

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.

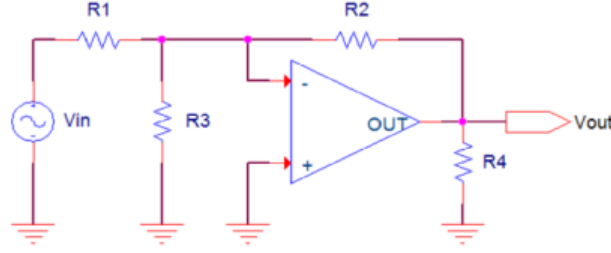


Figure 1: Circuito a analizar

Caso	$R_1 = R_3$	R_2	R_4
1	10 (k Ω)	100 (k Ω)	40 (k Ω)
2	10 (k Ω)	10 (k Ω)	40 (k Ω)
3	100 (k Ω)	10 (k Ω)	400 (k Ω)

Table 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).

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

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

$$H(s) = - \frac{5 \cdot 10^{15}}{100 \cdot 10^6 s + 502 \times 10^{12}} \text{ Caso 1}$$

$$H(s) = - \frac{502 \times 10^{12}}{100 \times 10^6 s + 502 \times 10^{12}} \text{ Caso 2}$$

$$H(s) = - \frac{5.0272 \cdot 10^{15}}{10 \times 10^9 s + 5 \cdot 10^{16}} \text{ Caso 3}$$

Como podemos ver, tenemos un polo en nuestra transferencia por lo cual, el circuito se 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 la figura 2. 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 8 (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.

