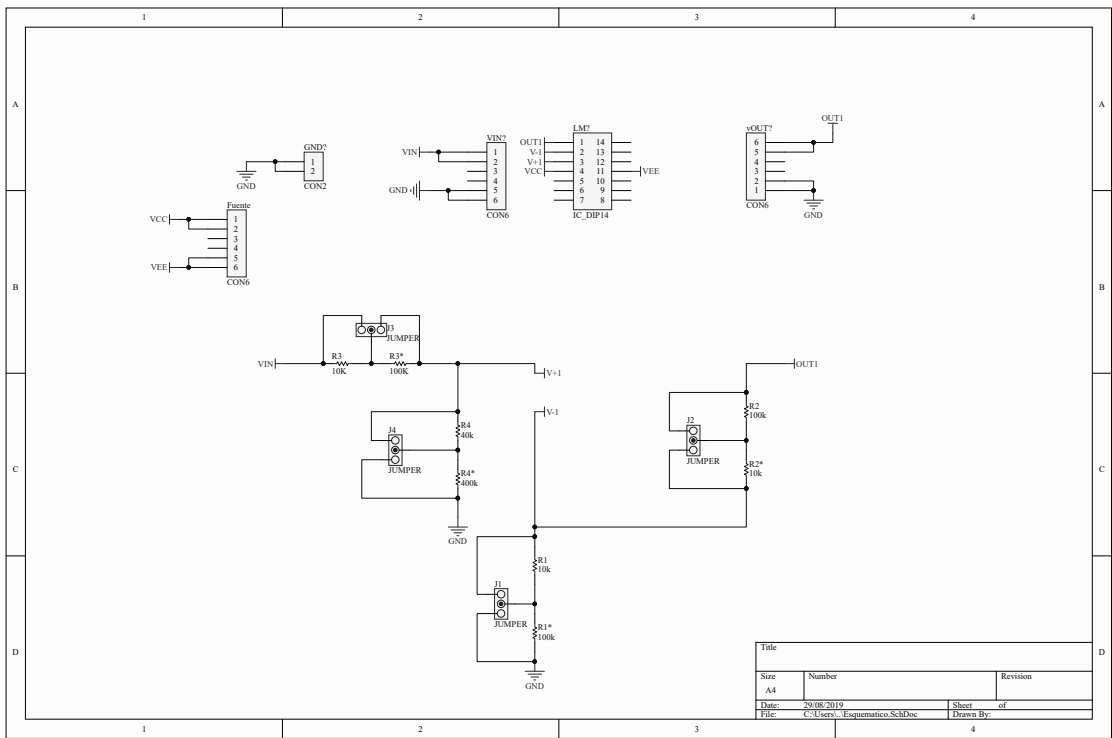


Figura 2: Esquemático

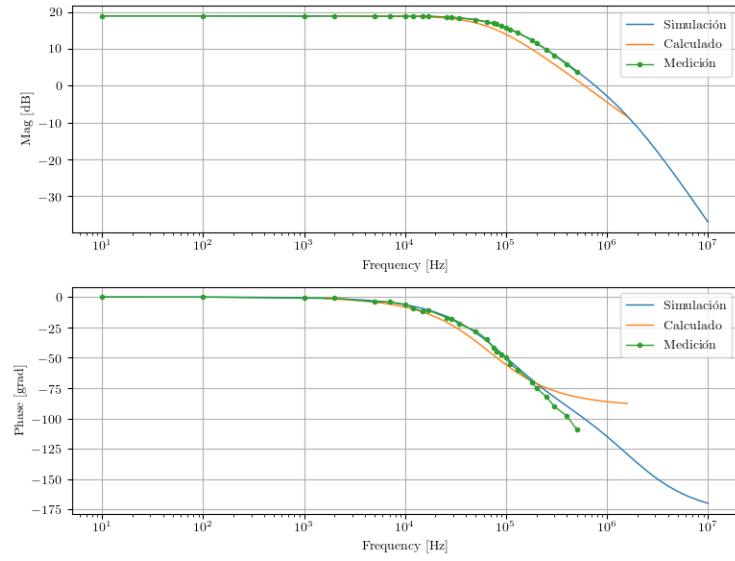


Figura 4: Comportamiento del circuito para el caso 1

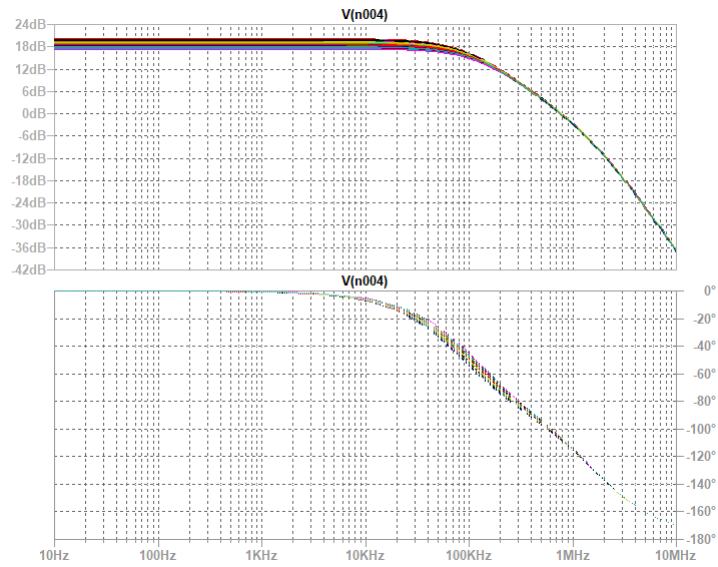


Figura 5: Análisis montecarlo del caso 1

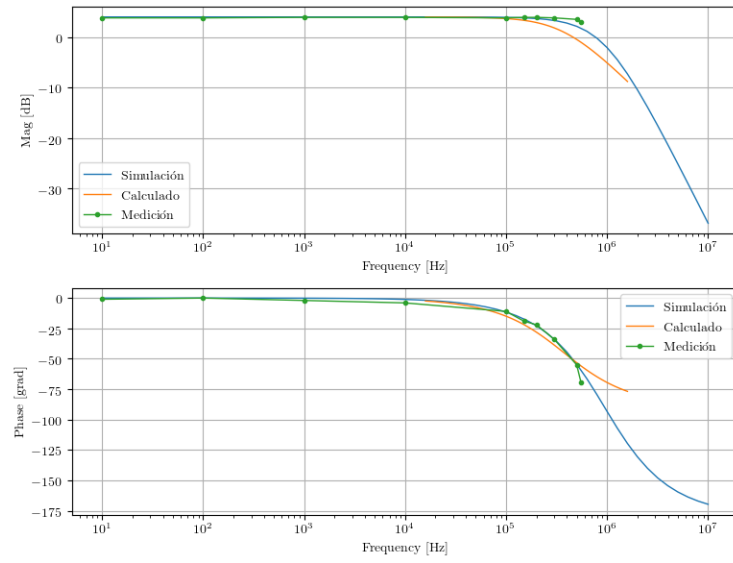


Figura 6: Comportamiento del circuito para el caso 2

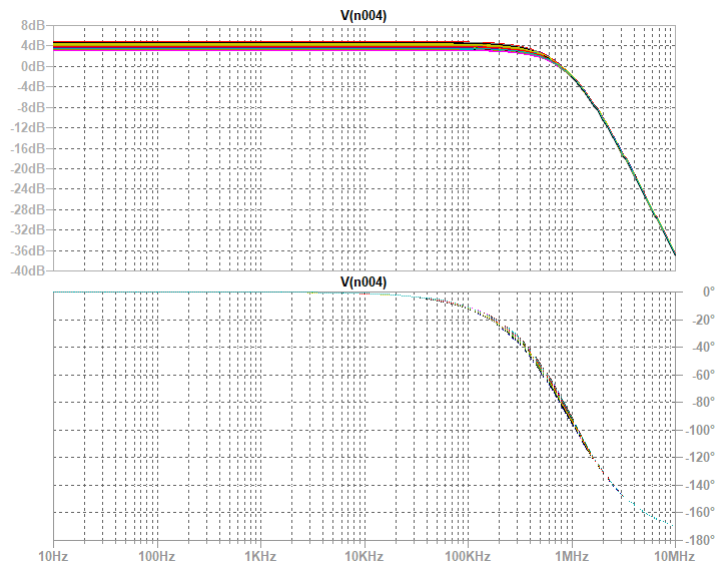


Figura 7: Análisis montecarlo del caso 2

