

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 ??.

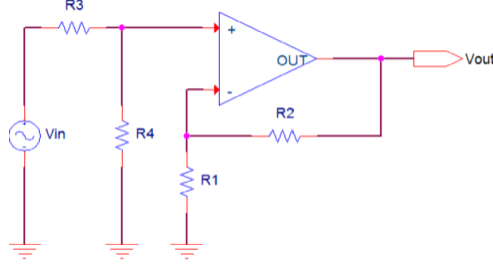


Figura 1: Circuito B

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).

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

$$H(s) = \frac{R_4 \omega_p a_0 (R_1 + R_2)}{(R_3 - R_4) (R_1 \omega_p a_0 + (R_1 + R_2) (\omega_p + s))} \quad (1)$$

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

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

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

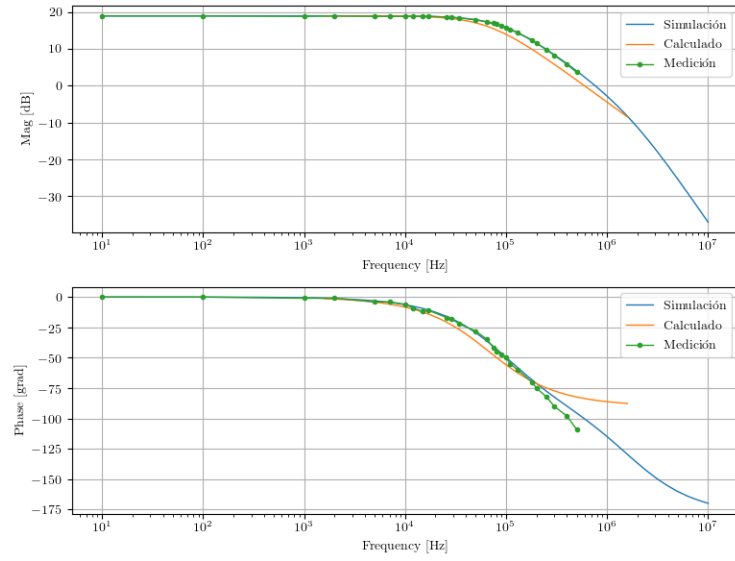


Figura 2: Comportamiento del circuito para el caso 1

