

Universidad Nacional de Córdoba



Facultad De Ciencias Exactas, Físicas y Naturales

Cátedra de Síntesis de Redes Activas

Trabajo de Laboratorio 3

Profesor Titular: Dr. Ing. Pablo Ferreyra

Profesor Adjunto: Ing. César Reale

Integrantes:

Mouton Laudin, Alfonso.

Rodríguez Alba, Iván.

Espejo, Alejandro Andrés.

diciembre, 2024



Universidad
Nacional
de Córdoba

Índice

1. Enunciado	2
1.1. Circuito Propuesto	2
1.1.1. VFA-VFA:	2
1.1.2. VFA-CFA:	3
1.1.3. VFA-CFA Compensado:	3
2. Desarrollo	4
2.1. VFA-VFA	4
2.1.1. Ganancia de Lazo $T(s)$:	4
2.1.2. Ganancia de Lazo Abierto $A_v(s)$:	6
2.1.3. Ganancia de Lazo Cerrado $A_{vf}(s)$:	6
2.1.4. Simulaciones	9
2.2. VFA-CFA	10
2.2.1. Simulaciones	11
2.3. VFA-CFA Compensado	11
2.3.1. Simulaciones	15

1. Enunciado

En este trabajo se procederá al análisis de tres circuitos:

- Amplificador VFA - VFA.
- Amplificador VFA - CFA.
- Amplificador VFA - CFA, con red de compensación.

En cada circuito, se harán análisis teóricos y simulaciones.

1.1. Circuito Propuesto

En la siguiente figura se muestra un amplificador compuesto que deberá ser diseñado para obtener una ganancia global $A_{vf} = 20[\text{dB}]$, compensándolo para obtener una máxima planicidad de módulo ($M\phi = 65^\circ$).

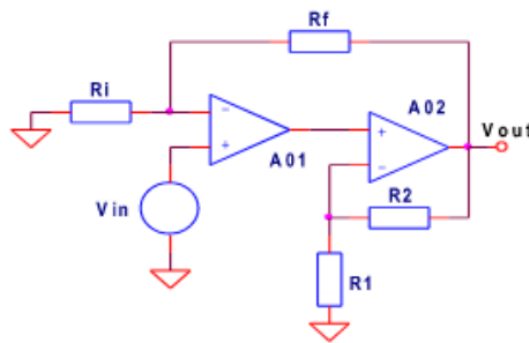


Figura 1: Circuito a analizar

1.1.1. VFA-VFA:

Utilizando las tecnologías VFA + VFA. como amplificador VFA se utilizará un **LM324** de dos polos ($A_{d0} = 100[\text{dB}]$, $f_T = 1[\text{MHz}]$, $f_1 = 10[\text{Hz}]$, $f_2 = 5,06[\text{MHz}]$).

- Diseñar el amplificador compuesto VFA - VFA.
- Calcular el ancho de banda potencial, la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado y el ancho de banda a -3 [dB].
- Medir el ancho de banda a -3 [dB].
- Estimar el margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto.

1.1.2. VFA-CFA:

Utilizando las tecnologías VFA + CFA. Se sugiere como amplificador VFA un **LM324** de dos polos ($A_{d0} = 100[dB]$, $f_T = 1[MHz]$, $f_1 = 10[Hz]$, $f_2 = 5,06[MHz]$) y como CFA un **LM6181** con ($R_T = 2,37[M\Omega]$, $C_T = 4,8[pF]$), cuya transimpedancia Z_T presenta también dos polos ($f_1 = 14[KHz]$, $f_2 = 82,3[MHz]$).

- Diseñar el amplificador compuesto VFA - CFA para la máxima planicidad de módulo y que además cumpla con un ancho de banda potencia aproximado de $f_g = 2[MHz]$, tener en cuenta la presencia del segundo polo del VFA.
- Calcular el ancho de banda potencial, la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado y el ancho de banda a -3 [dB].
- Medir el ancho de banda a -3 [dB].
- Estimar el margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto.

1.1.3. VFA-CFA Compensado:

Insertar en la configuración anterior una red de compensación cero – polo (a la salida del VFA) de tal modo que el cero de la red cancele el segundo polo del VFA. Ubicar el polo de la red a una octava de su cero. Retocar la ganancia del CFA realimentado para compensar la atenuación introducida por la red. Constatar la mejora del margen de fase a través de la respuesta al escalón.

- Calcular y medir el margen de fase, el ancho de banda potencia, la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado y ancho de banda a -3 [dB].
- Calcular el ancho de banda potencial, la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado y el ancho de banda a -3 [dB].
- Medir el ancho de banda a -3 [dB].
- Estimar el margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto.