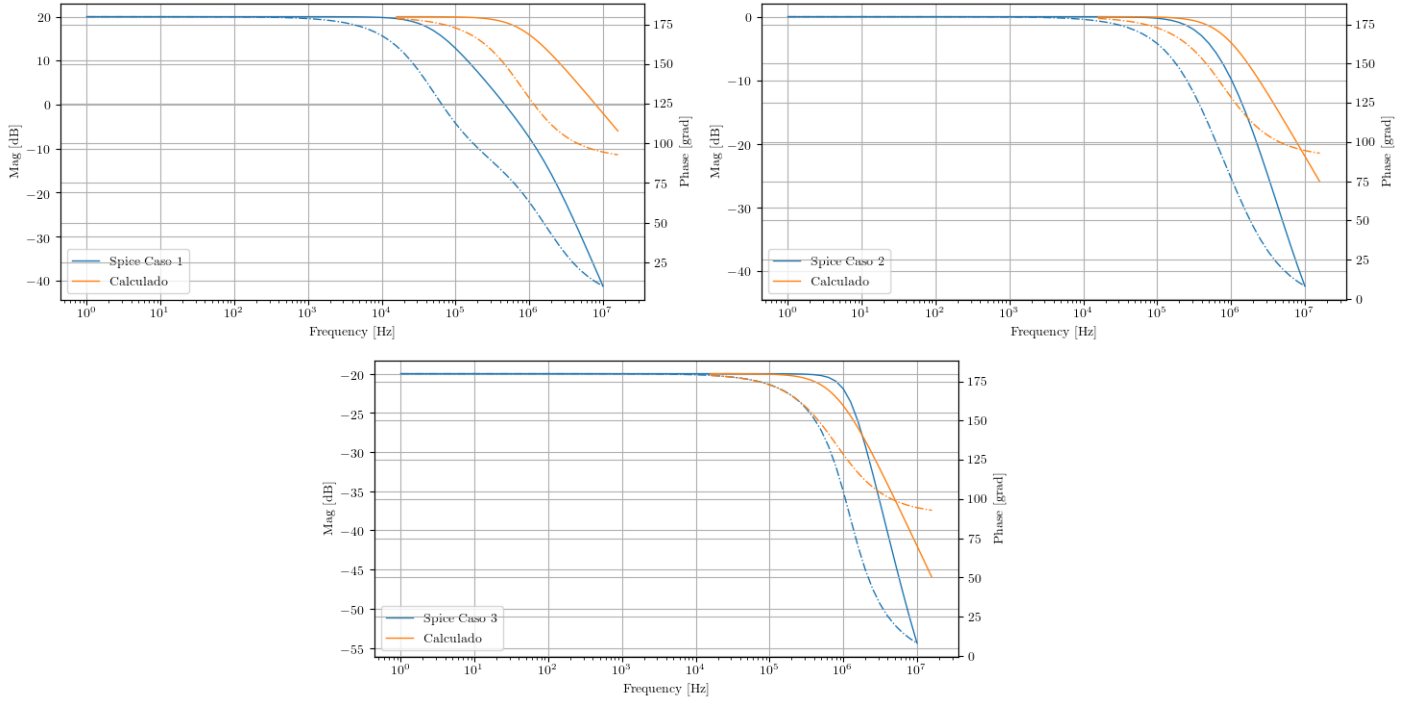


Figure 2: Comportamiento del circuito para los diferentes valores de impedancias

Figure 3: Medición de la transferencia

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

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

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

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

$$\Rightarrow Z_{in} = K \frac{1 + \frac{s}{C}}{1 + \frac{s}{L}} \quad (2)$$

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

$$Z_{in} = \frac{912 \times 10^3 f^2 + 100 \times 10^{12}}{47.77 f^2 + 10 \times 10^9} + i \frac{6.28 \times 10^9 f}{47.77 f^2 + 10 \times 10^9} \quad \text{Caso 1}$$

$$Z_{in} = \frac{5.92 \times 10^3 f^2 + 25 \times 10^{12}}{0.39 f^2 + 2.5 \times 10^9} + i \frac{157 \times 10^6 f}{0.39 f^2 + 2.5 \times 10^9} \quad \text{Caso 2}$$

$$Z_{in} = \frac{5.21 \times 10^6 f^2 + 100 \times 10^{15}}{47.77 f + 999.98 \times 10^9} + i \frac{62.83 \times 10^9 f}{47.77 f + 999.98 \times 10^9} \quad \text{Caso 3}$$

Graficando la impedancia de entrada con respecto a la frecuencia de entrada, se puede ver en la figura 4, como va variando dependiendo de la frecuencia, es decir, no permanece constante. Nuevamente, podemos observar como esta impedancia no es afectada por R_4 .

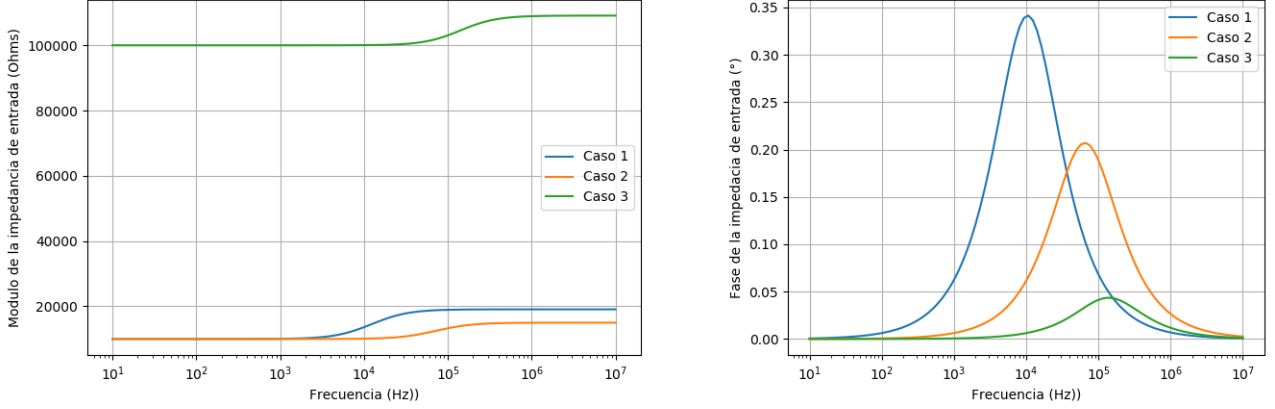


Figure 4: Impedancia de entrada Calculada

Figure 5: Medicion de la impedancia 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 a lineal se da cuando se entra en saturación, es decir, $|V_{out}| > |V_{cc}|$. Si consideramos una tension de entrada de la forma $V_{in} = \sin(2\pi ft)$, es decir, con amplitud $1(V)$, solo nos basta con analizar el valor del modulo de la transferencia vista en la ecuación (1).

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

$$f \geq 2.7 \sqrt{40 \cdot 10^9 V_{in}^2 - 90 \cdot 10^9} \text{ Caso 1}$$

$$f \geq 2.7 \sqrt{400 \cdot 10^6 V_{in}^2 - 90 \cdot 10^9} \text{ Caso 2}$$

$$f \geq 2.7 \sqrt{4 \cdot 10^6 V_{in}^2 - 90 \cdot 10^9} \text{ Caso 3}$$

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.