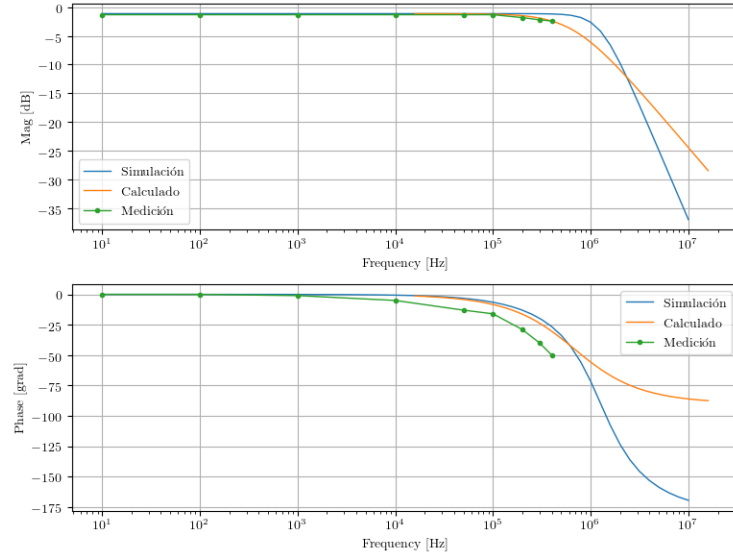


Figura 8: Comportamiento del circuito para el caso 3

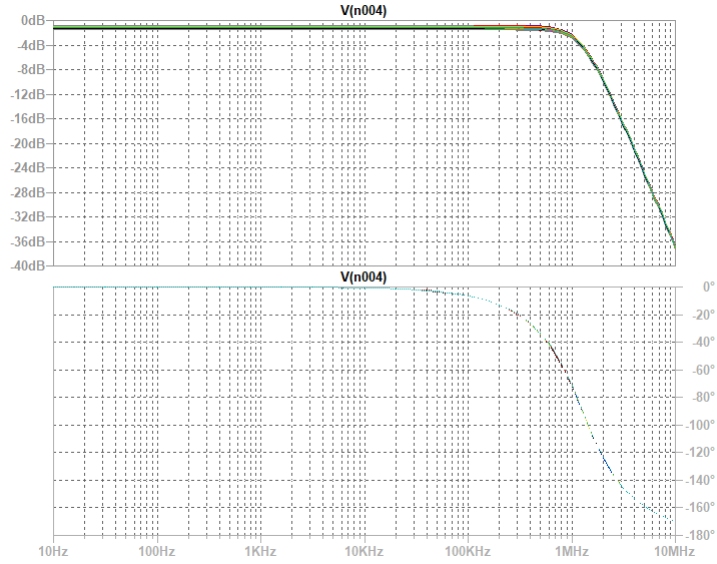


Figura 9: Análisis montecarlo del caso 3

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° .

1.2. 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 (2).

$$Z_{inp} = R_3 + R_4 \quad (2)$$

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.

