

Amplificador Operacional Real: Errores

Trabajo Práctico de Laboratorio 2

Integrantes: Clemenz, Jeremías Ezequiel
Gallardo, Nicolás
Recalde, Santiago
Villar, Federico Ignacio

Profesores: Ferreyra, Pablo
Reale, César

Fecha de entrega: 19 de diciembre de 2023
Córdoba, Argentina

Resumen

En el siguiente informe se desarrollará el segundo trabajo práctico de laboratorio, correspondiente a la materia de Síntesis de Redes Activas, cursada en el año 2023. Se pretenderá ser lo más claro posible, así como añadir los scripts que sean necesarios, las imágenes y los cálculos necesarios para la correcta comprensión del tema. Además de este informe, existe una presentación en donde se explica a modo de tutorial lo realizado aquí, permitiendo de esa forma complementar la información brindada como final, además del obvio sentido ilustrativo.

Índice de Contenidos

| | |
|---|-----------|
| 1. Consigna | 1 |
| 1.1. Objetivos | 1 |
| 1.2. Desarrollo | 1 |
| 1.2.1. Circuito I | 1 |
| 1.2.2. Ejercicio adicional I | 2 |
| 2. Desarrollo | 5 |
| 2.1. Circuito I | 5 |
| 2.1.1. Diseño de la ganancia en banda media | 5 |
| 2.1.2. Análisis de los parámetros solicitados | 7 |
| 2.1.3. Simulación | 14 |
| 2.2. Ejercicio adicional I | 20 |
| 2.2.1. Cálculos solicitados | 20 |
| 2.2.2. Simulación | 24 |
| 3. Conclusiones | 29 |
| Anexo A. Códigos utilizados | 30 |

Índice de Figuras

| | |
|---|----|
| 1. Circuito I | 1 |
| 2. Impedancia interna de las fuentes de tensión | 1 |
| 3. Tabla de error vectorial normalizado de ejemplo | 2 |
| 4. Circuito ejercicio adicional I | 3 |
| 5. Circuito equivalente para analizar impedancia de entrada | 5 |
| 6. Circuito para $R_{in} = 50\Omega$ | 6 |
| 7. Red T de resistores para realimentación | 6 |
| 8. Red T con resistores calculados | 7 |
| 9. Circuito para $R_{in} = 100k\Omega$ | 7 |
| 10. Circuito de análisis para error por tensión de offset | 8 |
| 11. Ganancia a lazo abierto del amplificador LM324 | 10 |
| 12. Módulo de la ganancia normalizada | 12 |
| 13. Fase de la ganancia normalizada | 12 |
| 14. Módulo del error vectorial | 13 |
| 15. Fase del error vectorial | 14 |
| 16. Tensión de salida en función de $V_1 = 0.1V$ | 15 |
| 17. Offset de tensión del amplificador | 15 |
| 18. Error en DC por offset | 16 |
| 19. Error por corrientes de polarización | 17 |

| | | |
|-----|---|----|
| 20. | Configuración de fuente de tensión para medir Slew Rate. | 17 |
| 21. | Tensión de salida en la prueba de Slew Rate | 18 |
| 22. | Transitorio Slew Rate | 19 |
| 23. | Medición del Slew Rate | 19 |
| 24. | Diagrama de Bode | 20 |
| 25. | Sensibilidad | 22 |
| 26. | Salida para $V_{in} = 1mV$ | 24 |
| 27. | Sensibilidad simulada | 25 |
| 28. | Error por tensión de offset en primer amplificador | 26 |
| 29. | Error por tensión de offset en segundo amplificador | 26 |
| 30. | Error debido a corrientes de polarización en primer amplificador | 27 |
| 31. | Error debido a corrientes de polarización en segundo amplificador | 27 |
| 32. | Rechazo al modo común para diferentes valores de V_C | 28 |

Índice de Tablas

| | | |
|----|---|----|
| 1. | Expresiones de los parámetros a añadir en la tabla solicitada | 11 |
| 2. | Valores obtenidos para los parametros solicitados | 11 |

Índice de Códigos

| | | |
|------|--|----|
| A.1. | Cálculo simbólico | 30 |
| A.2. | Tabla de errores | 30 |
| A.3. | Gráficos de simulaciones | 31 |
| A.4. | Formato datos de salida de LTSpice | 31 |

1. Consigna

1.1. Objetivos

Introducir al estudiante en el diseño, armado, medición y análisis de circuitos amplificadores lineales, teniendo en cuenta las fuentes de error del AO real, y como se relacionan con las condiciones de entorno del circuito.

1.2. Desarrollo

1.2.1. Circuito I

El circuito sumador siguiente debe ser diseñado para las siguientes condiciones de contorno:

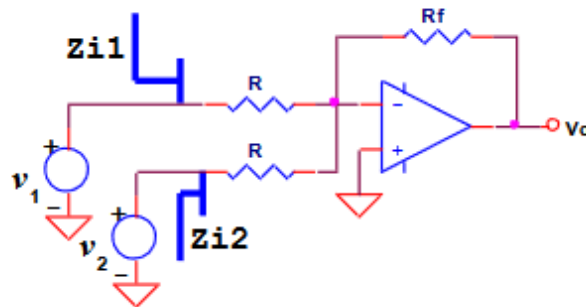


Figura 1: Circuito I

- Amplificador operacional LM741 o LM324
- Alimentación $V_{CC} = 10V$, $V_{SS} = -10V$
- Ganancia en banda media $A = \frac{V_O}{V_1}$ y $A = \frac{V_O}{V_2}$ debe ser igual a 30 veces.
- Z_i del amplificador no puede alterar o cargar la fuente de señal, es decir, $R_i \ll Z_{i1}, Z_{i2}$. (Al menos 10 veces)
- Usar resistencias $\leq 1M\Omega$

Las fuentes V_1 y V_2 deben considerarse en las condiciones 1.A y 1.B:

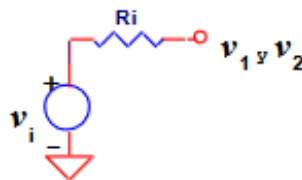


Figura 2: Impedancia interna de las fuentes de tensión

- 1.A: $R_i = 50\Omega$
- 1.B: $R_i = 100k\Omega$

Se deben tener en cuenta los siguientes parámetros/relaciones para el análisis:

1. $V_O = f(V_1, V_2)$
2. Errores DC
3. Errores AC: ancho de banda a plena potencia f_{HP} ($10V_{pap}$)
4. Errores AC: ancho de banda de pequeña señal f_H
5. Errores AC: tabla de error vectorial normalizado
6. Gráfico entrada/salida: $V_O = f(V_1)$, $V_{SS} < V_1 < V_{CC}$
7. Errores DC
8. Errores AC: medición del Slew Rate
9. Errores AC: diagrama Bode

| | Ganancia Normalizada | | Error Vectorial | |
|-----------|----------------------|------|-----------------|------|
| | Módulo | Fase | Módulo | Fase |
| 0.1 f_H | | | | |
| 0.2 f_H | | | | |
| 0.3 f_H | | | | |
| 0.4 f_H | | | | |
| 0.5 f_H | | | | |
| 0.6 f_H | | | | |
| 0.7 f_H | | | | |
| 0.8 f_H | | | | |
| 0.9 f_H | | | | |
| 1 f_H | | | | |

Figura 3: Tabla de error vectorial normalizado de ejemplo

1.2.2. Ejercicio adicional I

Analizar la operación del circuito de la figura siguiente:

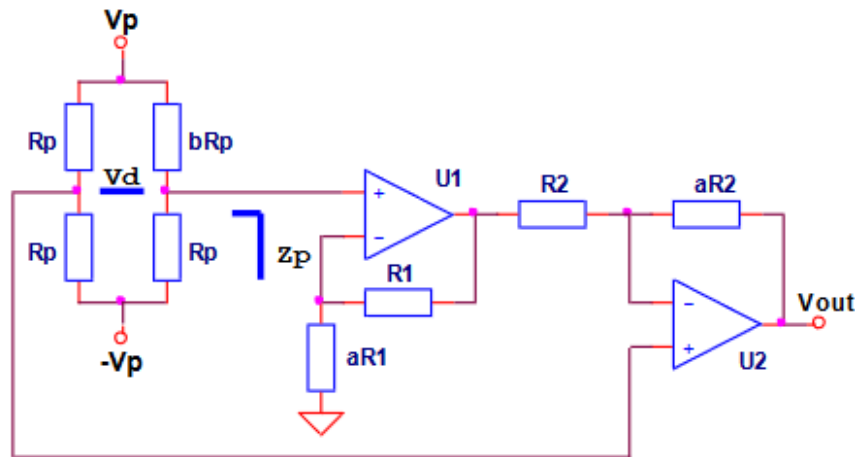


Figura 4: Circuito ejercicio adicional I

- Amplificador operacional LM324
- Alimentación $V_{CC} = 5V$, $V_{SS} = -5V$
- $R_P = 3.3k\Omega$
- Considerar b del circuito es β . Entonces βR_P es un potenciómetro multivuelta $5k\Omega$
- $R_1 = R_2 = 2.2k\Omega$
- Considerar a del circuito es α . Hacer $\alpha R_1 = \alpha R_2 = 47k\Omega$

Calcular y evaluar:

1. Calcular los siguientes parámetros: $\frac{V_O}{V_d}$ (ganancia del amplificador); $V_O = f(\beta)$; sensibilidad nominal del puente + amplificador (v.gr. : $\frac{dV_O}{d\beta}$ para $\beta = 1$).
2. Calcular los errores de DC debidos a: tensiones de offset, corrientes de bias, ganancia diferencial finita y CMRR finita. Calcular según datos de manual del AO el fondo de escala FS permisible en cada arquitectura y a partir de allí la máxima precisión alcanzable en bits.
3. Simular la operación del circuito con SPICE y estimar los valores anteriormente calculados.
4. Armar el circuito en laboratorio utilizando el operacional indicado junto a cada figura. Trabajar con resistencias al 1 % de tolerancia.
5. Cotejar resultados teóricos y experimentales. Particularmente verificar ganancia, sensibilidad, máxima excursión de salida sin distorsión (y por lo tanto máximo β permisible), errores DC, rechazo al modo común. Para esto último hacer $\beta = 1$ y variar V_P

lentamente (v.gr.: $V_P = 10V + 1V \sin(2\pi 50t)$) verificando que la salida V_O permanece esencialmente invariante.

2. Desarrollo

2.1. Circuito I

2.1.1. Diseño de la ganancia en banda media

Como primer cálculo, es necesario obtener los valores de resistencias que permiten cumplir el requerimiento de ganancia de tensión dada en la consigna. Para ello, atendiendo a la configuración inversora del circuito, es fácil ver que, la ganancia, de forma general se expresa como:

$$A = \frac{V_O}{V_i} = -\frac{R_f}{R}$$

En donde, para el circuito en cuestión, V_i hace referencia a las tensiones de entrada representadas con V_1 y V_2 . Para obtener la ganancia de 30 veces, simplemente resta despejar el valor de la expresión anterior:

$$A = 30 \Rightarrow R_f = 30R$$

En los requerimientos de diseño, también se pide que el amplificador no cargue la fuente de señal, para eso es necesario que Z_{i1} y Z_{i2} sean al menos 10 veces más grandes que las impedancias de las fuentes. Para completar este análisis, es necesario definir la impedancia de entrada.

La impedancia de entrada, de forma genérica Z_{ix} , se obtiene pasivando una fuente de tensión, y conectando un generador testigo (pasivado) que represente la realimentación negativa. Con esto en mente, se tiene el siguiente circuito.