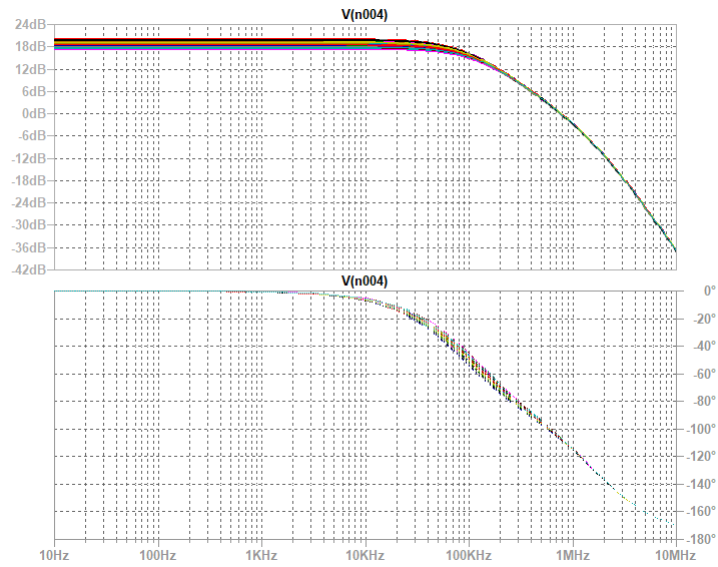


Figura 3: Análisis montecarlo del caso 1

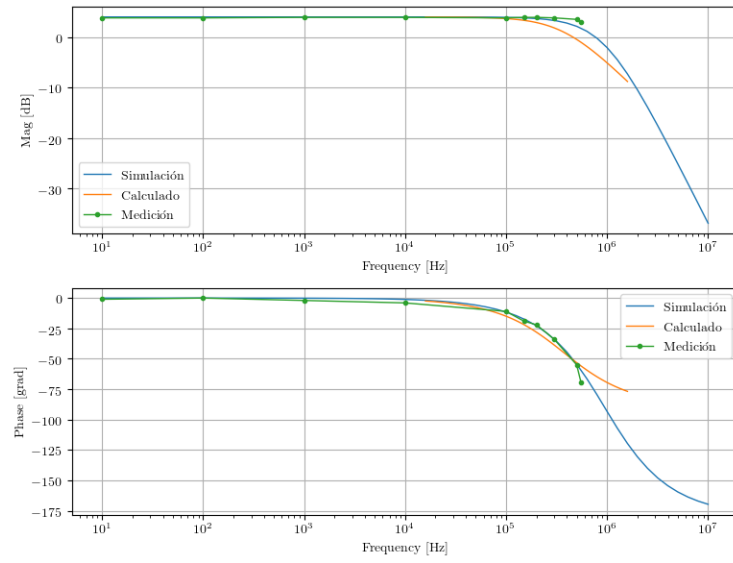


Figura 4: Comportamiento del circuito para el caso 2

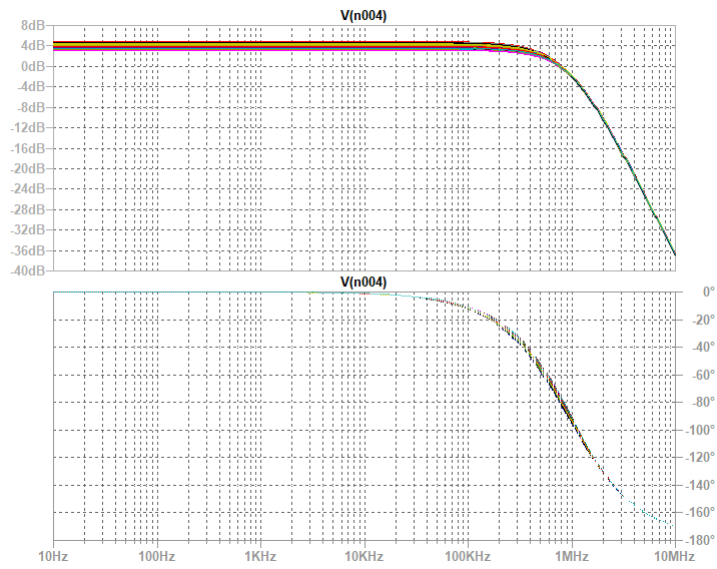


Figura 5: Análisis montecarlo del caso 2

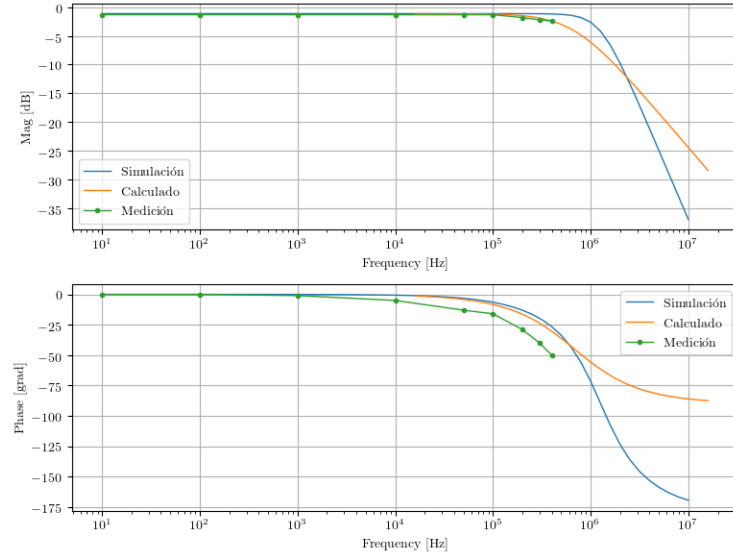


Figura 6: Comportamiento del circuito para el caso 3

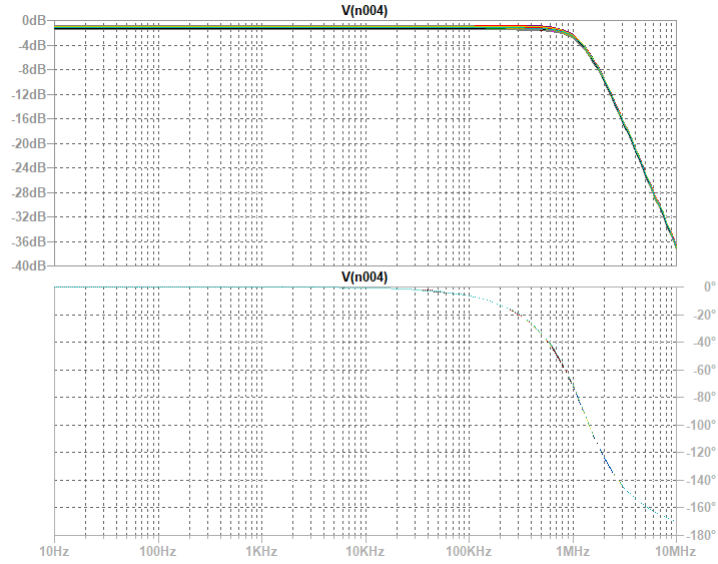


Figura 7: Análisis montecarlo del caso 3

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 resultado, 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 tension de entrada.