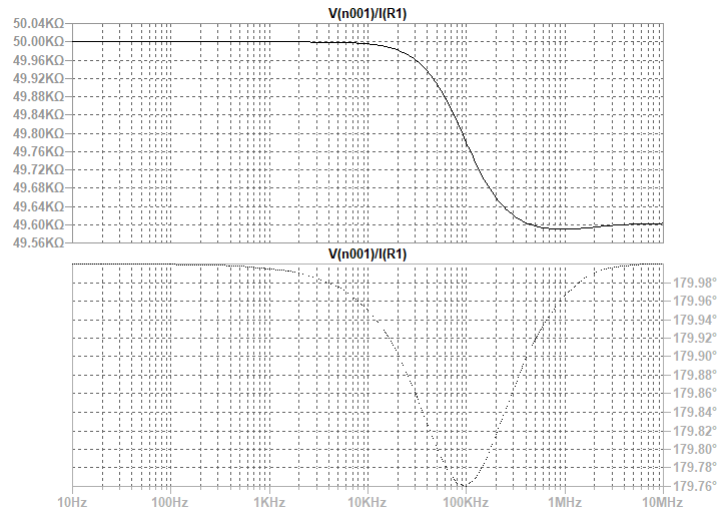


Figura 10: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 1

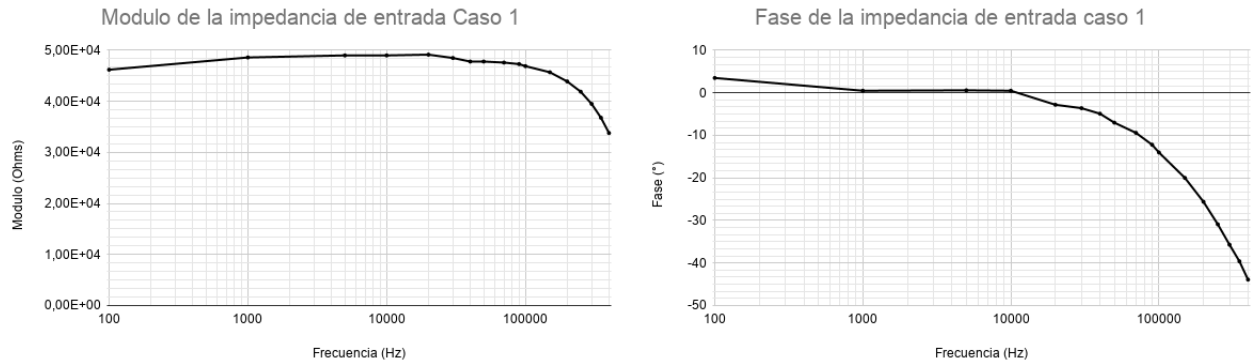


Figura 11: Medición de la impedancia de entrada para el caso 1

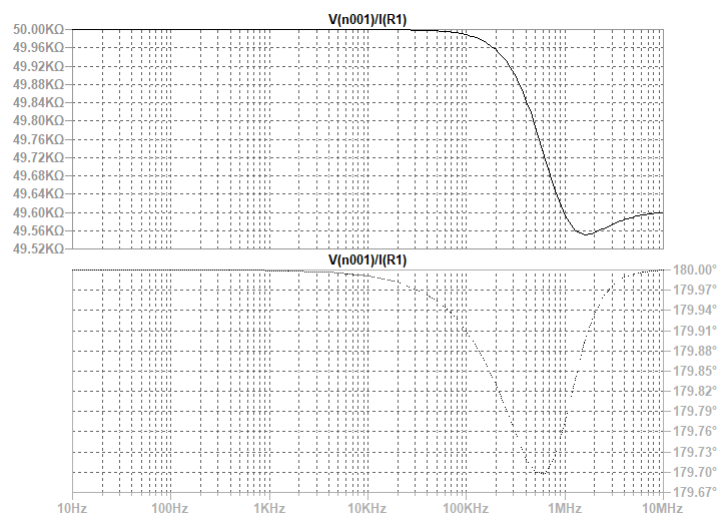


Figura 12: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 2

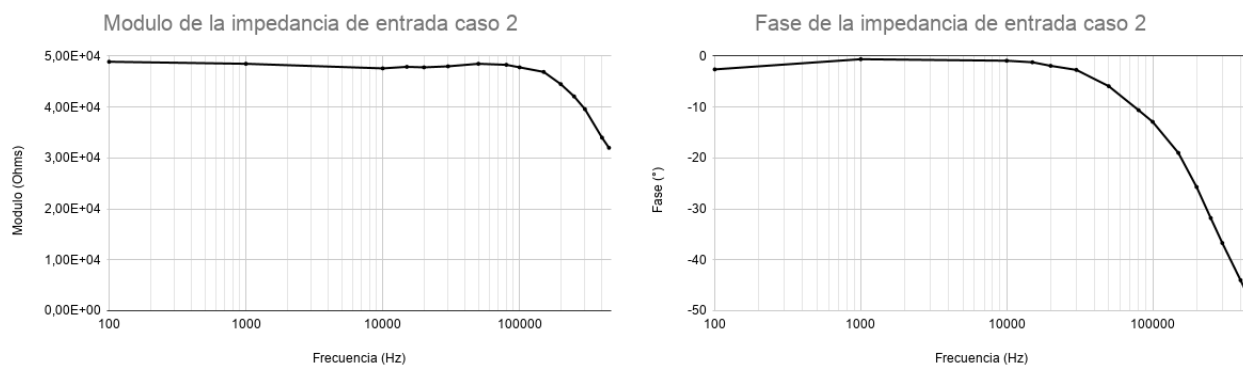