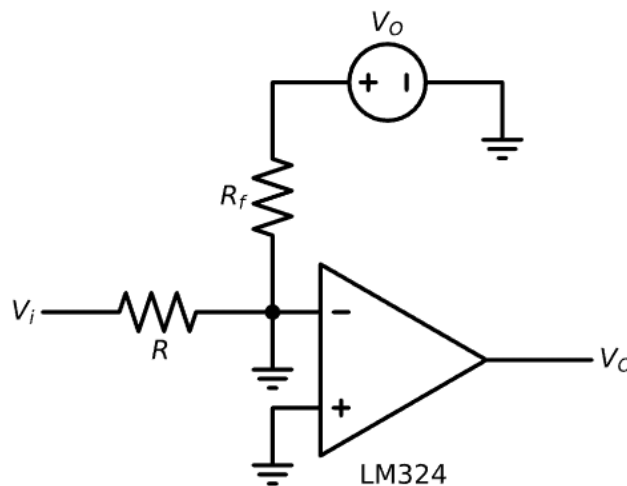


Figura 5: Circuito equivalente para analizar impedancia de entrada

De donde es claro que la impedancia de entrada termina teniendo directamente el valor

de R .

Para el caso en el cual la impedancia de la fuente tenga un valor de $R_i = 50\Omega$, para cumplir el requisito, se puede redondear a un valor de $R = 1k\Omega$, lo que hace que $R_f = 30R = 30k\Omega$. Lográndose así el circuito siguiente:

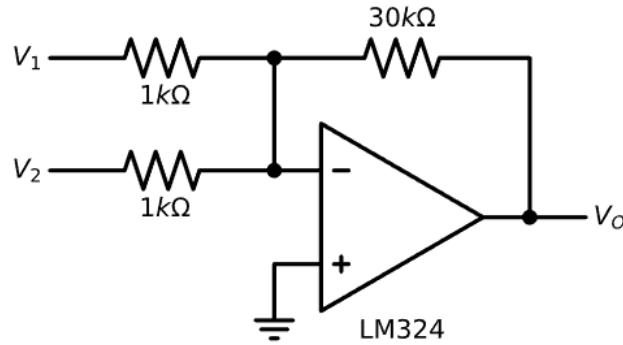


Figura 6: Circuito para $R_{in} = 50\Omega$

En el caso de una impedancia de la fuente de $R = 100k\Omega$, al seguir el procedimiento anterior, usando la mínima diferencia aceptable entre resistores (10 veces), se requeriría de una impedancia de realimentación de $R_f = 30M\Omega$, lo que ya no cumple los requisitos de diseño. Para ello, se usa una red de realimentación como la vista en las clases prácticas. Con resistores menores al valor límite se puede lograr un equivalente. Para ello se parte de la siguiente red T.

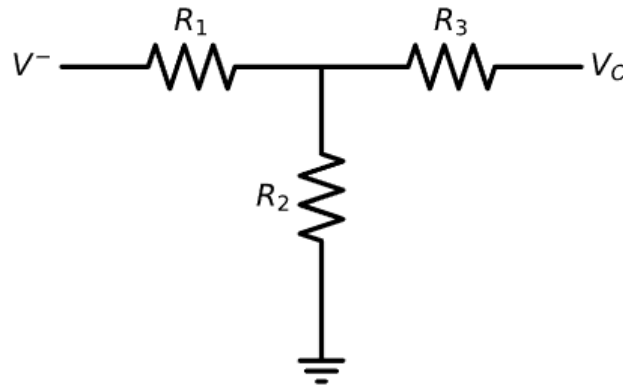


Figura 7: Red T de resistores para realimentación

Esta red tiene como expresión de impedancia a la siguiente:

$$R_T = \frac{R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_2 R_1}{R_2}$$

Se fijan los valores de $R_1 = R_3 = 500k\Omega$, lográndose así entonces:

$$R_2 = -\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3 - R_T} = 8620.69\Omega$$

Al usar resistencias al 1 %, es posible redondear ese valor al comercial $R_2 = 8.66k\Omega$. Se logra así la siguiente red:

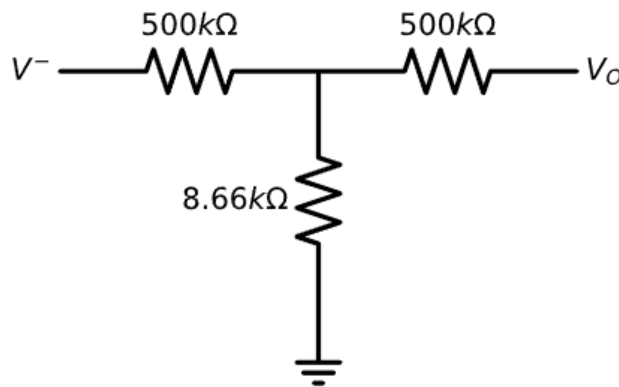


Figura 8: Red T con resistores calculados

Y el circuito final quedaría como:

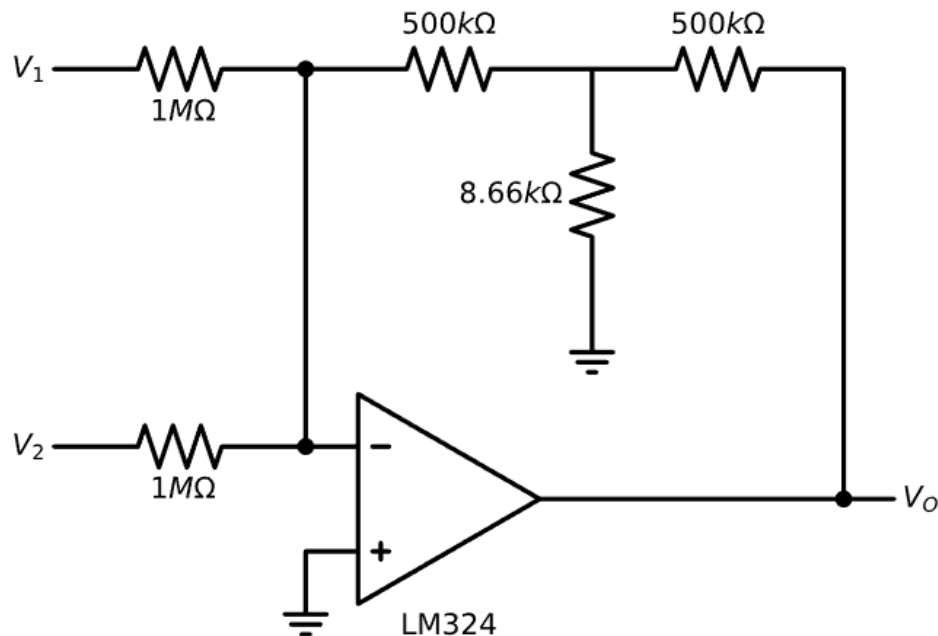


Figura 9: Circuito para $R_{in} = 100k\Omega$

2.1.2. Análisis de los parámetros solicitados

En primer instancia, se debe obtener la expresión de la tensión en función de ambas fuentes de señal de entrada. Para ello, se recurre al uso de la pasivación de las fuentes por separado, logrando las ganancias anteriormente señaladas:

$$A_1 = \left. \frac{V_O}{V_1} \right|_{V_2=0} = -\frac{R_f}{R}$$

$$A_2 = \left. \frac{V_O}{V_2} \right|_{V_1=0} = -\frac{R_f}{R}$$

Lo que permite expresar:

$$V_O = A_1 V_1 + A_2 V_2 = -\frac{R_f}{R} V_1 - \frac{R_f}{R} V_2 = -\frac{R_f}{R} (V_1 + V_2)$$

Luego, para el análisis del error provocado por el offset de tensión, se considera la siguiente expresión:

$$\Delta V_{OS} = \frac{A_d V_{OS}}{1 - T}$$

El análisis de este error se hace a partir de una configuración no inversora, en donde se tiene una fuente de tensión del valor del offset indicado en la hoja de datos del fabricante. Más precisamente, se está verificando el siguiente circuito.

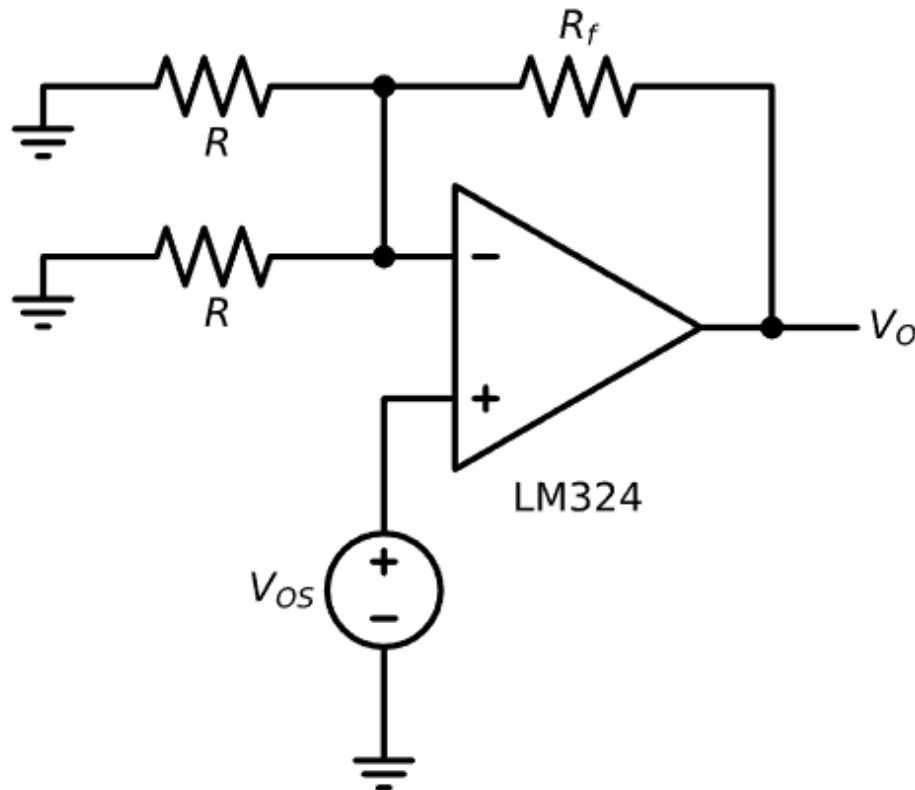


Figura 10: Circuito de análisis para error por tensión de offset

De la expresión anterior, se supone una ganancia diferencial infinita, ya que se analizan

por separado los diferentes errores para luego plantear el peor caso mediante la suma de todos. Luego, el valor de T es:

$$T = -A_d k = -A_d \frac{\frac{R}{2}}{\frac{R}{2} + R_f}$$

El valor de $\frac{R}{2}$ aparece porque se tienen pasivadas ambas fuentes de señal, lo que hace que se tenga un paralelo entre dos resistencias de igual valor, por ende, en el cálculo de la cantidad de realimentación, el divisor de tensión incluye como resistencia a masa una de valor $\frac{R}{2}$ y R_f como la superior.

La expresión final del error es entonces:

$$\Delta V_{OS} = \frac{A_d V_{OS}}{1 + A_d \frac{\frac{R}{2}}{\frac{R}{2} + R_f}} \approx \frac{V_{OS}}{\frac{\frac{R}{2}}{\frac{R}{2} + R_f}}$$

Que, para los valores de resistores adoptados anteriormente para la ganancia de 30 veces, junto con el dato de tensión de offset presente en la hoja de datos ($V_{OS} = 2mV$), arrojan un valor de error de:

$$\Delta V_{OS} = 122mV$$

En cuanto al error por las corrientes de polarización, puede verse en principio que no tiene influencia I_p^+ por tratarse de una configuración sin resistores que agreguen una caída de tensión en el terminal no inversor del amplificador. Luego, en cuanto a la otra corriente, puede calcularse el error de la siguiente forma:

$$\Delta V_{O(I_{OS})} = \frac{(R/2) // R_f I_p^- A_d}{1 + \frac{(R/2) // R_f A_d}{R_f}} \approx I_p^- R_f$$

En el datasheet no se encuentra el dato necesario, pero, si se supone el peor caso, se tiene entonces una $I_p^- = 45 nA$. Con ese dato en mente, el valor del error de tensión es $\Delta V_{O(I_{OS})} = 1.36 mV$.