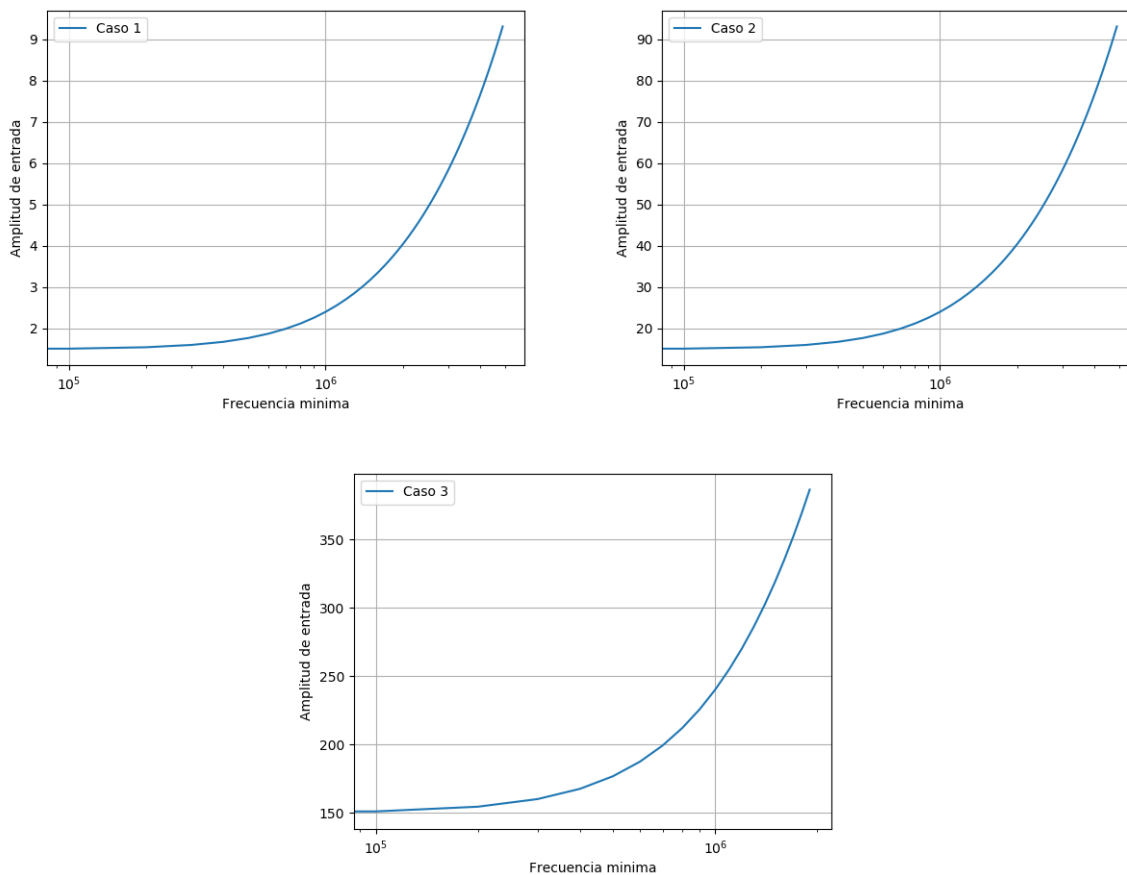


Figure 6: Tension maxima en funcion de la frecuencia de operacion para que el circuito no entre en saturacion