Figura 13: Medición de la impedancia de entrada para el caso 2

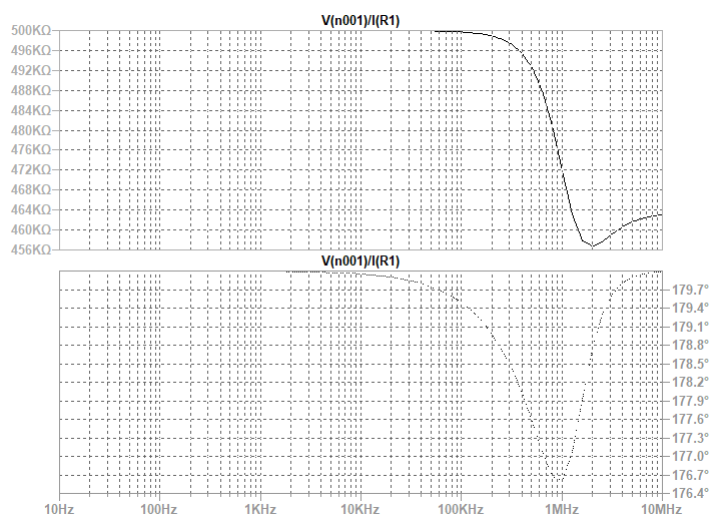


Figura 14: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 3

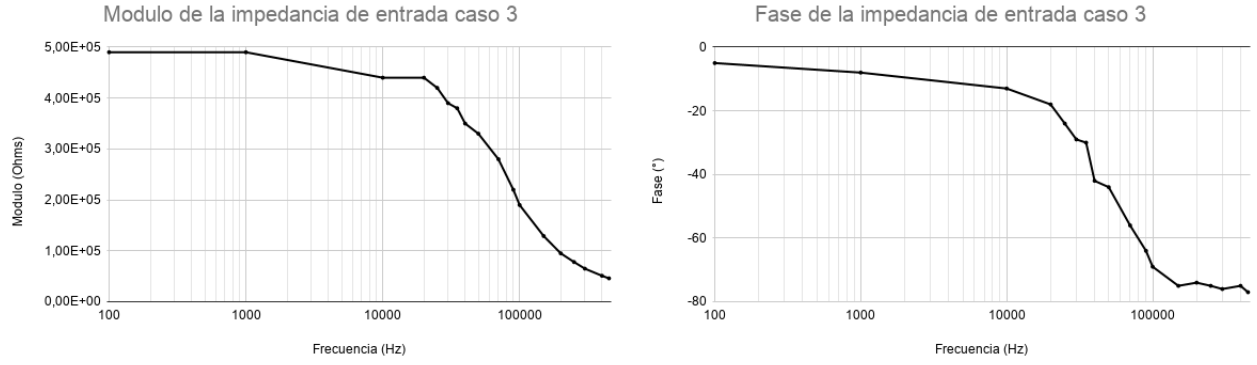


Figura 15: Medición de la impedancia de entrada para el caso 3

Observando los graficos de las simulaciones y comparandolos con la ecuación (2), 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.