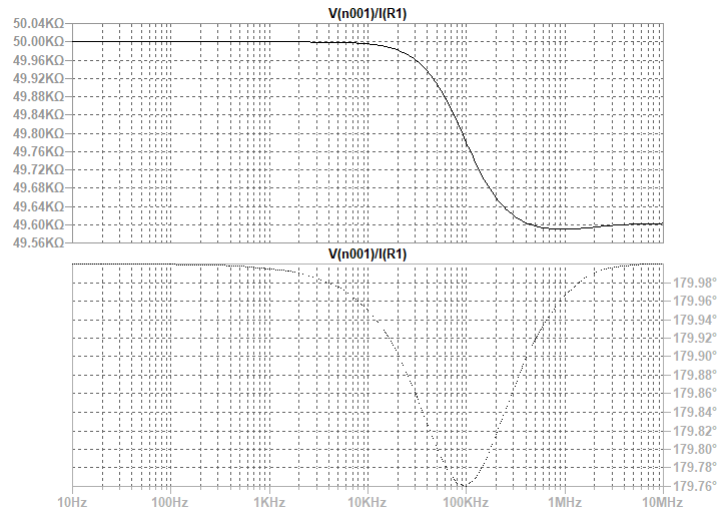


Figura 8: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 1

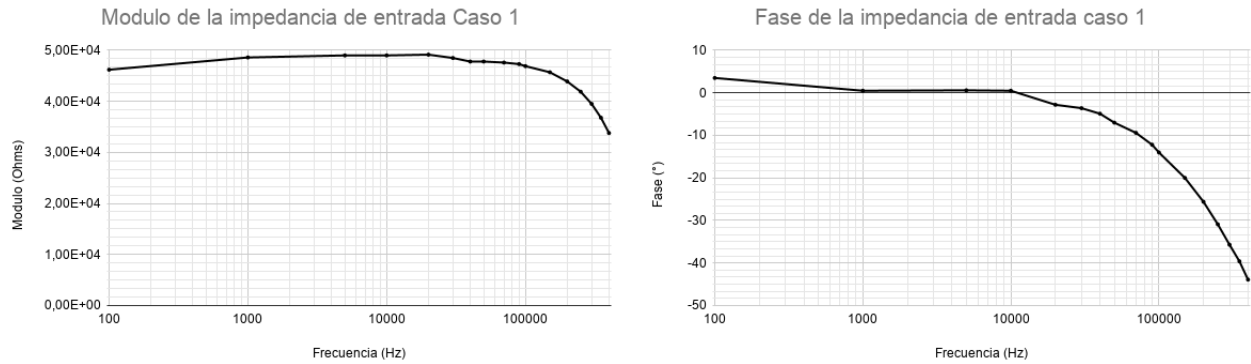


Figura 9: Medición de la impedancia de entrada para el caso 1

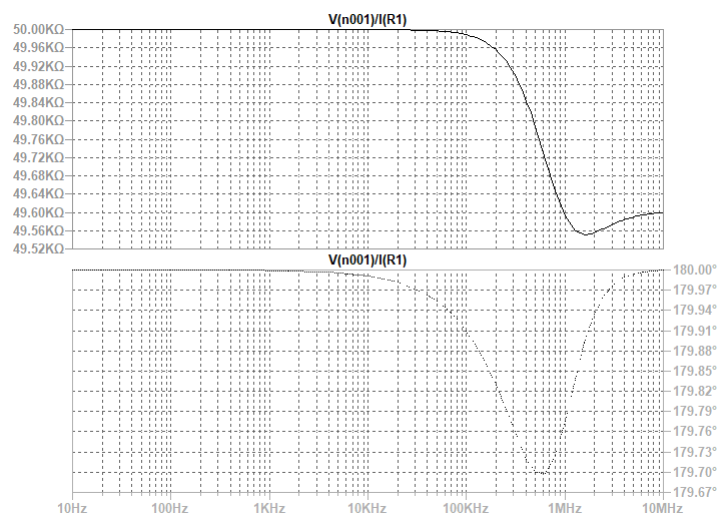


Figura 10: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 2

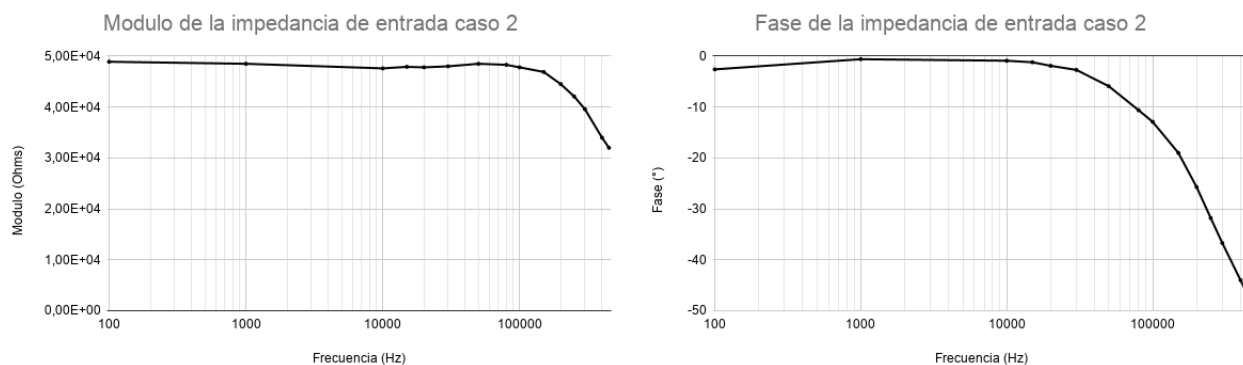