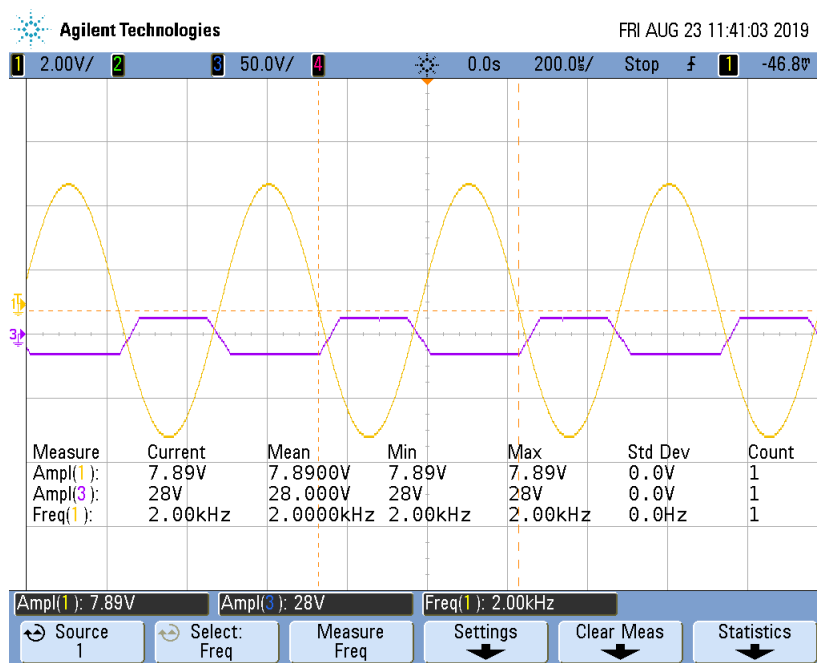


Figure 7: Medicion de la saturación para el caso 1 a 2(kHz)

1.3.2 Slew Rate

Otro problema con el cual nos topamos a la hora de poner límites 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 $x(t) = V_p \sin(2\pi ft)$ 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;

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

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

$$f \leq 250SR\omega \sqrt{\frac{1}{(-1571R_1R_2SR + 1571R_1R_3SR + 1571R_2R_3SR + 1570R_2R_3V_p\omega a_0)(1571R_1R_2SR - 1571.0R_1R_3SR - 1571.0R_2R_3SR - 1571.0R_2R_3V_p\omega a_0)}}$$

Para el caso donde $SR = 0.5 \left(\frac{V}{\mu s} \right)$ nos queda que para cada caso se deben cumplir las siguientes ecuaciones. Estas ecuaciones se pueden ver en la figura 8.

$$f \leq \frac{6.3 \cdot 10^{22} \sqrt{\frac{1}{7.9 \cdot 10^{18} V_p - 7.9 \cdot 10^{16}}}}{\sqrt{7.9 \cdot 10^{18} V_p + 7.9 \cdot 10^{16}}} \quad \text{Caso 1}$$

$$f \leq \frac{6.3 \cdot 10^{22} \sqrt{\frac{1}{7.9 \cdot 10^{17} V_p - 7.9 \cdot 10^{16}}}}{\sqrt{7.9 \cdot 10^{17} V_p + 7.9 \cdot 10^{16}}} \quad \text{Caso 2}$$

$$f \leq \frac{6.3 \cdot 10^{24} \sqrt{\frac{1}{7.9 \cdot 10^{18} V_p - 7.9 \cdot 10^{18}}}}{\sqrt{7.9 \cdot 10^{18} V_p + 7.9 \cdot 10^{18}}} \quad \text{Caso 3}$$

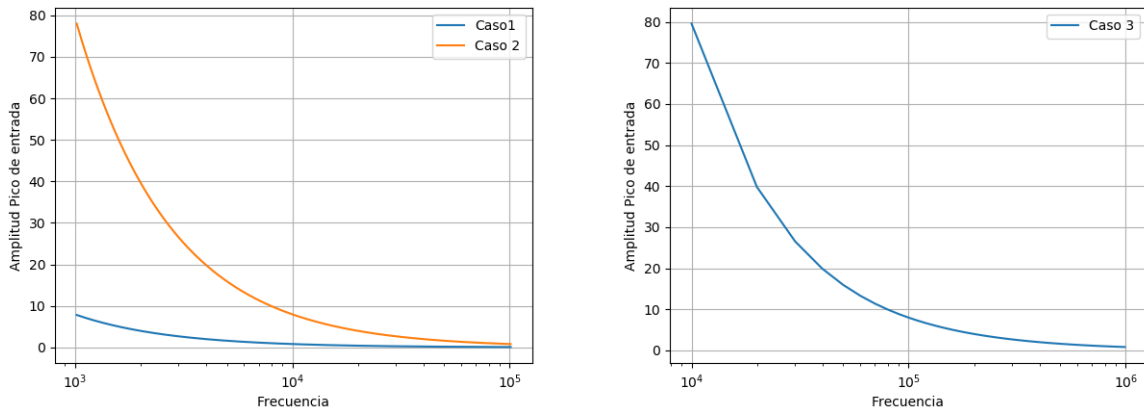


Figure 8: Calculo de tension pico maxima en funcion de la frecuencia para que no haya slew rate