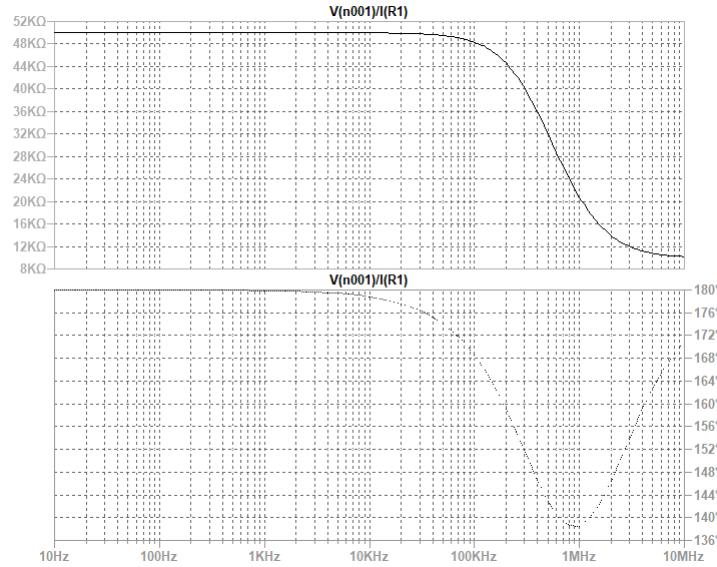


Figura 16: Simulación de impedancia de entrada para el caso 1, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

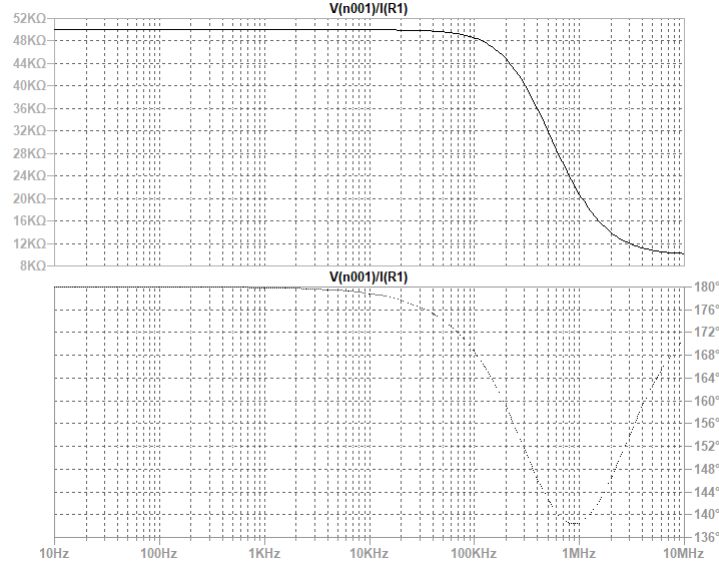


Figura 17: Simulación de impedancia de entrada para el caso 2, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