Figura 11: Medición de la impedancia de entrada para el caso 2

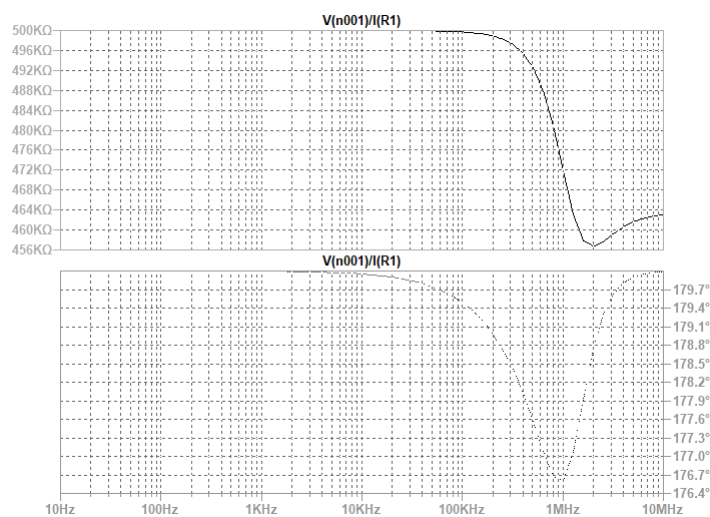


Figura 12: Simulación de la impedancia de entrada para el caso 3

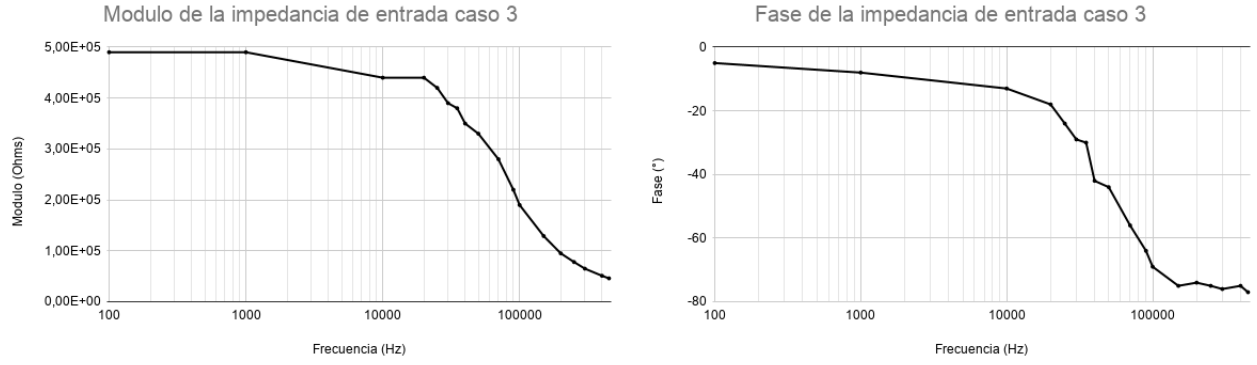


Figura 13: Medición de la impedancia de entrada para el caso 3

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.