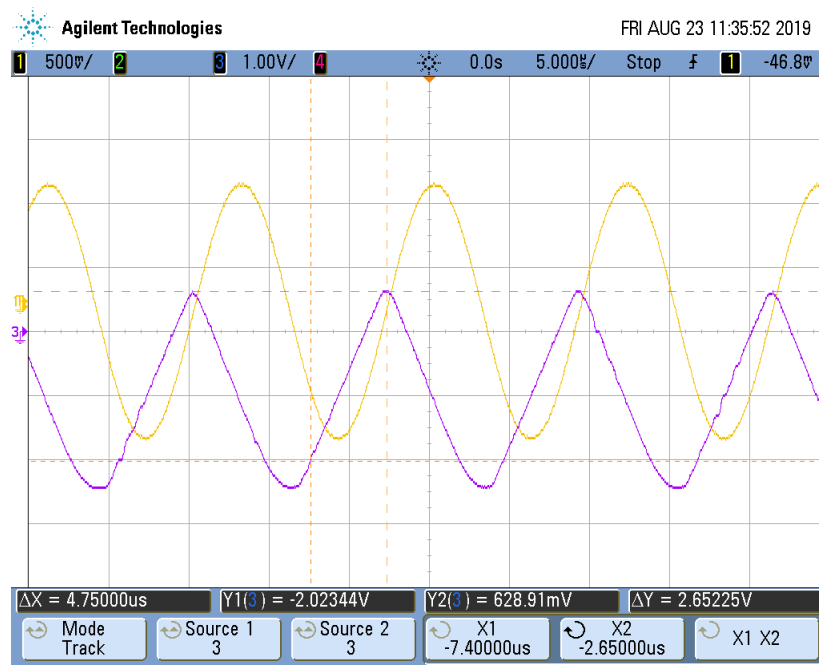


Figure 9: Medicion de la pendiente del Slew Rate

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 10. 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 11. 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.

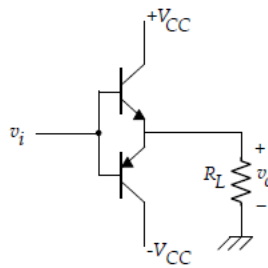


Figure 10: Etapa Push-Pull con transistores PNP y NPN

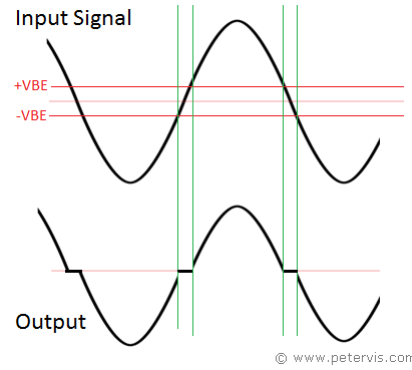


Figure 11: Crossover Distortion

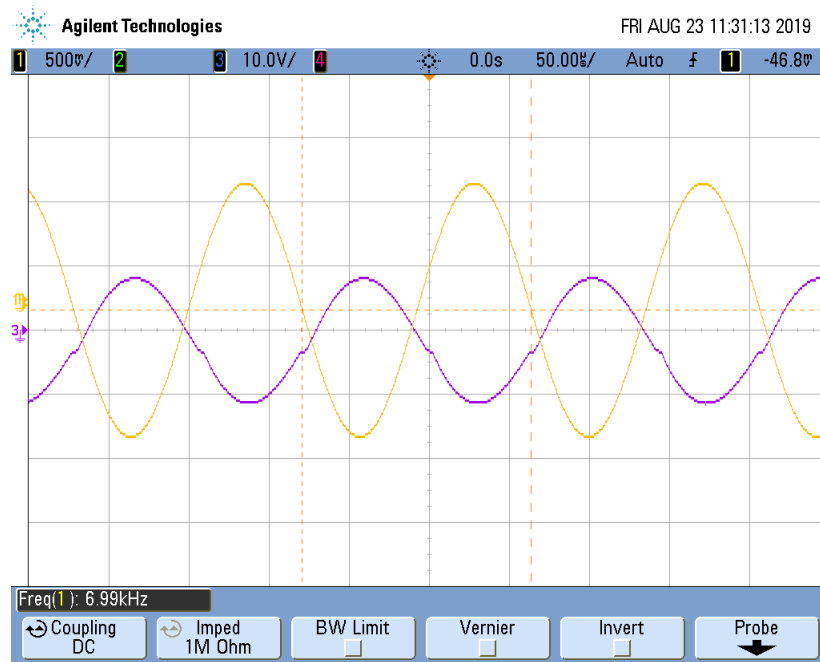


Figure 12: Medición de la distorsión de cruce por cero

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 amplificador operacional está 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 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 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 ∞ , 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 OpAmp sea la mínima, y es necesario verificar que esa corriente no sea menor a la corriente mínima 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 $R_4 > \frac{V_{out}}{i_{max}}$.