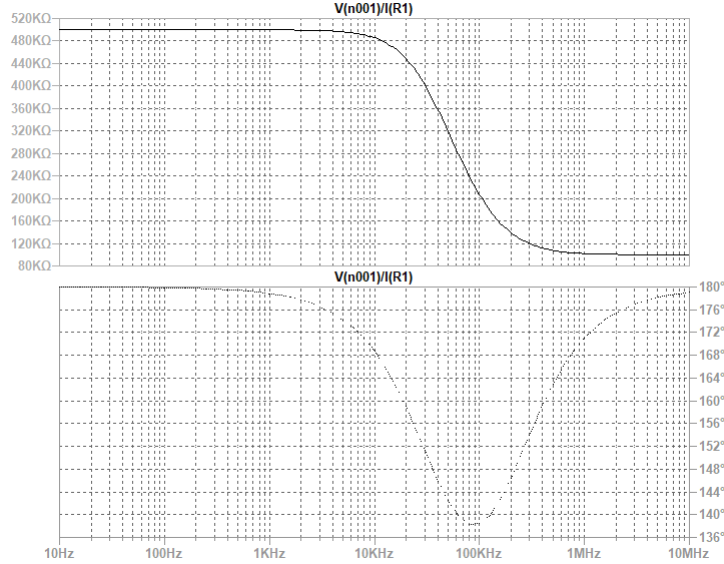


Figura 18: Simulación de impedancia de entrada para el caso 3, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

1.3. Alinialidades

1.3.1. Saturación y polo dominante

Teniendo en cuenta que la salida del Amplificador Operacional no podrá ser en modulo mayo a V_{cc} , se calculó, como se explico en la sección anterior, el máximo valor de la tensión de entrada dependiente de la frecuecia 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.

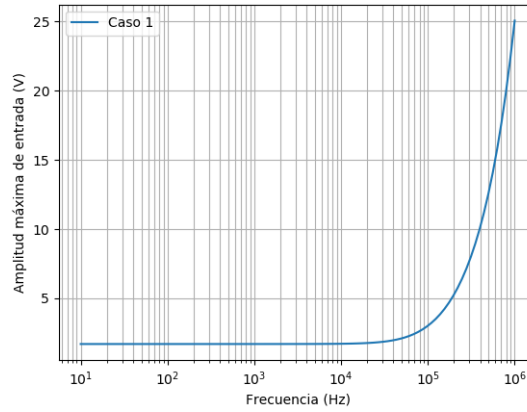


Figura 19: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 1

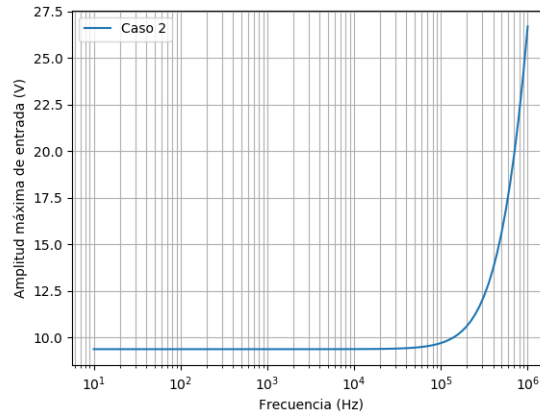


Figura 20: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 2

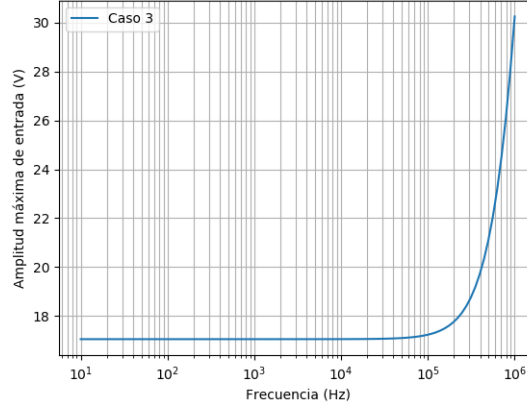


Figura 21: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 3

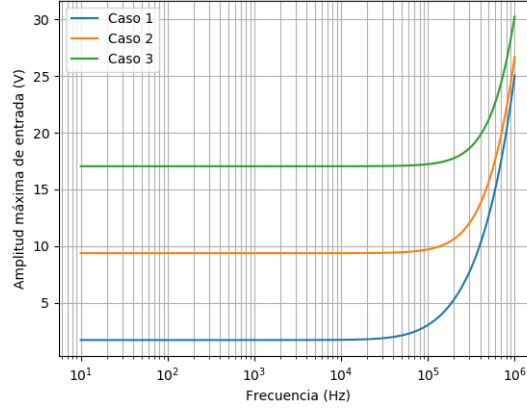


Figura 22: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación

1.3.2. 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, $v_{in}(t) = V_p \sin(2\pi ft)$, 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;

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_{out}}{\partial t} &\leq |H(f)| V_p 2\pi f \leq SR \\ \Rightarrow V_p &\leq \frac{SR}{|H(f)| f 2\pi} \end{aligned} \quad (3)$$

Reemplazando en la inecuación (3), 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 23, 24, 25 y 26.