Ahora, si se quiere calcular el error debido a la relación de rechazo al modo común no infinita, simplemente se usa la siguiente expresión:

$$\Delta V_{O(CCMR < \infty)} = \frac{FS}{CMRR}$$

Según datos del fabricante, se calcularía:

$$\Delta V_{O(CCMR < \infty)} = \frac{10V}{85dB} = \frac{10V}{17782.79} = 0.56mV$$

Para el cálculo del ancho de banda a plena potencia, se parte de la expresión general vista en clases, la cual es:

$$\omega_{HP} = \frac{SR}{V_{Omax}}$$

Para el amplificador utilizado, segun la hoja de datos, el Slew Rate tiene un valor de $0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$, y, para la salida planteada de 10 V_{pap} , se calcula:

$$\omega_{HP} = \frac{0.5 \text{ V}/\mu\text{s}}{10\text{V}} = 0.05 \text{ Mrad/s}$$

Ahora, para calcular el ancho de banda de pequeña señal, se hace uso del análisis gráfico del diagrama de Bode. Para ello, se toma como referencia el producto ganancia ancho de banda constante, junto con la cantidad de realimentación, de modo que se tiene:

$$f_H = k f_T$$

Con:

$$k = \frac{\frac{R}{2}}{\frac{R}{2} + R_f} = 0.0164$$

Se toma como referencia la cantidad de realimentación anteriormente obtenida. Luego, el dato del producto GBW, se obtiene de la siguiente gráfica extraída de la hoja de datos.

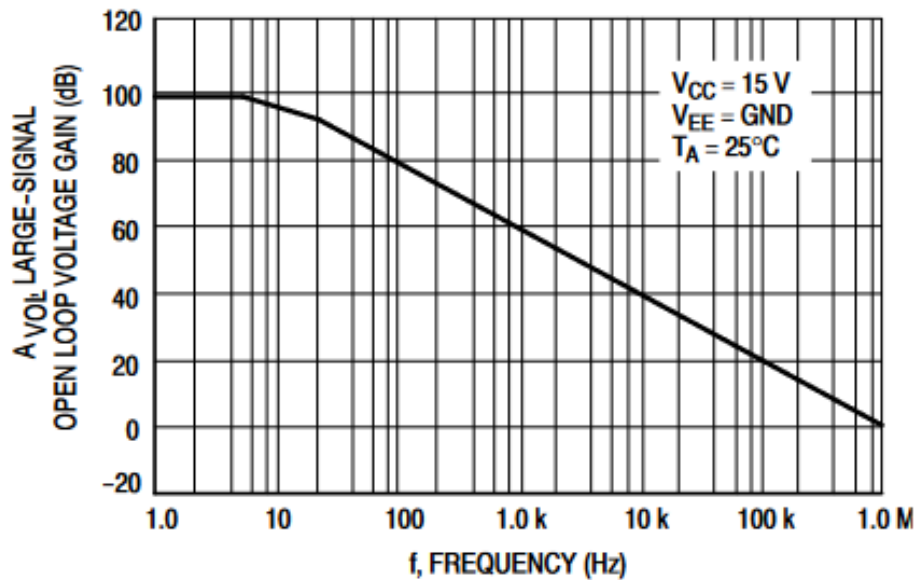


Figure 6. Open Loop Frequency

Figura 11: Ganancia a lazo abierto del amplificador LM324

Finalmente:

$$f_H = k f_T = 0.0164 \text{ MHz} = 16393.44 \text{ Hz} \Rightarrow \omega_H = 103003.0378 \text{ rad/s} \approx 103 \text{ krad/s}$$

Finalmente, se solicita plantear una tabla de errores, para ello, se presentan las ecuaciones utilizadas para los 4 valores solicitados:

Tabla 1: Expresiones de los parámetros a añadir en la tabla solicitada

| Parámetro | Módulo | Fase |
|----------------------|---|--|
| Ganancia normalizada | $ a_{vf} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_H^2} + 1}}$ | $\phi_{a_{vf}} = -\arctg(\frac{\omega}{\omega_H})$ |
| Error vectorial | $ \epsilon_V = 1 - \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_H^2} + 1}}$ | $\phi_{\epsilon_V} = -\arctg(\frac{\omega}{\omega_H}) + \frac{\pi}{2}$ |

Tabla 2: Valores obtenidos para los parametros solicitados

| Frecuencia [rad/s] | $ a_{vf} $ | $\phi_{a_{vf}}$ | $ \epsilon_V $ | ϕ_{ϵ_V} |
|--------------------|------------|-----------------|----------------|---------------------|
| 0.000000 | 1.000000 | -0.000000 | 0.000000 | 90.000000 |
| 10300.302134 | 0.995037 | -327.192885 | 0.004963 | 84.289407 |
| 20600.604268 | 0.980581 | -648.011397 | 0.019419 | 78.690068 |
| 30900.906403 | 0.957826 | -956.796216 | 0.042174 | 73.300756 |
| 41201.208537 | 0.928477 | -1249.128751 | 0.071523 | 68.198591 |
| 51501.510671 | 0.894427 | -1522.065315 | 0.105573 | 63.434949 |
| 61801.812805 | 0.857493 | -1774.092567 | 0.142507 | 59.036243 |
| 72102.114939 | 0.819232 | -2004.895074 | 0.180768 | 55.007980 |
| 82402.417074 | 0.780869 | -2215.043850 | 0.219131 | 51.340192 |
| 92702.719208 | 0.743294 | -2405.690070 | 0.256706 | 48.012788 |
| 103003.021342 | 0.707107 | -2578.310078 | 0.292893 | 45.000000 |

Se adjuntan a continuación las gráficas correspondientes a las diferentes columnas de la anterior tabla.