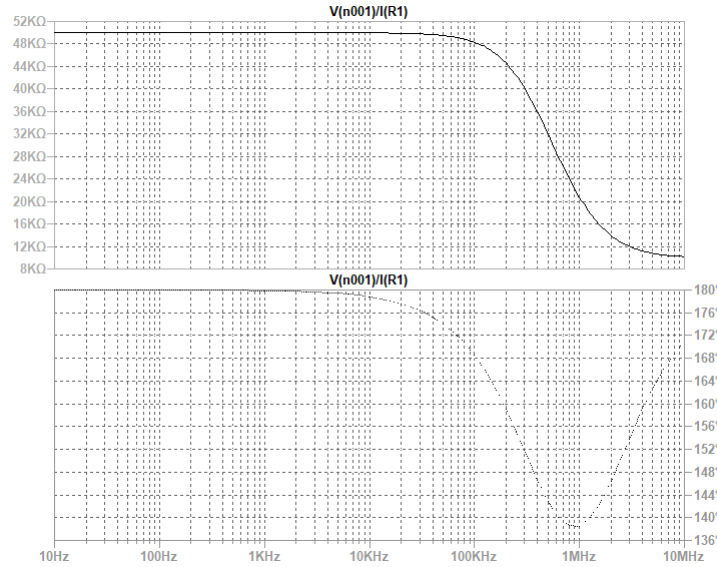


Figura 14: Simulación de impedancia de entrada para el caso 1, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

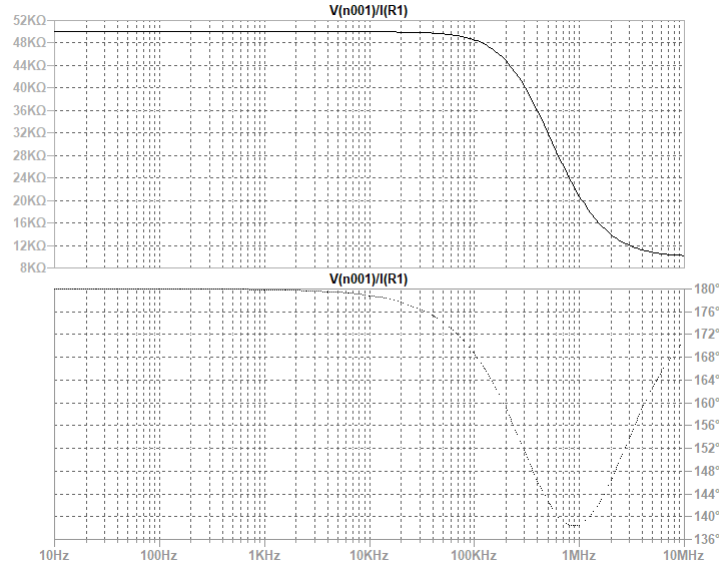


Figura 15: Simulación de impedancia de entrada para el caso 2, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

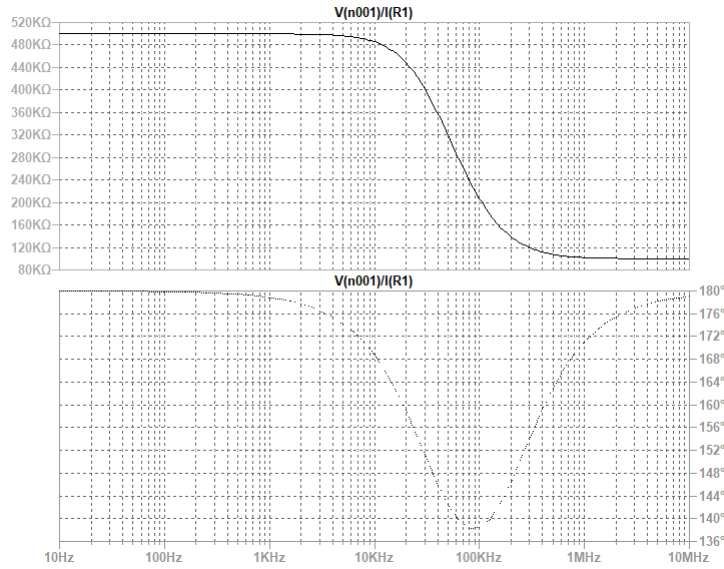


Figura 16: Simulación de impedancia de entrada para el caso 3, considerando una capacidad parásita de 10(pF)