Figure 13: Mediciones del efecto de la resistencia R4

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.

Figure 14: Mediciones del efecto de la resistencia R3

1.6 DC Sweep a la entrada

Para probar el efecto de la saturación, se aplicó un DC Sweep a la entrada para observar la salida, lo que se observó se muestra en la figura , y lo simulado en la figura .

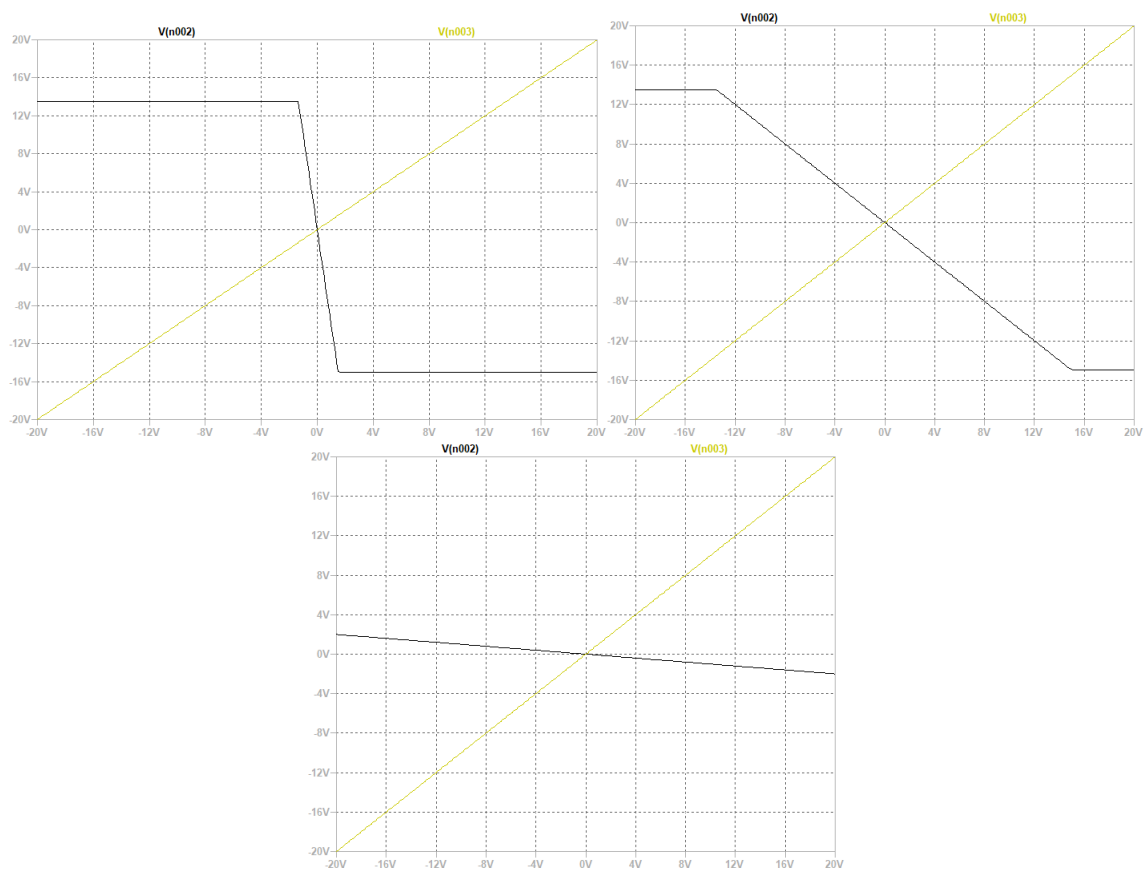


Figure 15: Simulacion de DC Sweep para cada caso

Figure 16: Medición del DC Sweep