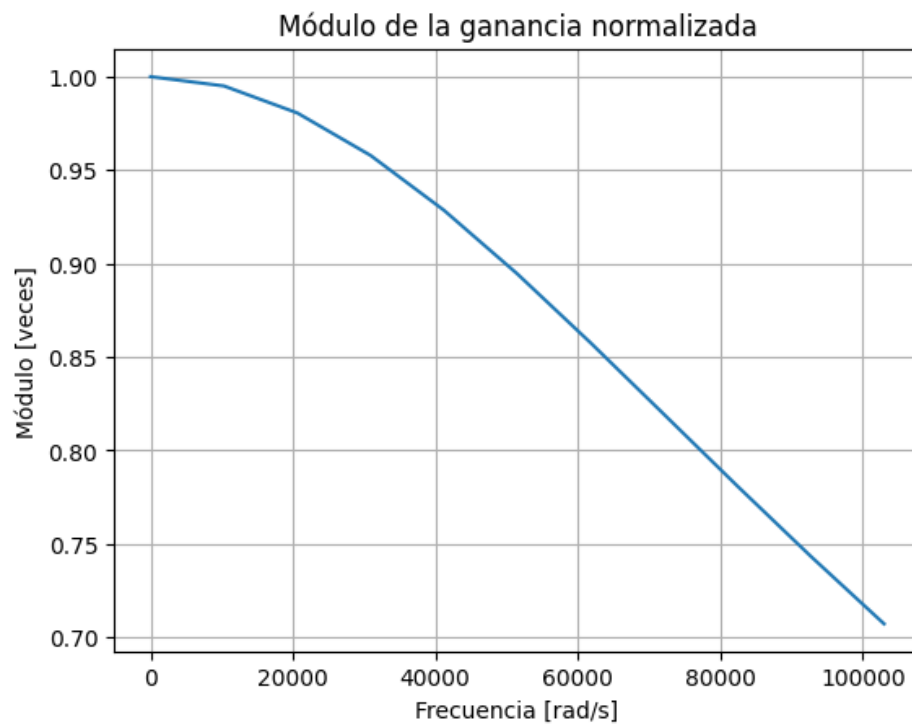


Figura 12: Módulo de la ganancia normalizada

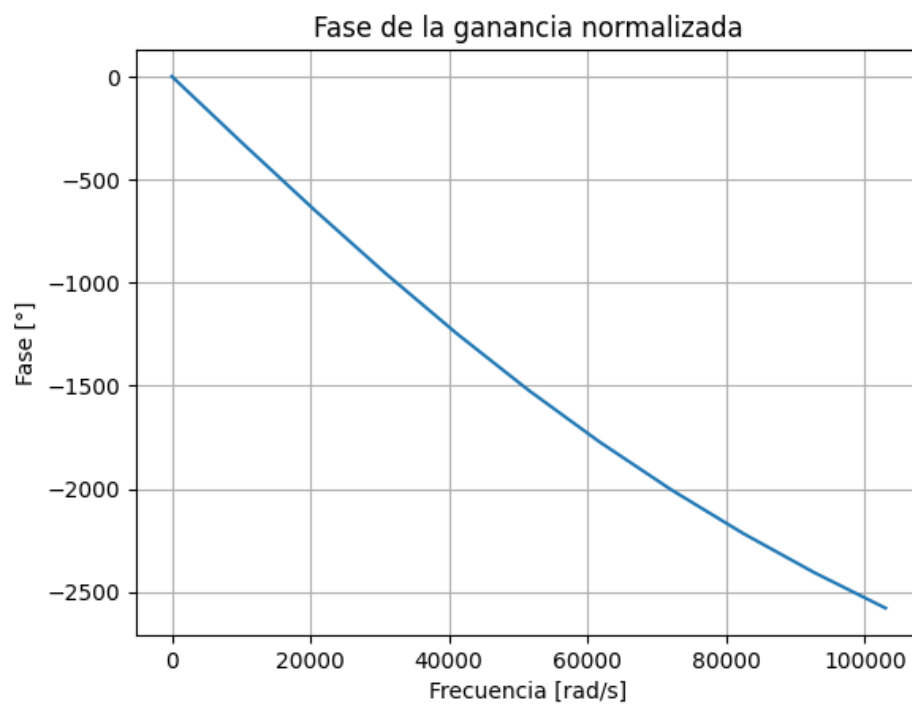


Figura 13: Fase de la ganancia normalizada

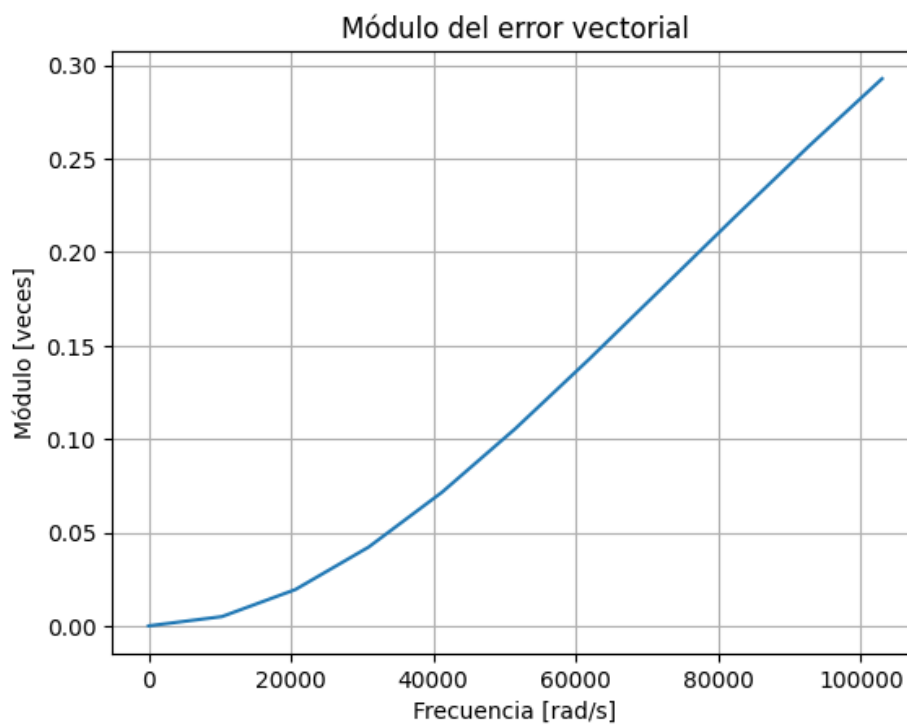


Figura 14: Módulo del error vectorial

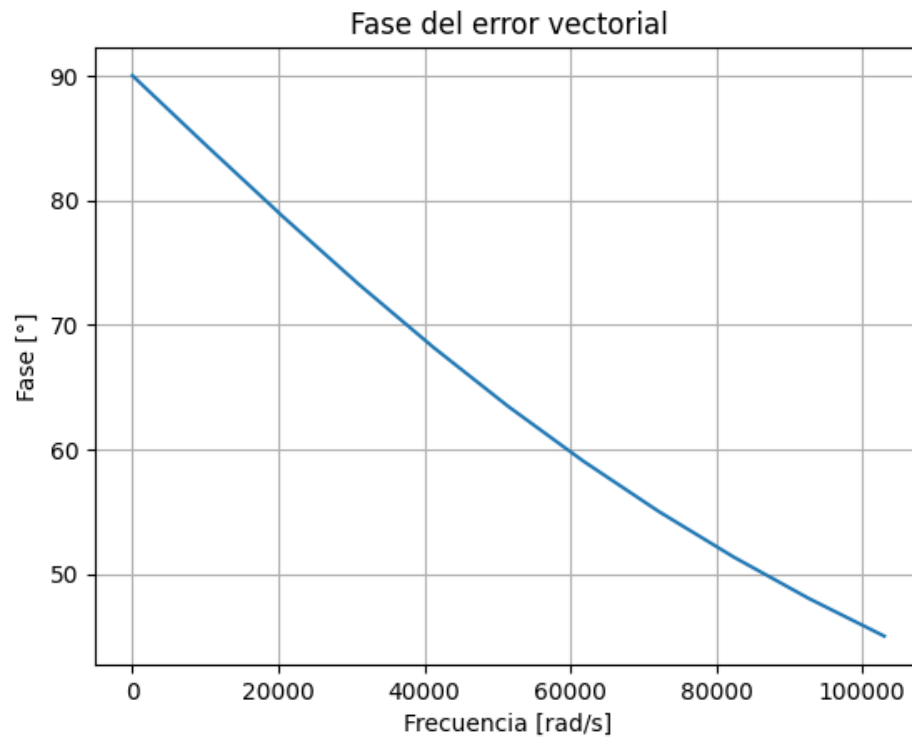


Figura 15: Fase del error vectorial

2.1.3. Simulación

En primer instancia, cabe destacar que la simulación del circuito se realizó en el programa LTSpice. Luego, para obtener las gráficas, se exportó la información para poder graficarla en Python. Se tiene entonces la siguiente señal de salida para una tensión $V_1 = 0.1V$ alternada con frecuencia de $1kHz$.

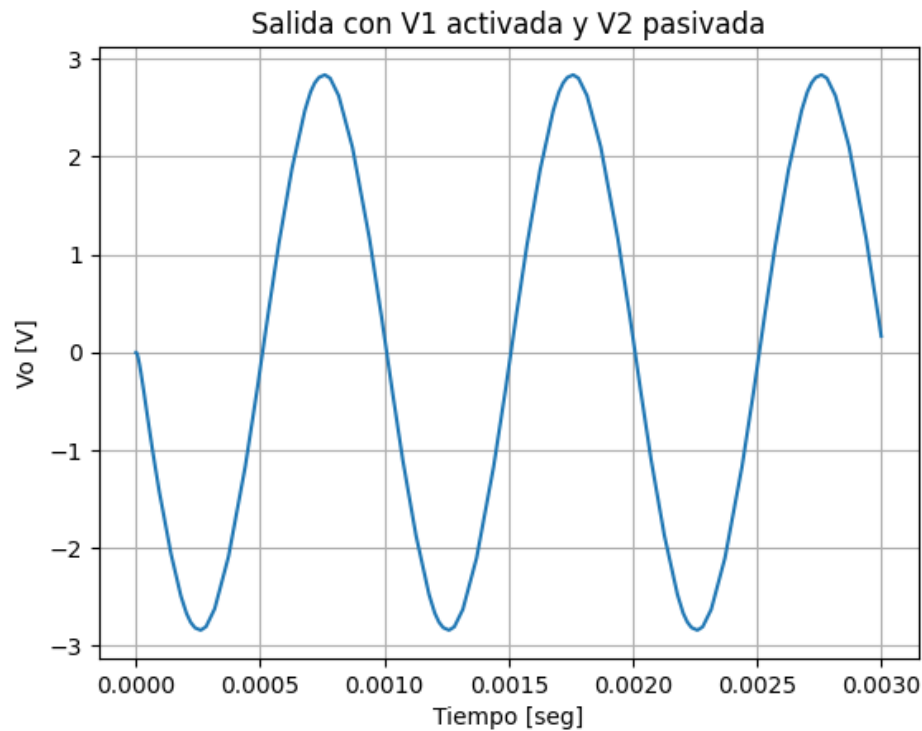


Figura 16: Tensión de salida en función de $V_1 = 0.1V$

Luego, para verificar el valor de la tensión de offset brindado por el fabricante, se conectaron las dos entradas de señal a masa, y se midió la salida del amplificador. Se obtuvo entonces la medida de $-2.55mV$, verificándose el valor en la siguiente gráfica.

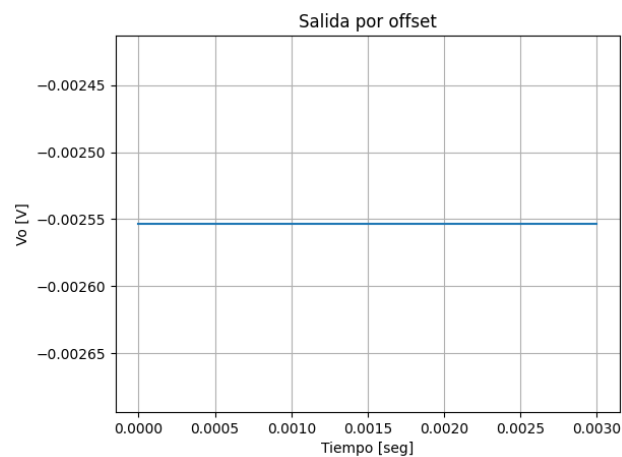


Figura 17: Offset de tensión del amplificador

Ahora, a modo de ilustración, se coloca una fuente de tensión del valor de offset brindado por el fabricante en la entrada no inversora del amplificador, se obtiene entonces el siguiente comportamiento, en donde se puede ver el valor de tensión muy similar al calculado, en este

caso se tiene $V = 0.1129056V$.

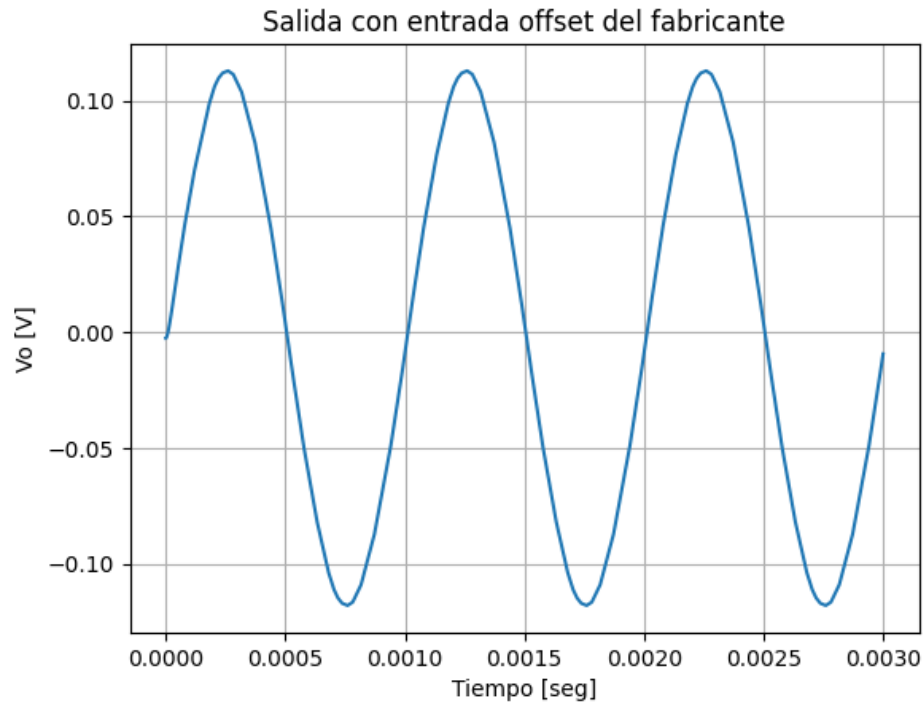


Figura 18: Error en DC por offset

En cuanto al error por corrientes de polarización, no se puede simular exactamente, ya que no se tiene una resistencia conectada al terminal no inversor, pero si se conecta una fuente de corriente al terminal inversor, de modo de simular la I_p^- planteada, se obtiene lo siguiente:

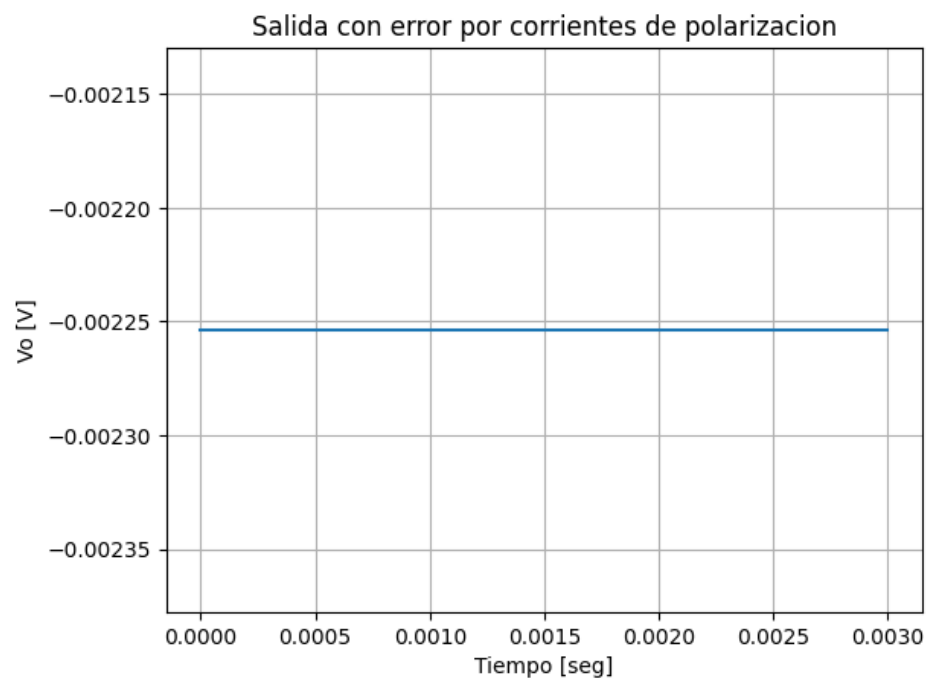


Figura 19: Error por corrientes de polarización

Ahora, se realiza la medición del slew rate. Para ello se configura la fuente de tensión V_1 con lo siguiente:

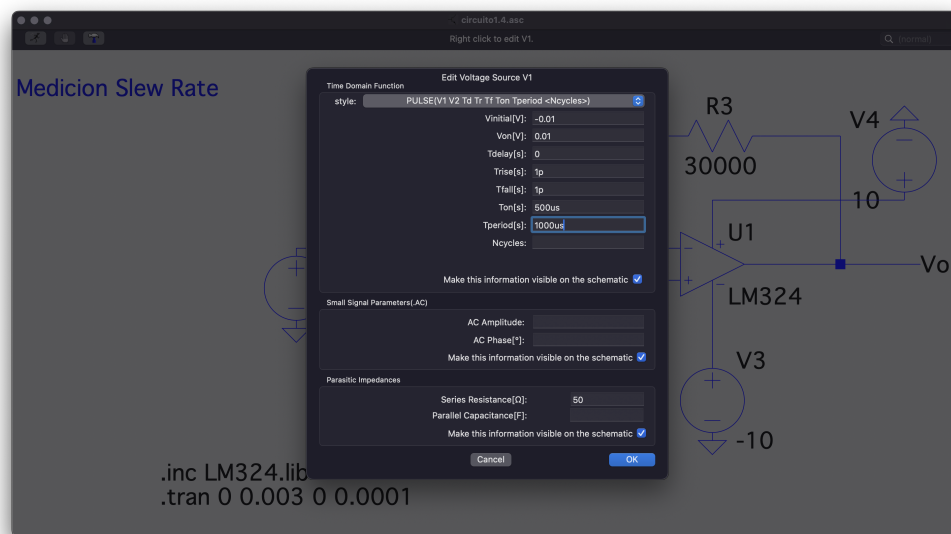


Figura 20: Configuración de fuente de tensión para medir Slew Rate.

Se obtiene de esa forma la siguiente salida:



Figura 21: Tensión de salida en la prueba de Slew Rate

Al hacer zoom, se puede apreciar lo siguiente:

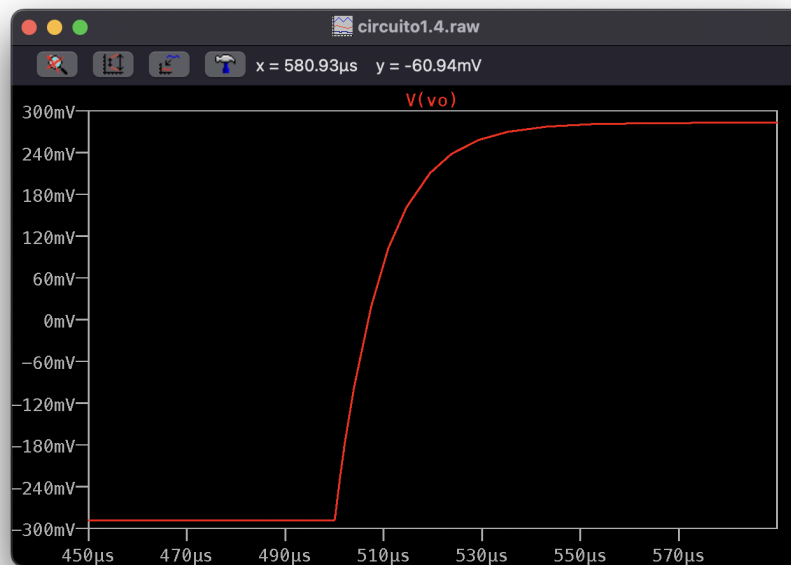


Figura 22: Transitorio Slew Rate

De donde se puede, mediante 2 cursores, obtener la medición siguiente:

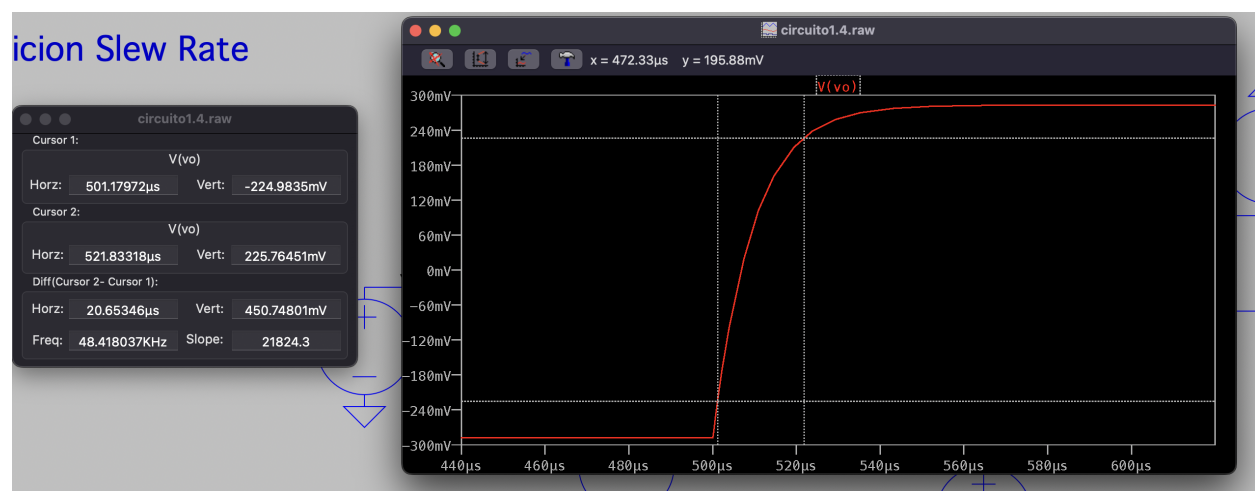


Figura 23: Medición del Slew Rate

Finalmente, se aprecia que el Slew Rate es de $21824.3 \text{ mV}/\mu\text{s}$.

Ahora, para el gráfico del diagrama de Bode, se obtiene lo siguiente:

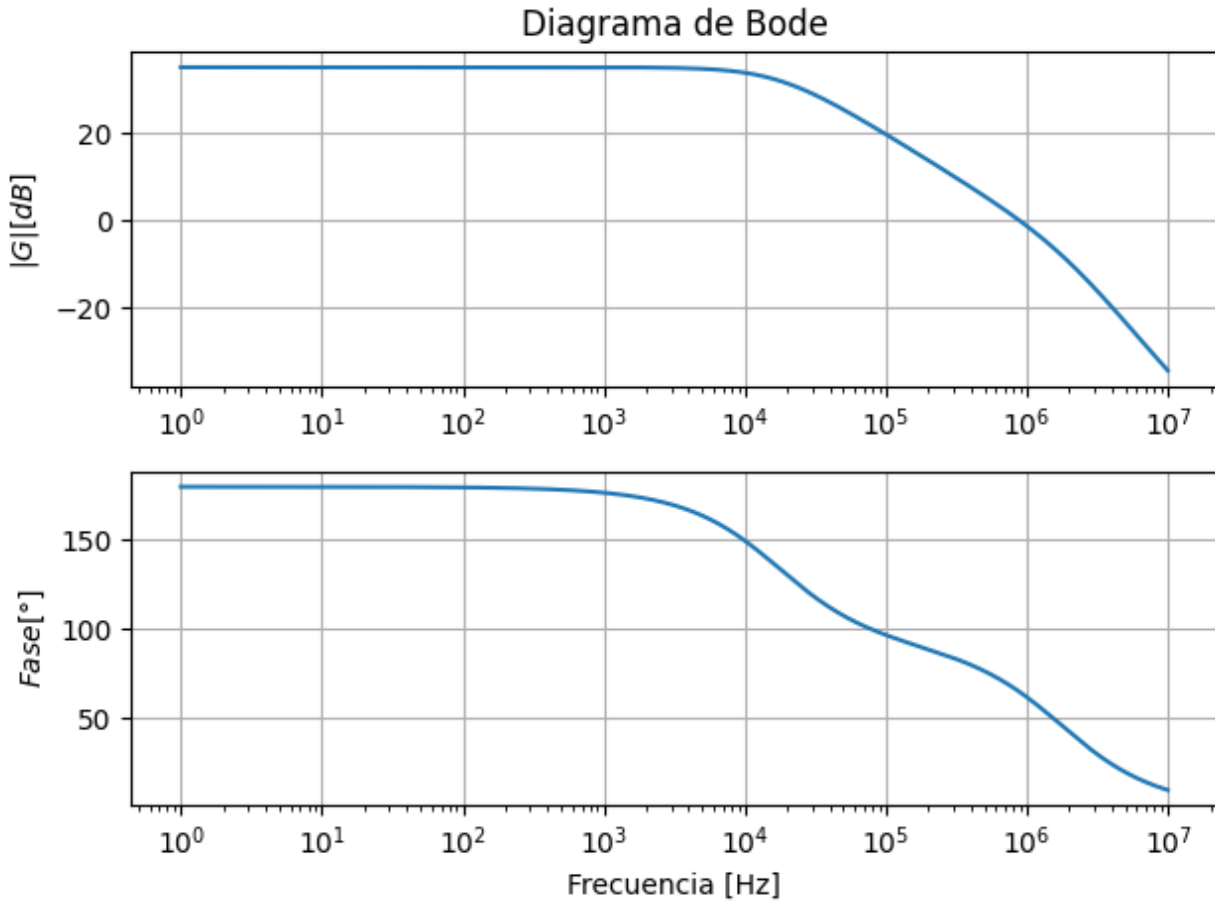


Figura 24: Diagrama de Bode

Del diagrama, se encuentra que el punto de caída de 3dB está en la frecuencia $f_P = 17.28 \text{ kHz}$, muy cercana a la calculada anteriormente.

2.2. Ejercicio adicional I

2.2.1. Cálculos solicitados

Para el primer amplificador (simbolizado como U1), se tiene una configuración no inversora, con una ganancia de tensión de:

$$G_{U1} = 1 + \frac{R_1}{\alpha R_1} = \frac{1 + \alpha}{\alpha}$$

Ahora, en el terminal inversor del segundo amplificador (U2), se cumple lo siguiente:

$$\frac{V_{out}}{\alpha R_2} = -\frac{V_{O1}}{R2}$$

De donde se obtiene:

$$\frac{V_{out}}{\alpha} = -\frac{1+\alpha}{\alpha}V_1$$

Siendo V_1 la tensión de entrada del primer amplificador, que se invierte con una ganancia, como anteriormente se mostró. Finalmente, se obtiene como expresión de la tensión de salida:

$$V_{out} = -(1+\alpha)V_1$$

Si ahora se pasiva la tensión de entrada al primer amplificador, pero se tiene en cuenta la tensión V_2 , que es la parte del puente que es entrada del segundo amplificador, se tiene entonces la siguiente expresión:

$$G_{U2} = 1 + \frac{\alpha R_2}{R_2} = 1 + \alpha$$

Ahora, si se aplica el principio de superposición, se tiene que la tensión de salida es:

$$V_{out} = (V_2 - V_1)(1 + \alpha) = V_d(1 + \alpha)$$

Es decir,

$$G = \frac{V_{out}}{V_d} = 1 + \alpha$$

Para poder obtener una expresión que relacione la tensión de salida del circuito completo con respecto al parámetro β , se busca la expresión de la tensión diferencial en función de los resistores del puente. Se tiene:

$$V_1 = 2V_p \frac{R_p}{\beta R_p + R_p} - V_p = \frac{2V_p}{\beta + 1} - V_p = V_p \frac{1 - \beta}{1 + \beta}$$

$$V_2 = 0 \Rightarrow V_d = V_2 - V_1 = V_p \frac{\beta - 1}{1 + \beta} \Rightarrow V_{out} = V_d(1 + \alpha) = V_p \frac{\beta - 1}{1 + \beta} (1 + \alpha)$$