2. Desarrollo

2.1. VFA-VFA

El amplificador operacional de tecnología VFA **LM324** posee las siguientes características provistas por la hoja de datos del fabricante:

- $A_{do} = 100[dB]$.
- $f_T = 1[MHz]$.
- $f_1 = 10[Hz]$.
- $f_2 = 5,06[MHz]$.

El circuito propuesto para el análisis será el siguiente, en donde consideraremos el AO2 como ideal, y haremos el análisis para obtener la ganancia de lazo $T(s)$ y la ganancia de lazo cerrado $A_v(s)$, luego se procederá a compensar el sistema para obtener la máxima planicidad de módulo.

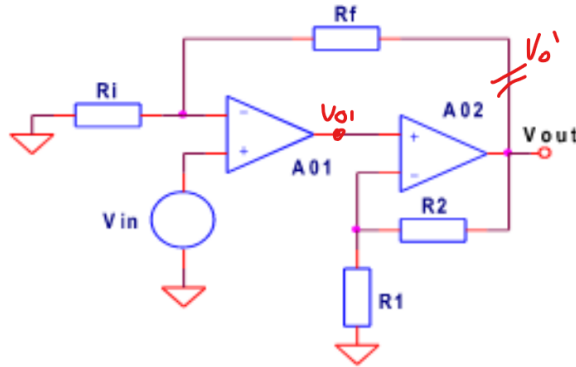


Figura 2: Amplificador Compuesto VFA-VFA

La respuesta de segundo orden del amplificador operacional 1, tiene la siguiente función de transferencia:

$$Ad(s) = \frac{A_{do}}{(1 + \frac{s}{\omega_1}) * (1 + \frac{s}{\omega_2})}$$

2.1.1. Ganancia de Lazo $T(s)$:

Se define como:

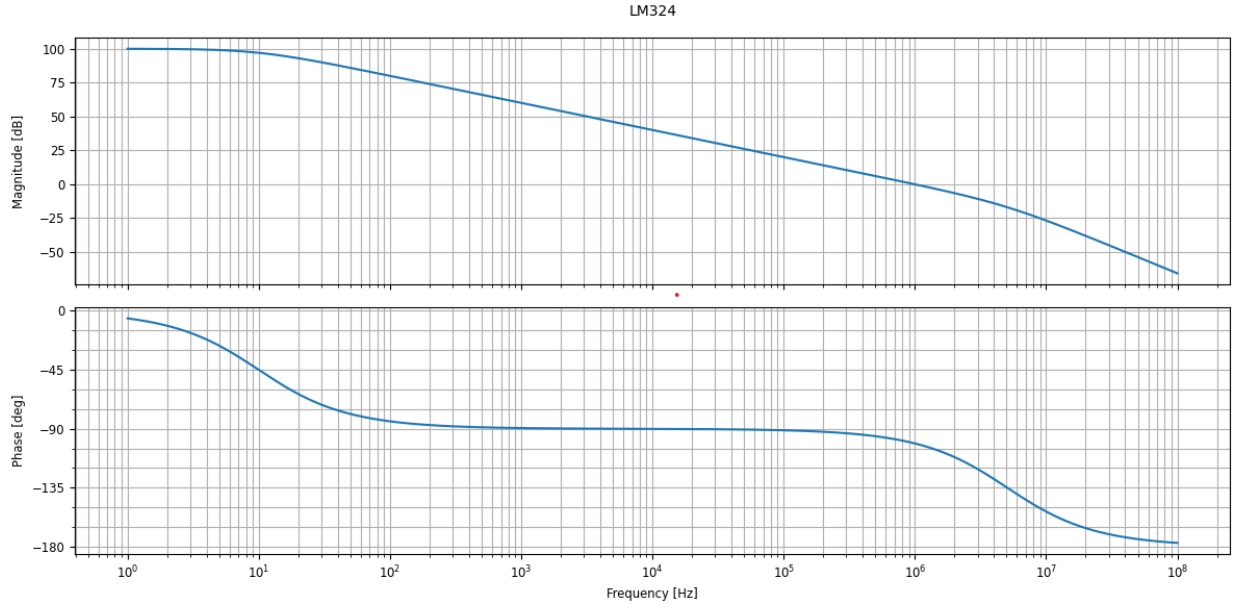


Figura 3: Bode de la respuesta del AO

$$T(s) = \frac{V_{out}}{V'_o}$$

$$T(s) = \frac{R_i}{R_i + R_f} * -Ad(s) * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$T(s) = -\frac{A_{do}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right) * \left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)} * \frac{R_i}{R_i + R_f} * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

2.1.2. Ganancia de Lazo Abierto $Av(s)$:

Para esto, hay que determinar la siguiente expresión:

$$Av(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}}|_{V_o'=0}$$

$$Av(s) = Ad(s) * (1 + \frac{R_2}{R_1}) = Ad(s) * k_1$$

$$Av(s) = \frac{A_{do}}{(1 + \frac{s}{\omega_1}) * (1 + \frac{s}{\omega_2})} * (1 + \frac{R_2}{R_1})$$