1.3. Alinialidades

1.3.1. Saturacion

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

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

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

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

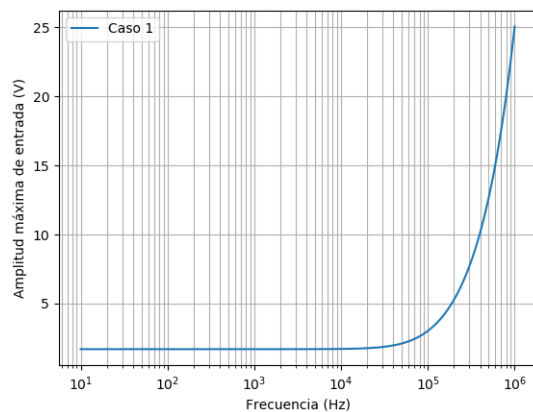


Figura 17: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 1

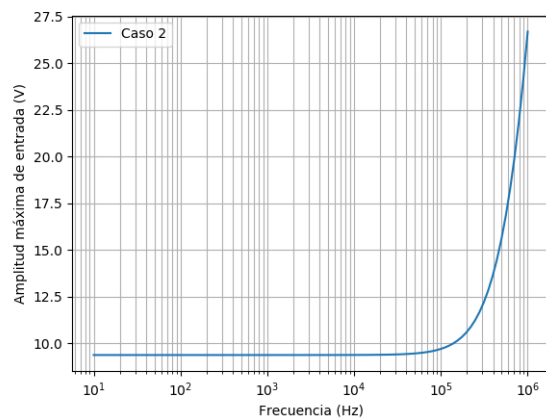


Figura 18: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 2

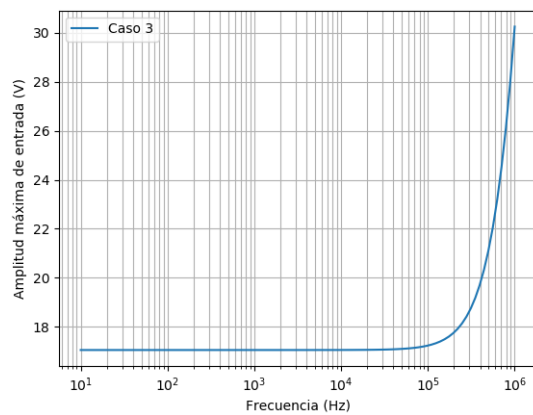


Figura 19: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación en el caso 3

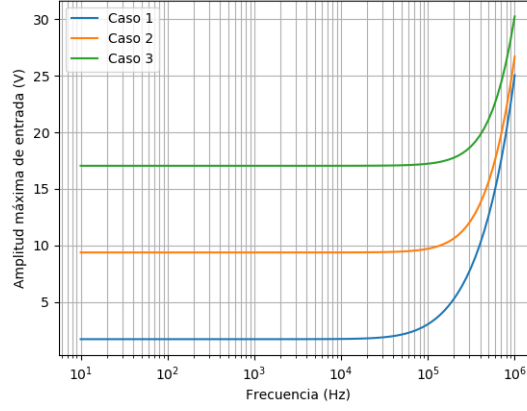


Figura 20: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra saturación

1.3.2. Slew Rate

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

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

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

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

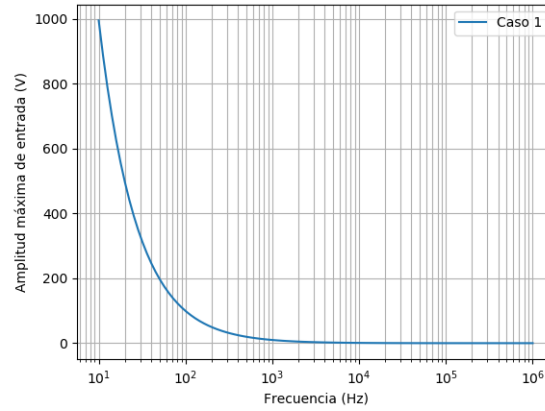


Figura 21: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra Slew Rate en el caso 1