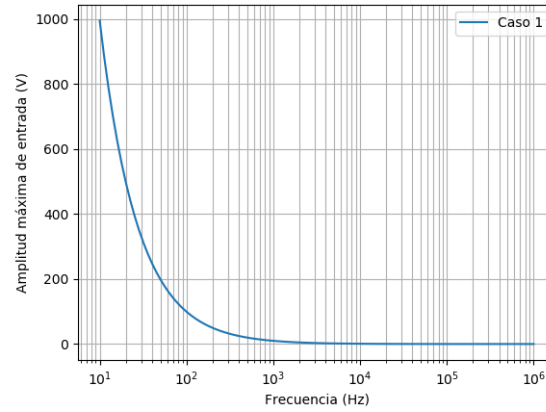


Figura 23: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra Slew Rate en el caso 1

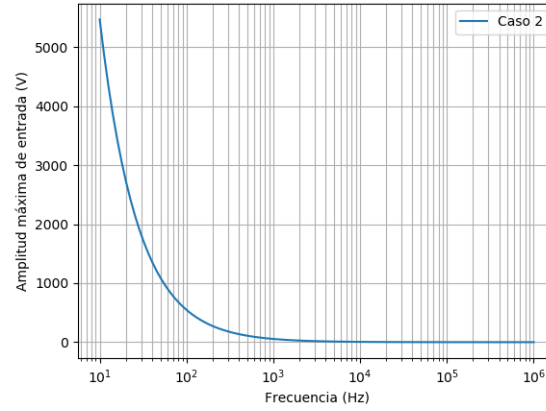


Figura 24: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra Slew Rate en el caso 2

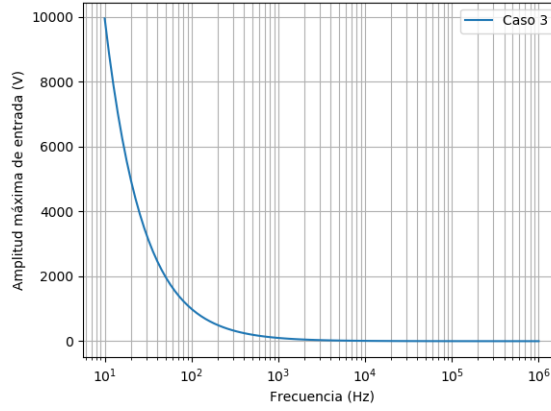


Figura 25: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra Slew Rate en el caso 3

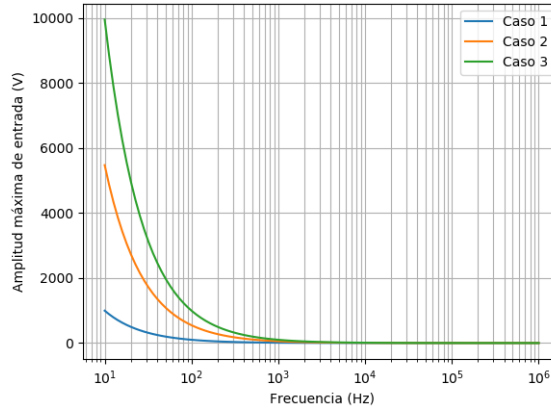


Figura 26: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra Slew Rate

1.3.3. 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 maxima 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 27, 28, 29 y 30.