2.1.3. Ganancia de Lazo Cerrado $Avf(s)$:

Se define mediante **Blackman** como:

$$Avf(s) = \frac{Av(s)}{1 - T(s)}$$

Si reemplazamos y simplificamos la expresión (Tomando límite de Ad_0 a infinito), se obtiene:

$$Avf(s) = \frac{Ad(s) \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1})}{1 + Ad(s) \cdot \frac{R_i}{R_i + R_f} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1})}$$

$$Avf = \frac{R_i + R_f}{R_i}$$

Se pide obtener una ganancia de $Avf = 20[dB] = 10$, por lo cual la relación entre las resistencias tendrá que ser de:

$$\frac{R_f}{R_i} = 9 \rightarrow R_f = 90[k\Omega], R_i = 10[k\Omega]$$

Podemos verificar que la ganancia de lazo cerrado casi no depende de R_1 y R_2 , estas serán un parámetro a ajustar para el margen de fase deseado de $M\phi = 65^\circ$:

Por lo que a lazo cerrado será:

$$Avf(s) = \frac{Av(s)}{1 + Av(s) * 0,1}$$

Para hayar el margen de fase, y utilizando las herramientas de bode (Simplificando asintóticamente):

$$-20 = \frac{20 - (Ado|_{dB} + k1|_{dB})}{\log(\omega_g) - \log(\omega_1)} \rightarrow \omega_g = 628230 * (1,122)^{k_1}$$

Si a esto lo colocamos en el margen de fase deseado:

$$M\phi = 65^\circ = 180^\circ - \arctg\left(\frac{628230 * (1,122)^{k_1}}{\omega_1}\right) - \arctg\left(\frac{628230 * (1,122)^{k_1}}{\omega_2}\right)$$

De aquí despejamos K_1 :

$$k_1 = 27,46|_{dB}$$

Por lo que en ganancia sería $k_1 = 23,6$ y recordando que $k_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, hayamos:

$$R_1 = 1[k\Omega]$$

$$R_2 = 22,6[k\Omega]$$

Ahora podemos verificar lo calculado mediante python, dándonos la siguiente respuesta:

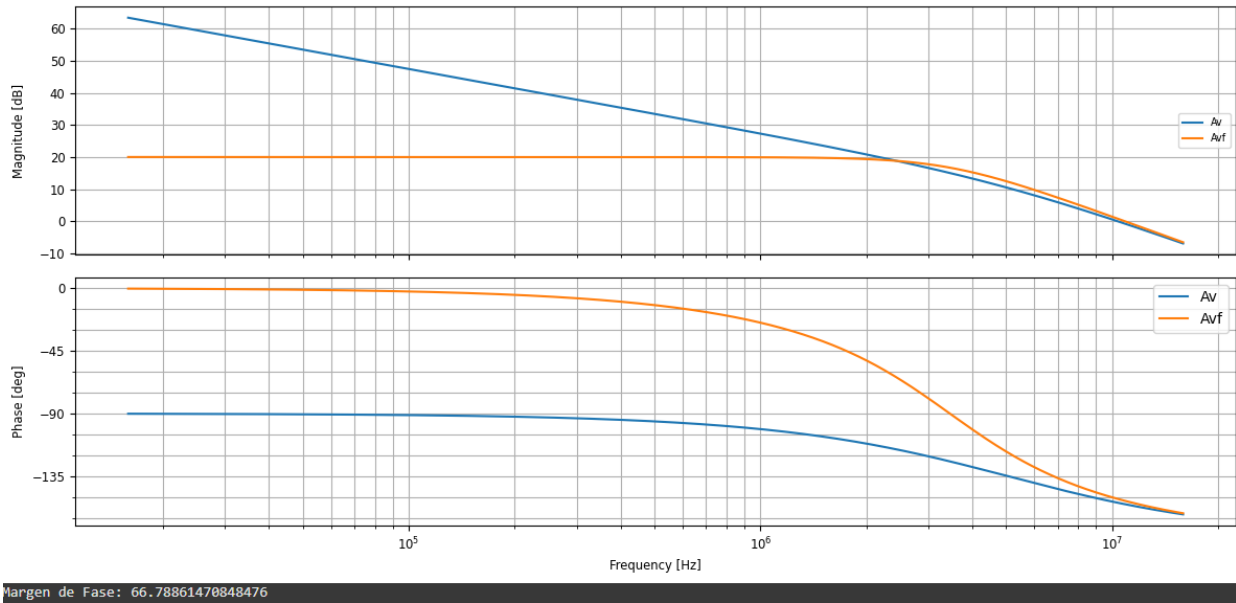


Figura 4: Respuesta en lazo cerrado

Ahora, el **ancho de banda potencial**, lo podemos estimar mediante la constante anteriormente determinada, de modo que $\omega_g = 628230 * (1,122)^{k_1}$:

$$f_g = 2,36[MHz]$$

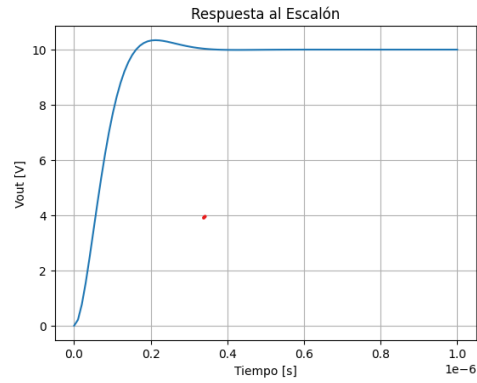


Figura 5: Respuesta al escalón

Podemos estimar el margen de fase mediante el sobrepasamiento de la respuesta al impulso:

El sobrepasamiento $M_p \% = 3,41$, esto nos da un psita $\zeta = 0,73$, estimando el margen de fase:

$$M\phi \approx 100 * \zeta = 73$$

2.1.4. Simulaciones

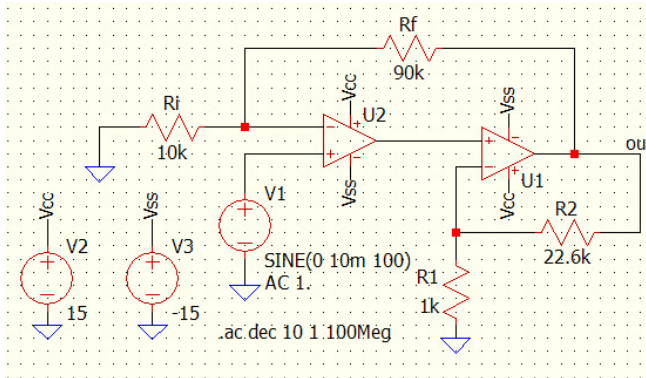


Figura 6: Diagrama de Real VFA-VFA

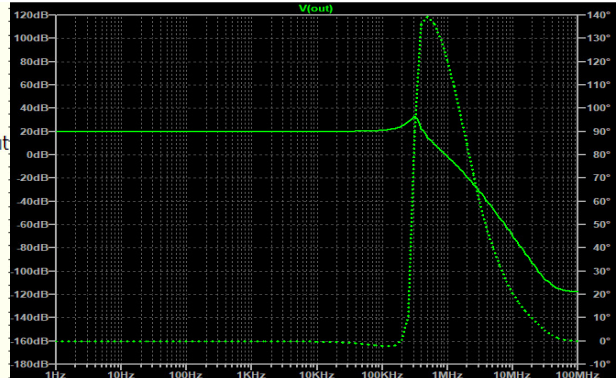


Figura 7: Simulación Bode VFA-VFA

La respuesta en frecuencia se obtiene debido a las limitaciones del ancho de banda de los amplificadores reales, las capacitancias parasitarias internas y las interacciones entre los componentes pasivos del circuito. Esto genera un pico de resonancia en una banda de frecuencia específica, causado por la realimentación y las propiedades dinámicas del sistema. Finalmente, la ganancia disminuye a altas frecuencias por la limitación del producto ganancia-ancho de banda (GBW) de los amplificadores.

2.2. VFA-CFA

Para desarrollar esta parte, se tomará el mismo comportamiento del VFA del caso anterior y con respecto al CFA, su polo de alta frecuencia posee un efecto despreciable con respecto a la respuesta del amplificador en lazo cerrado, en base a esto, el margen de fase quedará determinado por la siguiente expresión:

$$M\phi = 180^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{1VFA}}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{2VFA}}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{CFA}}\right)$$

Que reemplazando por los datos nos da, considerando que queremos un ancho de banda potencial de $f_g = 2[MHz]$:

$$65,5^\circ = 180^\circ - \arctg\left(\frac{2[MHz]}{10[Hz]}\right) - \arctg\left(\frac{2[MHz]}{5,06[MHz]}\right) - \arctg\left(\frac{2[MHz]}{f_{CFA}}\right)$$