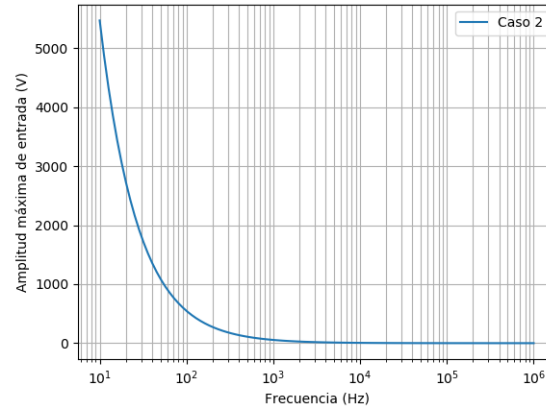


Figura 22: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra Slew Rate en el caso 2

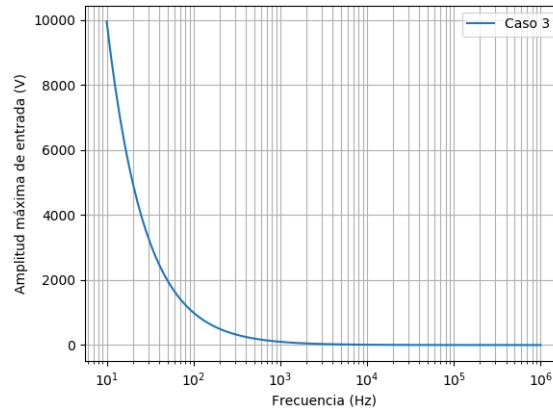


Figura 23: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra Slew Rate en el caso 3

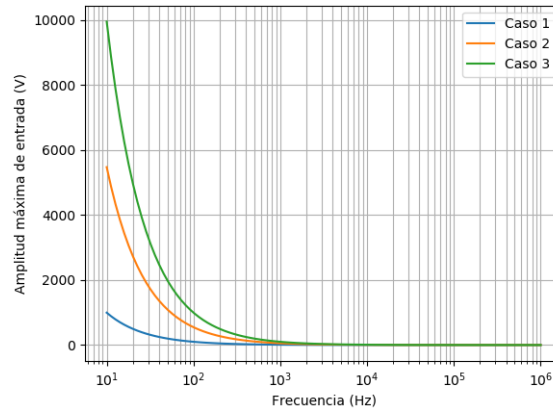


Figura 24: Tension de entrada máxima respecto de la frecuencia de entrada para que no ocurra Slew Rate