Ahora, en cuanto a la sensibilidad nominal del circuito. Se calcula la derivada de la última expresión obtenida:

$$\frac{dV_{out}}{d\beta} = V_p(1 + \alpha) \frac{(1 + \beta) - (\beta - 1)}{(1 + \beta)^2} = 2V_p(1 + \alpha) \frac{1}{(1 + \beta)^2}$$

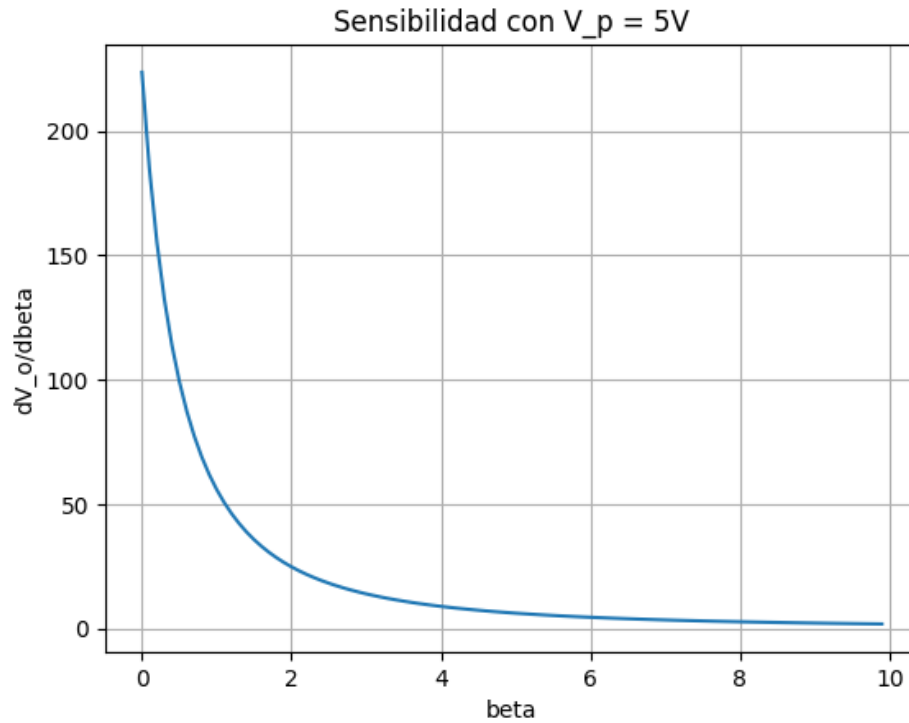


Figura 25: Sensibilidad

Y, para el caso solicitado en consigna:

$$\frac{dV_{out}}{d\beta}(\beta = 1) = 2V_p(1 + \alpha) \frac{1}{(1 + 1)^2} = \frac{V_p(1 + 21.36)}{2}$$

En cuanto a los errores de corriente continua, se comienza con el análisis de las tensiones de offset. Para ello, se tiene el mismo dato que en el circuito anterior, es decir, $V_{OS} = 2mV$. Luego, se tiene la siguiente expresión:

$$V_{O1} = V_{OS1} \frac{1 + \alpha}{\alpha} = 2mV \frac{1 + 21.36}{21.36} = 2.093 \text{ mV}$$

Y ahora al amplificarse esa tensión por el segundo amplificador, se tiene:

$$\Delta V_{O(V_{OS1})} = -V_{O1}\alpha = -2.093mV \cdot 21.36 = -44.7 \text{ mV}$$

Ahora, para el caso de la tensión de offset del segundo amplificador, se tiene:

$$\Delta V_{O(V_{OS2})} = V_{OS2} (1 + \alpha) = 2mV \cdot 22.36 = 44.72 \text{ mV}$$

Para las corrientes de polarización, se puede apreciar primero que en el amplificador U1 no habría error por bias positivo, solamente afecta el negativo. Se tiene:

$$I_{p1}^- = -\frac{V_1^-}{R_1/\alpha R_1}$$

La salida del amplificador U1 es:

$$V_{O1} = -\frac{A_d V_1^-}{1 + A_d \frac{\alpha}{\alpha+1}} \approx I_{p1}^- R_1$$

Ese error se amplifica en un factor de α en el amplificador U2, por lo que se tiene:

$$\Delta V_{O(I_{OS1})} = -V_{O1} \alpha = -I_{p1}^- R_1 \alpha = -45 \text{ nA } 2.2k\Omega \cdot 21.36 = -2.1 \text{ mV}$$

Para el segundo amplificador, la expresión será similar a la anterior, ya que se no hay resistores conectados en el terminal no inversor, de modo que se tiene:

$$I_{p2}^- = -\frac{V_2^-}{R_2/\alpha R_2}$$

La salida del amplificador debido al error mencionado, será:

$$\Delta V_{O(I_{OS2})} = I_{p2}^- R_2 \alpha = 45 \text{ nA } 2.2k\Omega \cdot 21.36 = 2.1 \text{ mV}$$

En cuanto al error por la ganancia diferencial finita, se tiene para el primer amplificador:

$$V_{O1} = \frac{FS}{|T|}; \quad T = -A_d \frac{\alpha}{\alpha+1}; \quad FS = 5 \text{ V}; \quad A_d = 100000$$

$$V_{O1} = \frac{FS}{T} = \frac{5V}{A_d \frac{\alpha}{\alpha+1}} = \frac{5V}{A_d \frac{1}{\alpha+1}} = \frac{5V}{100000 \frac{1}{22.36}} = 1.12 \text{ mV}$$

Luego, se amplifica esa tensión en el segundo amplificador, si se lo considera ideal, entonces ese factor de amplificación es α , por lo que se tiene:

$$\Delta V_{O(A_{d1}<\infty)} = V_{O1} \alpha = 1.12mV \cdot 21.36 = 23.9 \text{ mV}$$

En cuanto al error por la ganancia diferencial finita del segundo amplificador, se tiene:

$$\Delta V_{O(A_{d2}<\infty)} = \frac{FS}{T} = \frac{5V}{A_d \frac{1}{\alpha+1}} = \frac{5V}{100000 \frac{1}{22.36}} = 1.12 \text{ mV}$$

Ahora, considerando una relación de rechazo al modo común no infinita, se tiene una expresión general para el cálculo del error provocado por esta no idealidad. Se referencia la siguiente fórmula:

$$\Delta V_{O(CMRR<\infty)} = \frac{FS}{CMRR}$$

Para el caso del primer amplificador, se tiene:

$$\Delta V_{O(CMRR_1 < \infty)} = \frac{FS}{CMRR_1} \alpha = \frac{5V}{17783 \frac{1}{21.36}} 21.36 = 6 \text{ mV}$$

Para el segundo amplificador, se tiene:

$$\Delta V_{O(CMRR_2 < \infty)} = \frac{FS}{CMRR_2} = 0.28 \text{ mV}$$

Para calcular la máxima precisión alcanzable con este circuito, se calcula el peor caso de errores, es decir, la suma total, se podría expresar lo siguiente:

$$e_T = \sum_{i=1}^n \Delta V_O = 125.76 \text{ mV}$$

Se puede alcanzar:

$$n = \log_2\left(\frac{FS}{e_T}\right) = \log_2\left(\frac{5V}{125.76mV}\right) = 5.3$$

Por lo que la máxima resolución es de 5 bits.

2.2.2. Simulación

Se simula primero una entrada de 1 mV de amplitud a 1 kHz de frecuencia. Con un $\beta = 2$ se obtiene lo siguiente:

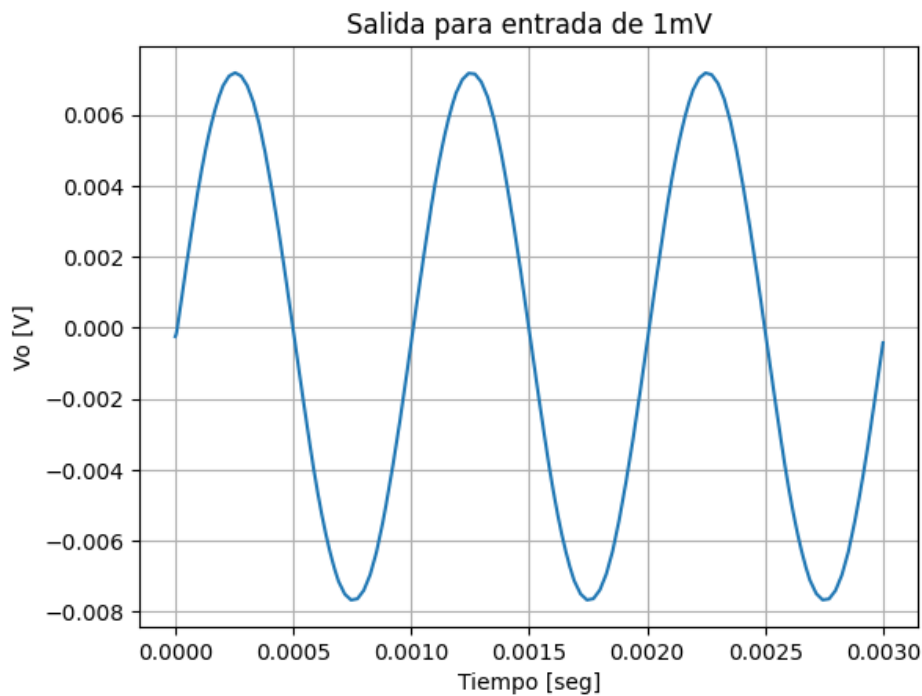


Figura 26: Salida para $V_{in} = 1mV$

Se puede apreciar que el máximo valor en $V_{out} = 7.187874$, y, según las expresiones calculadas anteriormente, se debería tener para el β utilizado un valor de $V_{out} = 7.4533$. Por lo que se verifica el funcionamiento del circuito.

Pudo verse en la simulación del circuito que la variación del parámetro β no alcanza a distorsionar la salida. Esto habla de la robustez del circuito, pues se aprecia que para determinados valores, se tiene un amplificador que invierte con respecto a V_p , pero, a partir de cierto punto, la salida se establece en una forma de onda que se repite, independientemente de qué tanto se aumente β .

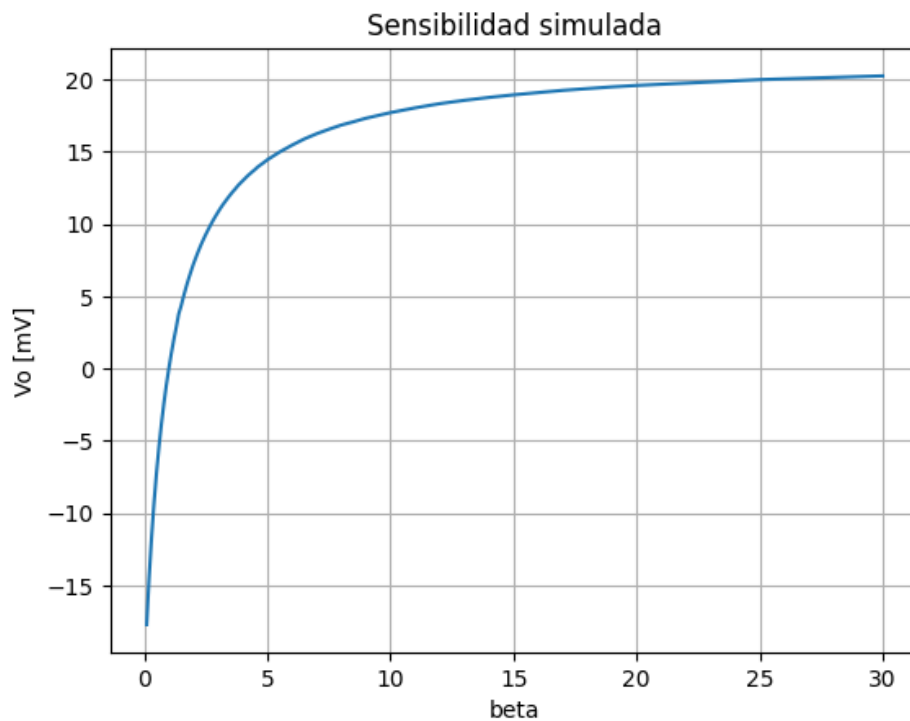


Figura 27: Sensibilidad simulada

Se puede apreciar en la gráfica superior, cómo a medida que aumenta β , cada vez disminuye en menor medida el cambio de la tensión de salida. Podría tomarse como máximo valor de β , el valor de 2.5, ya que a partir de allí comienza a perderse la linealidad en la salida.