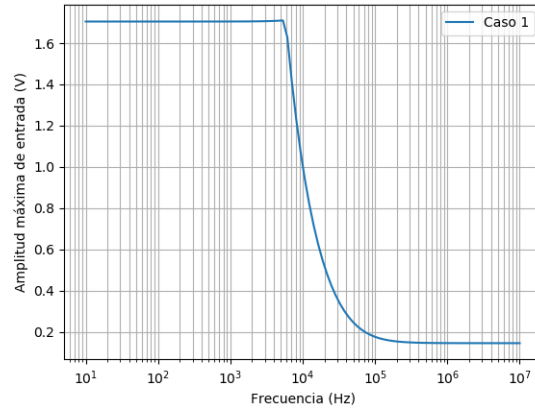


Figura 27: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades en el caso 1

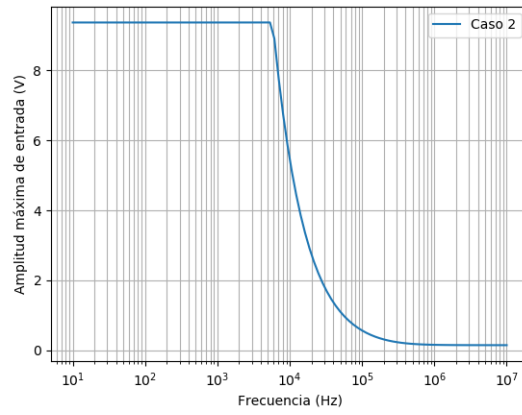


Figura 28: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades en el caso 2

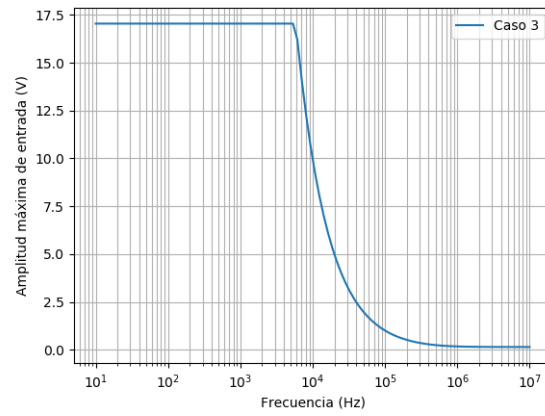


Figura 29: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades en el caso 3

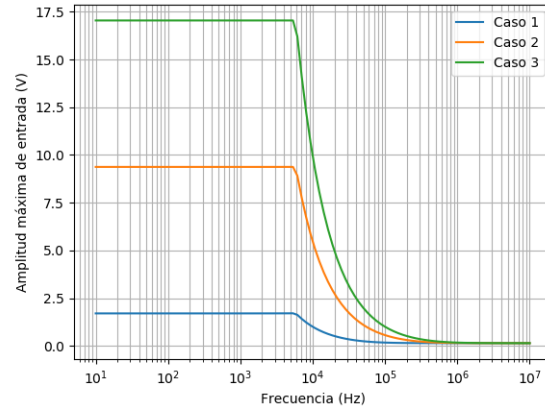


Figura 30: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades

1.4. DC Sweep

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

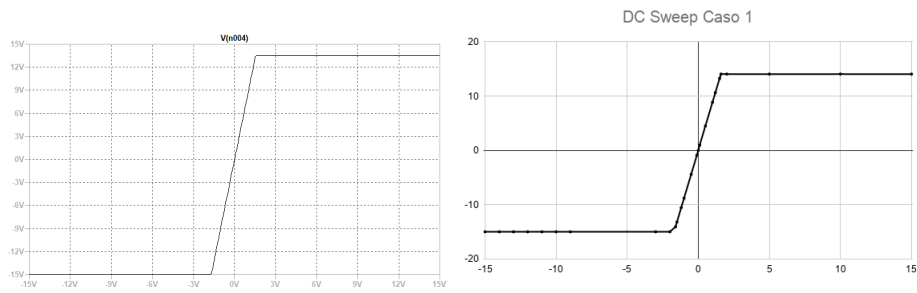


Figura 31: DC Sweep caso 1

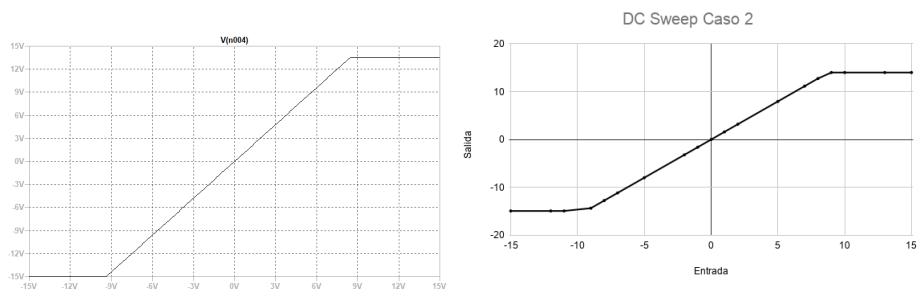


Figura 32: DC Sweep caso 2

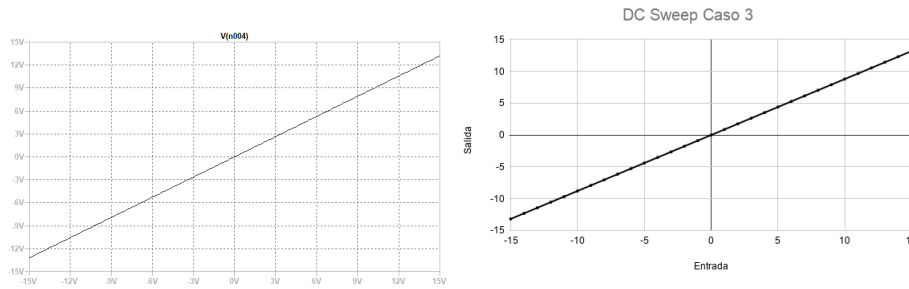


Figura 33: DC Sweep caso 3

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

2. 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.