Esto implica que la frecuencia de corte a -3 [dB] que deberá poseer el CFA a lazo cerrado será de:

$$f_{CFA} = 39,03[MHz]$$

Con esta frecuencia de corte y, conociendo la respuesta de un CFA no inversor a lazo cerrado, se procede a calcular R_2 a partir de la siguiente ecuación:

$$\omega_{CFA} = \frac{1}{C_T * R_2}$$

$$R_2 = \frac{1}{4,8pF * 2\pi * 39,03MHz} = 850\Omega$$

$$R_2 = 850\Omega$$

Ahora necesitamos conocer el valor de R_1 , esto lo podemos hacer mediante el producto de ganancia por ancho de banda que deberá cumplir:

$$A_{vf} \cdot f_g = A_{do} \cdot f_1 \cdot A_{vfcfa}$$

Despejando y conociendo la ganancia ideal de lazo cerrado que deberá poseer el CFA:

$$A_{vfcfa} = 20$$

Y conociendo además que la ganancia de un amplificador no inversor es de:

$$A_{vfcfa} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Por lo que la resistencia faltante será de:

$$R_1 = 44,7\Omega$$

Para tener la ganancia de lazo cerrado total especificada de 20 [dB], las resistencias del VFA serán las mismas que en anterior caso.

Graficando el bode mediante Python para el caso de lazo abierto y lazo cerrado, podemos corroborar que se cumplen las condiciones dadas:

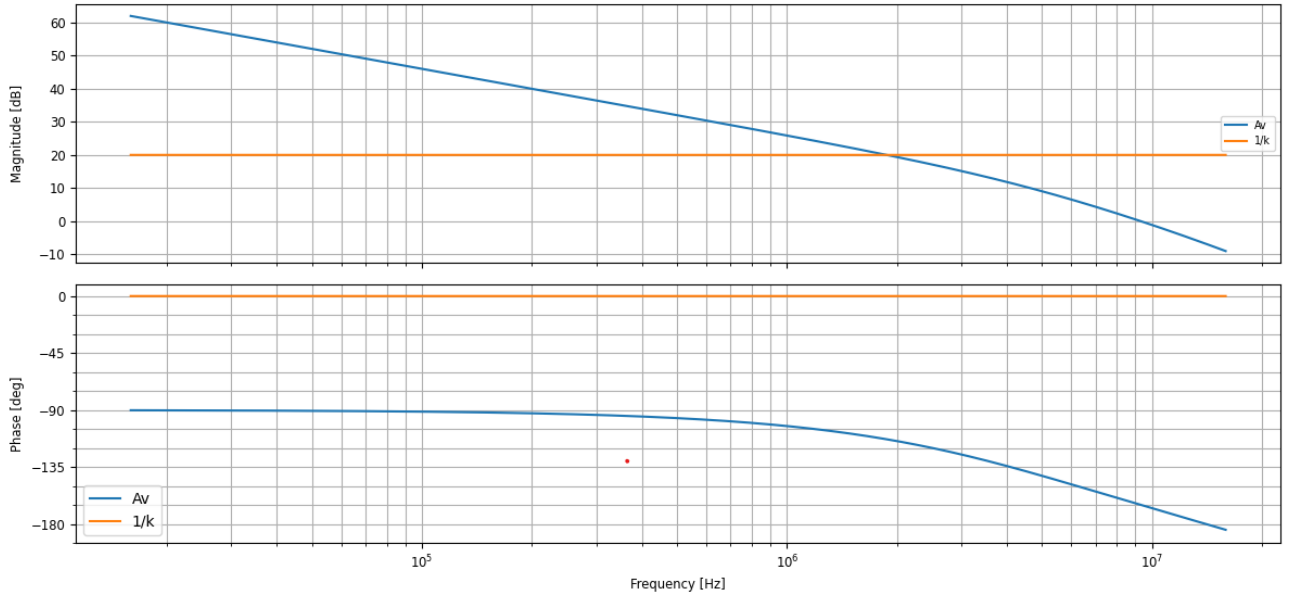


Figura 8: Lazo Abierto VFA-CFA

2.2.1. Simulaciones

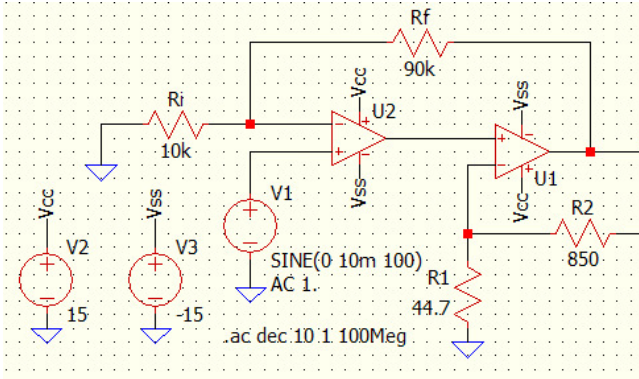


Figura 10: Diagrama de Real VFA-CFA

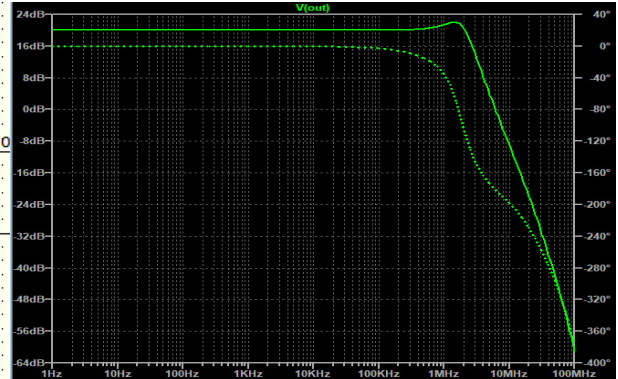


Figura 11: Simulación Bode VFA-CFA

La combinación de un VFA con un CFA mejora el desempeño en altas frecuencias gracias al mayor ancho de banda del CFA, reduciendo la caída de ganancia de manera más gradual. A bajas frecuencias, la ganancia es constante y controlada por las resistencias del circuito. Sin embargo, a frecuencias muy altas, las limitaciones internas de ambos amplificadores y las capacitancias parasitarias causan una caída final en la ganancia.

2.3. VFA-CFA Compensado

A la anterior configuración ya dada, se procede a añadir una red de compensación cero-polo, con el propósito de cancelar el polo de alta frecuencia del VFA ubicado en 5.06 MHz, esta red de compensación estará ubicada a la salida del VFA de manera que cambiará la respuesta a lazo abierto del sistema en su totalidad:

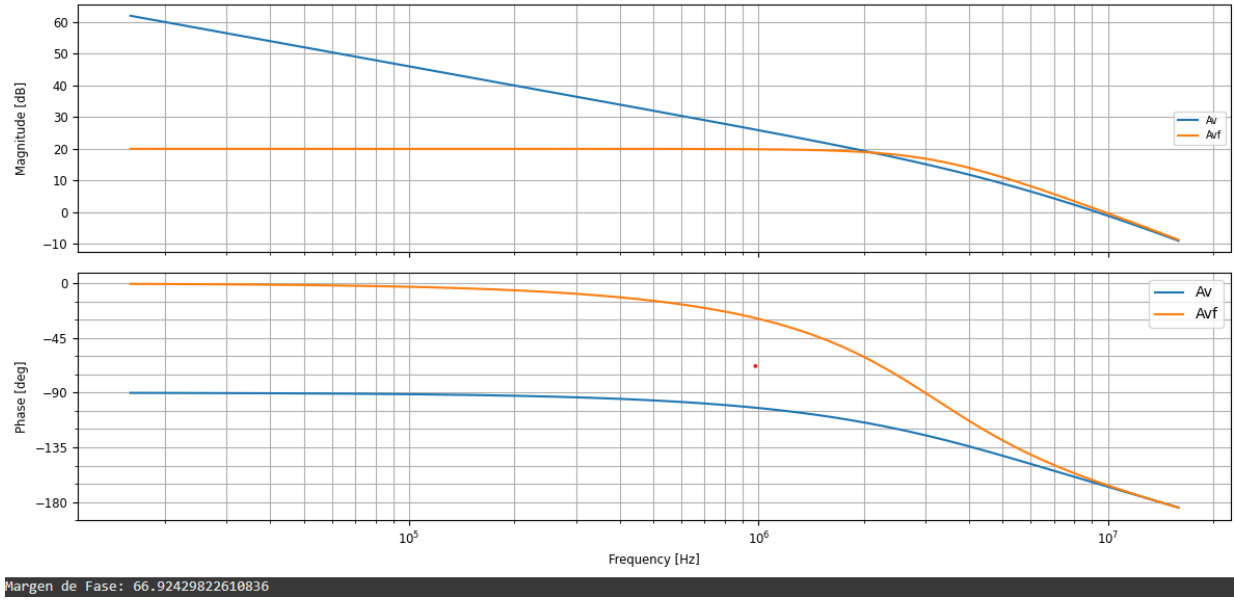


Figura 9: Lazo Cerrado VFA-CFA

La función de transferencia de esta red será la siguiente:

$$C(s) = \frac{R_y}{R_x + R_y} * \frac{1 + s \cdot C_x \cdot R_x}{1 + s \cdot C_x \cdot (R_x // R_y)}$$

En donde los elementos claves serán:

$$C(s) = \text{Comp}(0) \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

Donde:

- $\text{Comp}(0) = \frac{R_y}{R_x + R_y}$ Ganancia Estática.
- $\omega_z = \frac{1}{C_x \cdot R_x}$ Cero de la FT.
- $\omega_p = \frac{1}{C_x \cdot (R_x // R_y)}$ Polo de la FT.