Ahora, para ver los errores de DC, primero se plantea lo producido por la tensión de offset. Para ello, primero se analiza lo que ocurre en el primer amplificador. Se pasiva V_d y se coloca una fuente de tensión de $2mV$ en el terminal no inversor del amplificador. Se obtiene entonces lo siguiente:

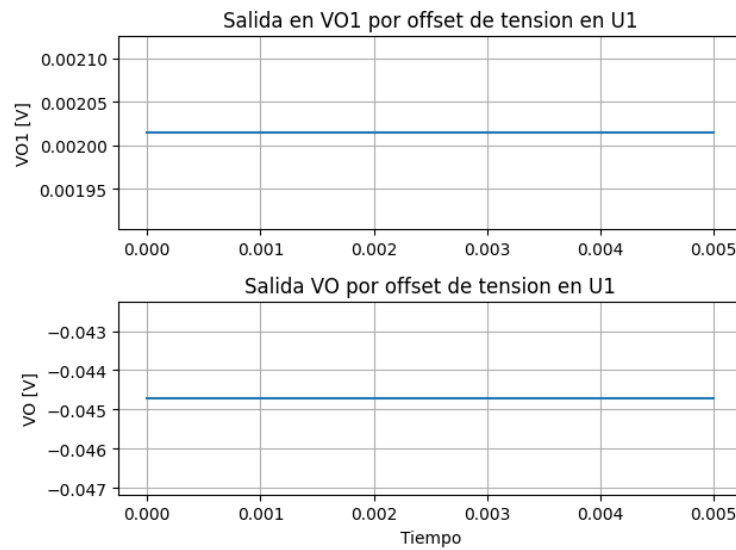


Figura 28: Error por tensión de offset en primer amplificador

Se ven valores de 2.01 mV para la salida del primer amplificador, que se van a -44.7 mV luego de pasar por el segundo amplificador, se corrobora de esa forma lo calculado previamente. Nuevamente se corrobora la veracidad de los cálculos previos al verificar que la salida por offset de tensión en el amplificador U2 tiene un valor de 44.7 mV .

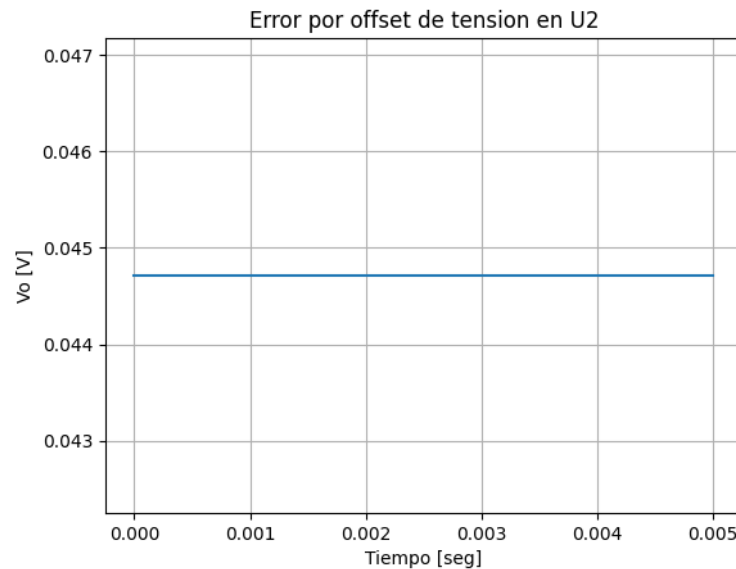


Figura 29: Error por tensión de offset en segundo amplificador

Debido a los errores debidos a las corrientes de polarización en los terminales inversores de ambos amplificadores operacionales, se tiene lo siguiente, que corrobora los cálculos realizados anteriormente:

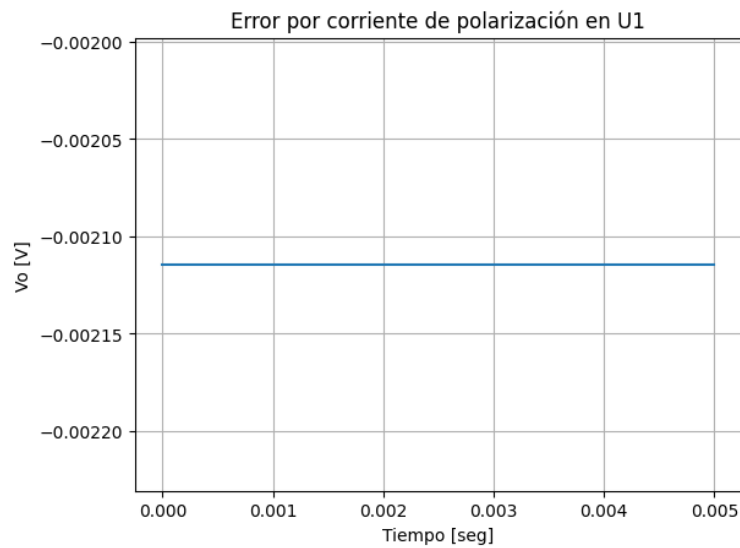


Figura 30: Error debido a corrientes de polarización en primer amplificador

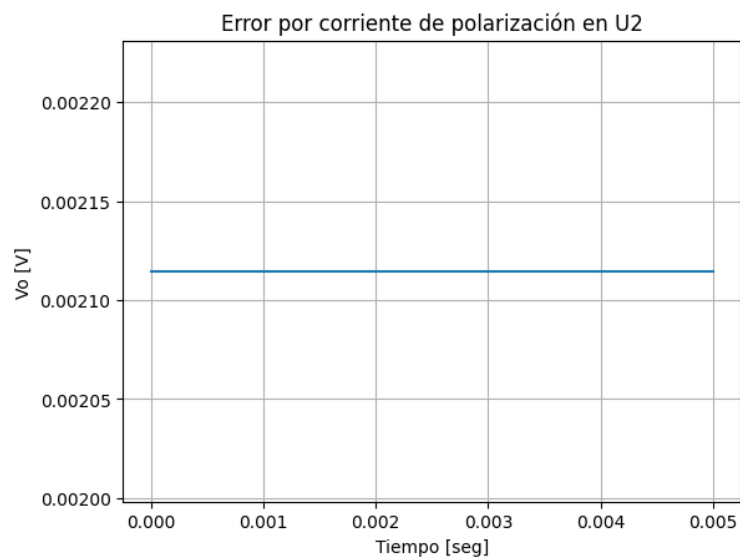


Figura 31: Error debido a corrientes de polarización en segundo amplificador

Se cotejan de esa manera los errores de continua simulados con los calculados.

Ahora, para finalizar el trabajo práctico, resta analizar el rechazo al modo común. Para ello se coloca una fuente de tensión alternada con un offset fijo, y se irá modificando levemente el valor de continua. Si todo funciona bien, debería apreciarse una salida constante, aún para pequeñas variaciones del parámetro mencionado. Cabe aclarar que en la realización de este paso, se opta por no respetar del todo la consigna, ya que se tiene si se hiciera $\beta = 1$, entonces $V_d = 0$, lo que imposibilita ver las diferencias, ya que se tendría una tensión de salida que se aproxima a 0 V. Se opta por usar un $\beta = 1.25$.

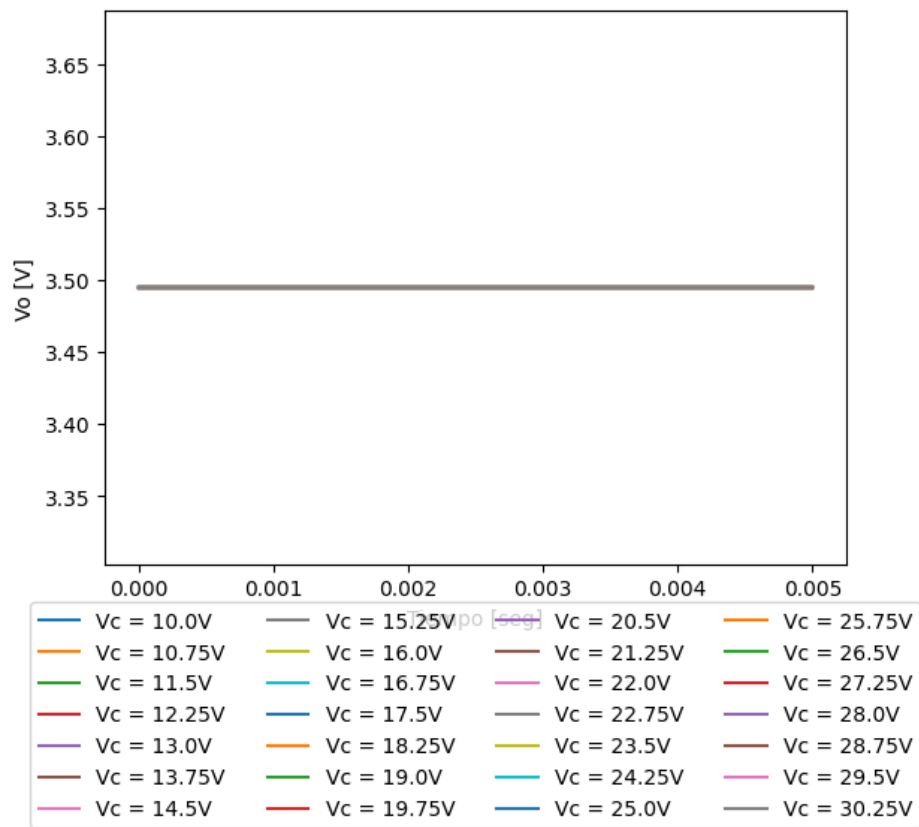


Figura 32: Rechazo al modo común para diferentes valores de V_C

Se aprecia claramente cómo el valor de tensión es prácticamente invariante para los diferentes valores de tensión común.

De esta forma se completa el desarrollo propiamente dicho del trabajo práctico 2.

3. Conclusiones

En este trabajo práctico, se pudo verificar en un principio cómo la idealidad con la que se plantean los circuitos de amplificadores operacionales difiere con la realidad. En el primer circuito se pudo comprobar cómo, con los componentes reales la ganancia es ligeramente menor a la diseñada con cálculos, esto es entendible, pues la ganancia diferencial en realidad no es infinita, y tampoco lo es la RRM. Sin embargo, pudo apreciarse un ancho de banda prácticamente calcado al obtenido mediante análisis, lo cual es una ventaja. La única simulación que se alejó del valor calculado fue la del error por corrientes de polarización, pero el resto de los valores se encuentra en el orden de magnitud.