1.3.3. Conclusiones

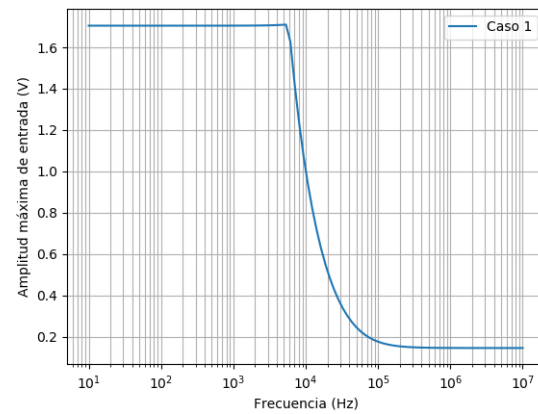


Figura 25: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades en el caso 1

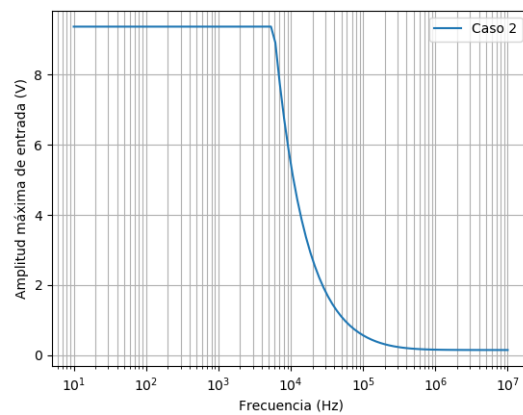


Figura 26: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades en el caso 2

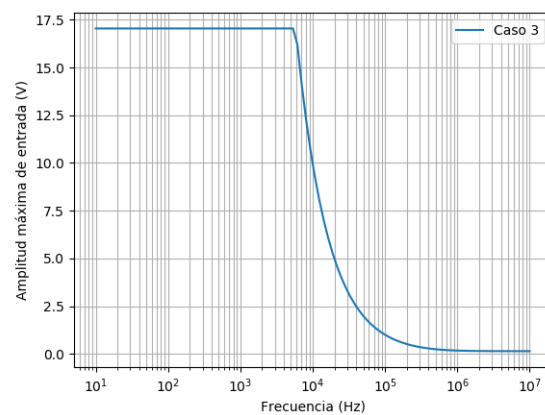


Figura 27: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades en el caso 3

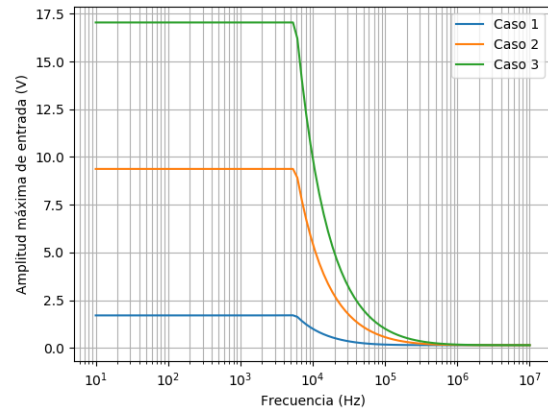


Figura 28: Tensión máxima de entrada para que no ocurran alinialidades

1.4. DC Sweep

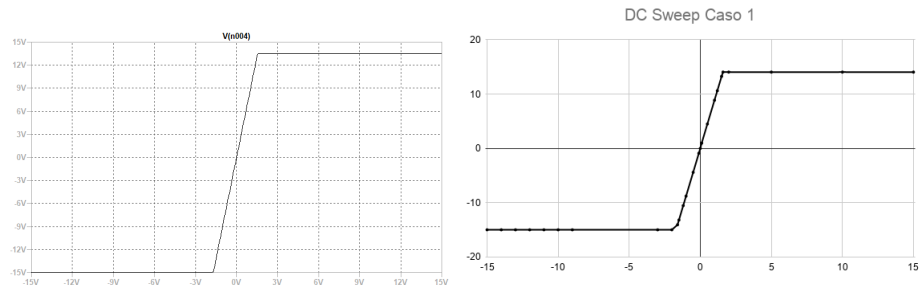


Figura 29: DC Sweep caso 1

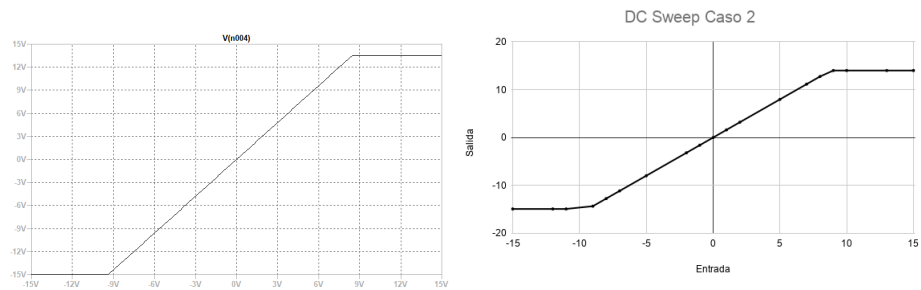


Figura 30: DC Sweep caso 2

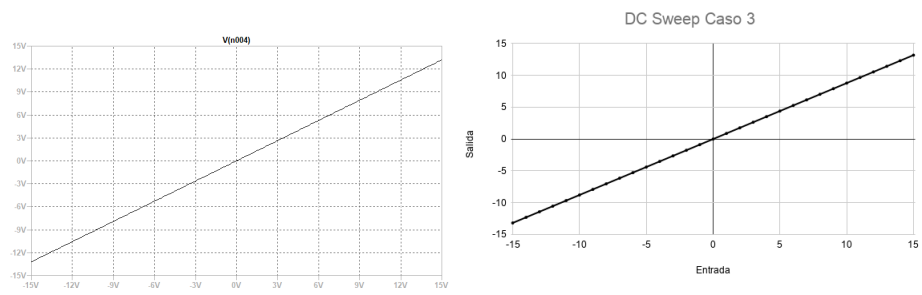


Figura 31: DC Sweep caso 3