Como debemos cancelar el segundo polo del CFA con el cero de la red de compensación:

$$\omega_z = \omega_2 = 2\pi \cdot 5,06 [MHz]$$

Además se solicita que el polo de la red de compensación se debe ubicar una octava mayor al cero, entonces resulta que:

$$\omega_p = \omega_z * 2 = 2\pi \cdot 10,12 [MHz]$$

Una relación que proviene del diseño de esta red es la siguiente y nos permitirá calcular directamente la ganancia estática de la misma:

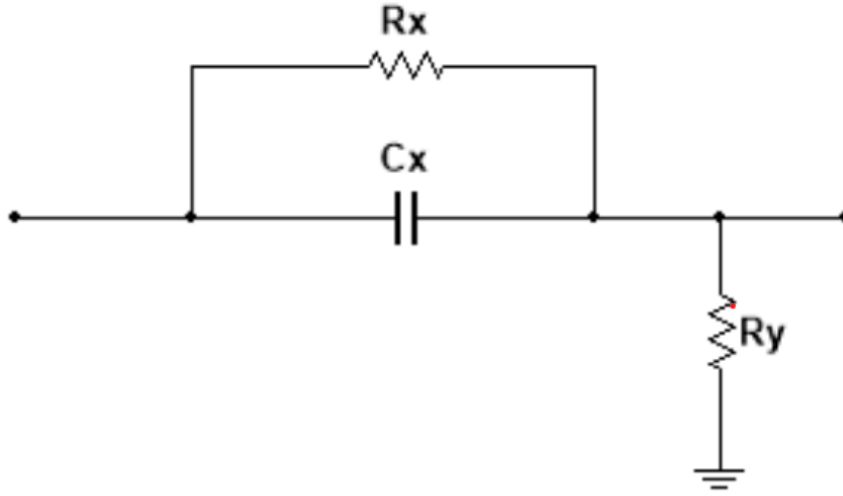


Figura 12: Red de Compensación pasiva RC (cero-polo)

$$Comp(0) = \frac{\omega_z}{\omega_p} = 0,5$$

Con todos estos datos procedemos a calcular el valor de cada resistencia que tomará en juego esta red:

$$0,5 = \frac{R_y}{R_y + R_x} \rightarrow R_y = R_x$$

$$R_x = R_y = 1[K\Omega]$$

Además, el valor del capacitor será de:

$$\omega_z = \frac{1}{C_x \cdot R_x}$$

$$C_x = 31[pF]$$

Al agregar este compensador, obtendremos la siguiente respuesta a lazo abierto (despreciando el segundo polo del CFA).

$$A_v(s) = \frac{Ado}{(1 + \frac{s}{\omega_1}) \cdot (1 + \frac{s}{\omega_2})} * comp(0) * \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z})}{(1 + \frac{s}{\omega_p})} * \frac{A_{vfcfa}}{(1 + \frac{s}{\omega_{cfa}})}$$

El cual simplificado quedará de la siguiente forma:

$$\frac{Ado * comp(0) * A_{vfcfa}}{(1 + \frac{s}{\omega_1}) * (1 + \frac{s}{\omega_{cfa}}) * (1 + \frac{s}{\omega_p})}$$

Podemos ver que al agregar esta red de compensación, se atenúa la ganancia en lazo abierto, por lo cual debemos compensarla ajustando la ganancia del CFA de manera que compense el mismo.

Por lo que si duplicamos la ganancia del CFA tal que:

$$A_{v_{cfa}} = 40 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Con $R_2 = 850\Omega$ siendo este el que no cambiará, entonces:

$$R_1 = 21,8\Omega$$

El margen de fase para este sistema compensado, será el siguiente:

$$M\phi = 180 - \arctg\left(\frac{f_g}{f_1}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_p}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{cfa}}\right)$$

$$M\phi = 180 - \arctg\left(\frac{2[MHz]}{10[Hz]}\right) - \arctg\left(\frac{2[MHz]}{10,12[MHz]}\right) - \arctg\left(\frac{2[MHz]}{39,03[MHz]}\right)$$

$$M\phi = 75,89^\circ$$

Por lo que podemos ver, mejoramos el margen de fase del sistema agregando esta red de compensación.