Luego, en cuanto al segundo circuito, puede verse la robustez del mismo en cuanto a la relación de rechazo de modo común. Otra cosa, no pudo encontrarse distorsión en la señal de salida, aplicando el valor de tensión de entrada que sea. Esto último, en la vida real es algo deseable, pero termina siendo difícil de corroborar por simulación algo que se supone que debería estar. En el circuito que amplifica la tensión diferencial puede verse que los valores de error de tensión de salida en DC son prácticamente los mismos que se obtienen por simulación, algo deseable. En el caso de la sensibilidad, se puede apreciar cómo no se modifica de forma lineal la excursión de la tensión de salida para diferentes valores del parámetro β . El rechazo al modo común en este circuito es muy bueno, pues se aprecia que la tensión de salida es prácticamente constante para diferentes valores de tensión de continua, pudo verse que estos valores se alcanzan a separar un par de μV a medida que aumenta el valor de β . La máxima precisión para el uso de este circuito es de 5 bits, lo cual restringe su aplicación a ciertos microcontroladores, además de que para un sistema digital se tendrían 32 diferentes valores de tensión de entrada, siendo el campo de uso del prototipo algo realmente específico.

Anexo A. Códigos utilizados

Código A.1: Cálculo simbólico

```

1  import sympy as sp
2  RT, R1, R2, R3 = sp.symbols('RT R1 R2 R3')
3  eq = sp.Eq(RT, (R1*R3 + R2*R3 + R2*R1) / R2)
4  sol = sp.solve(eq, R2)
5  latex_sol = sp.latex(sol)
6  print(latex_sol)
7  values = {RT: 30e6, R1: 500e3, R3: 500e3}
8  numeric_sol = [sol_i.subs(values) for sol_i in sol]
9  print('Valor R2: ',numeric_sol)
10

```

Código A.2: Tabla de errores

```

1  wH = 2*np.pi*16393.44
2  def moduloGananciaNormalizada(w):
3      return 1/(np.sqrt(w**2/wH**2+1))
4  def faseGananciaNormalizada(w):
5      return -np.arctan(w/wH)
6  def moduloErrorVectorial(w):
7      return 1-1/(np.sqrt(w**2/wH**2+1))
8  def faseErrorVectorial(w):
9      return -np.arctan(w/wH)+np.pi/2
10 vectorW = []
11 vectorMGN = []
12 vectorFGN = []
13 vectorMEV = []
14 vectorFEV = []
15 for i in range(11):
16     vectorW.append(0.1*i*wH)
17     vectorMGN.append(moduloGananciaNormalizada(0.1*i*wH))
18     vectorFGN.append(faseGananciaNormalizada(0.1*i*wH))
19     vectorMEV.append(moduloErrorVectorial(0.1*i*wH))
20     vectorFEV.append(faseErrorVectorial(0.1*i*wH))
21 plt.plot(vectorW,vectorMGN)
22 plt.title('Módulo de la ganancia normalizada')
23 plt.xlabel('Frecuencia [rad/s]')
24 plt.ylabel('Módulo [veces]')
25 plt.grid(True)
26 plt.show()
27 vectorFGN = np.rad2deg(vectorFGN)
28 plt.plot(vectorW,vectorFGN)
29 plt.title('Fase de la ganancia normalizada')

```

```

30 plt.xlabel('Frecuencia [rad/s]')
31 plt.ylabel('Fase [°]')
32 plt.grid(True)
33 plt.show()
34 plt.plot(vectorW,vectorMEV)
35 plt.title('Módulo del error vectorial')
36 plt.xlabel('Frecuencia [rad/s]')
37 plt.ylabel('Módulo [veces]')
38 plt.grid(True)
39 plt.show()
40 vectorFEV = np.rad2deg(vectorFEV)
41 plt.plot(vectorW,vectorFEV)
42 plt.title('Fase del error vectorial')
43 plt.xlabel('Frecuencia [rad/s]')
44 plt.ylabel('Fase [°]')
45 plt.grid(True)
46 plt.show()
47 df = pd.DataFrame()
48 df['Frecuencia [rad/s]'] = vectorW
49 df['Módulo ganancia normalizada [veces]'] = vectorMGN
50 df['Fase ganancia normalizada [°]'] = vectorFGN
51 df['Módulo error vectorial [veces]'] = vectorMEV
52 df['Fase error vectorial [°]'] = vectorFEV
53 latex_table = df.to_latex(index=False)
54 print(latex_table)
55

```

Código A.3: Gráficos de simulaciones

```

1 data = pd.read_csv('E:\Documentos\GitHub\lab2SRA\circuito1V01.txt',delimiter='\t'
↳ )
2 plt.plot(data['time'],data['V(vo)'])
3 plt.title('Salida con V1 activada y V2 pasivada')
4 plt.ylabel('Vo [V]')
5 plt.xlabel('Tiempo [seg]')
6 plt.grid(True)
7 plt.show()
8

```

Código A.4: Formato datos de salida de LTSpice

```

1 time V(vo)
2 0.0000000000000000e+000 -2.553512e-003
3 2.279685435692558e-007 -2.584698e-003
4 4.559370871385115e-007 -2.724575e-003
5 6.839056307077672e-007 -2.973141e-003

```

| | | |
|----|------------------------|----------------|
| 6 | 9.118741742770230e-007 | -3.330397e-003 |
| 7 | 1.139842717846279e-006 | -3.796342e-003 |
| 8 | 1.367811261415534e-006 | -4.370978e-003 |
| 9 | 1.595779804984790e-006 | -5.054303e-003 |
| 10 | 3.013927370556686e-006 | -1.086028e-002 |
| 11 | 4.642601738141095e-006 | -2.087584e-002 |
| 12 | 7.060087927899018e-006 | -4.134376e-002 |
| 13 | 9.934607846691051e-006 | -7.235973e-002 |
| 14 | 1.401264838754476e-005 | -1.253316e-001 |
| 15 | 1.908413862039735e-005 | -2.003109e-001 |
| 16 | 2.518740379233545e-005 | -2.985770e-001 |
| 17 | 3.236058174693788e-005 | -4.197429e-001 |
| 18 | 4.136238063651223e-005 | -5.748902e-001 |
| 19 | 5.282268416198088e-005 | -7.720199e-001 |
| 20 | 6.872540253517184e-005 | -1.038698e+000 |
| 21 | 9.291256211808744e-005 | -1.414396e+000 |
| 22 | 1.412868812839186e-004 | -2.065535e+000 |
| 23 | 1.809130240360391e-004 | -2.492669e+000 |
| 24 | 2.034637590505175e-004 | -2.669800e+000 |
| 25 | 2.201673762938960e-004 | -2.759745e+000 |
| 26 | 2.374131816606629e-004 | -2.815387e+000 |
| 27 | 2.603134714767021e-004 | -2.839386e+000 |
| 28 | 2.817890824055300e-004 | -2.804138e+000 |
| 29 | 3.166302092025462e-004 | -2.620655e+000 |
| 30 | 3.722829459484742e-004 | -2.087695e+000 |
| 31 | 4.401668773777692e-004 | -1.161736e+000 |
| 32 | 4.885230824388905e-004 | -3.662062e-001 |
| 33 | 5.313004030323401e-004 | 3.826620e-001 |
| 34 | 5.742305320814601e-004 | 1.101234e+000 |
| 35 | 6.274388329513677e-004 | 1.871260e+000 |
| 36 | 6.798164046890929e-004 | 2.471292e+000 |
| 37 | 7.026631391896022e-004 | 2.659430e+000 |
| 38 | 7.195673417790169e-004 | 2.751987e+000 |
| 39 | 7.366882271142845e-004 | 2.808341e+000 |
| 40 | 7.600425120526424e-004 | 2.834144e+000 |
| 41 | 7.813482221834360e-004 | 2.800444e+000 |
| 42 | 8.159177796510437e-004 | 2.620659e+000 |
| 43 | 8.711611359684870e-004 | 2.095155e+000 |
| 44 | 9.396609836805649e-004 | 1.164040e+000 |
| 45 | 9.881331102774649e-004 | 3.678552e-001 |
| 46 | 1.030887194751811e-003 | -3.805787e-001 |
| 47 | 1.073802852742333e-003 | -1.099450e+000 |
| 48 | 1.127041609456969e-003 | -1.870927e+000 |
| 49 | 1.179693169236038e-003 | -2.475170e+000 |
| 50 | 1.202573242163727e-003 | -2.663948e+000 |
| 51 | 1.219499995821617e-003 | -2.756793e+000 |
| 52 | 1.236606908075344e-003 | -2.813227e+000 |

| | | |
|----|------------------------|----------------|
| 53 | 1.260012107564022e-003 | -2.839235e+000 |
| 54 | 1.281298751894134e-003 | -2.805708e+000 |
| 55 | 1.315837826318619e-003 | -2.626336e+000 |
| 56 | 1.371035188907427e-003 | -2.101581e+000 |
| 57 | 1.439694779521112e-003 | -1.168490e+000 |
| 58 | 1.488177992563602e-003 | -3.721815e-001 |
| 59 | 1.530922529819393e-003 | 3.760914e-001 |
| 60 | 1.573823968134884e-003 | 1.094741e+000 |
| 61 | 1.626978277979523e-003 | 1.865002e+000 |
| 62 | 1.679698395073130e-003 | 2.470073e+000 |
| 63 | 1.702577053966687e-003 | 2.658864e+000 |
| 64 | 1.719502851299456e-003 | 2.751699e+000 |
| 65 | 1.736610355817696e-003 | 2.808129e+000 |
| 66 | 1.760013396689658e-003 | 2.834129e+000 |
| 67 | 1.781300849398904e-003 | 2.800595e+000 |
| 68 | 1.815841216320889e-003 | 2.621205e+000 |
| 69 | 1.871040529238872e-003 | 2.096491e+000 |
| 70 | 1.939616503443822e-003 | 1.164672e+000 |
| 71 | 1.988102712674348e-003 | 3.683805e-001 |
| 72 | 2.030855733264424e-003 | -3.800320e-001 |
| 73 | 2.073767061839636e-003 | -1.098878e+000 |
| 74 | 2.127002556695146e-003 | -1.870394e+000 |
| 75 | 2.179683807726919e-003 | -2.475072e+000 |
| 76 | 2.202566413808569e-003 | -2.663903e+000 |
| 77 | 2.219494880626031e-003 | -2.756771e+000 |
| 78 | 2.236600731962827e-003 | -2.813210e+000 |
| 79 | 2.260009798279231e-003 | -2.839234e+000 |
| 80 | 2.281294994512341e-003 | -2.805720e+000 |
| 81 | 2.315831753602700e-003 | -2.626380e+000 |
| 82 | 2.371025622403405e-003 | -2.101686e+000 |
| 83 | 2.439691791930197e-003 | -1.168530e+000 |
| 84 | 2.488177709328388e-003 | -3.721856e-001 |
| 85 | 2.530923996759441e-003 | 3.761173e-001 |
| 86 | 2.573823721825437e-003 | 1.094737e+000 |
| 87 | 2.626979223368726e-003 | 1.865013e+000 |
| 88 | 2.679699152701513e-003 | 2.470079e+000 |
| 89 | 2.702577606594313e-003 | 2.658868e+000 |
| 90 | 2.719503265281828e-003 | 2.751701e+000 |
| 91 | 2.736610855667023e-003 | 2.808130e+000 |
| 92 | 2.760013583585136e-003 | 2.834129e+000 |
| 93 | 2.781301153491927e-003 | 2.800593e+000 |
| 94 | 2.815841707797935e-003 | 2.621202e+000 |
| 95 | 2.871041303469974e-003 | 2.096482e+000 |
| 96 | 2.939617296592203e-003 | 1.162687e+000 |
| 97 | 2.991052007962740e-003 | 3.212508e-001 |
| 98 | 3.000000000000000e-003 | 1.637775e-001 |
| 99 | | |