A continuación se adjuntan diagramas de bode a lazo cerrado y lazo abierto de este sistema:

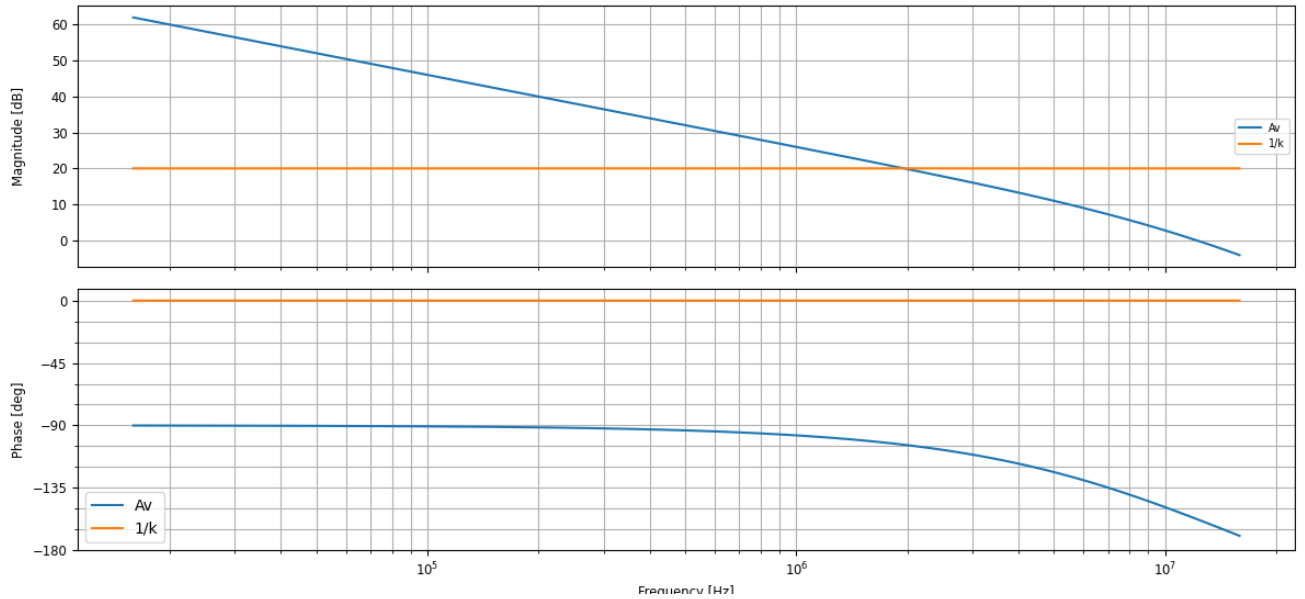


Figura 13: Lazo Abierto VFA-CFA Compensado

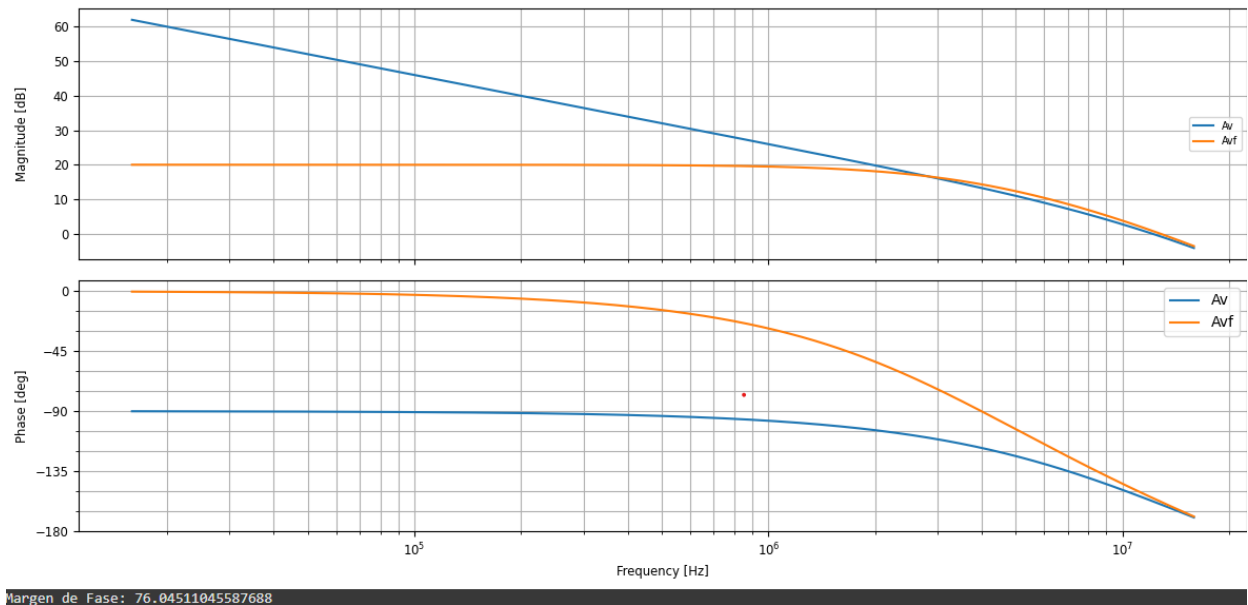


Figura 14: Lazo Cerrado VFA-CFA Compensado

2.3.1. Simulaciones

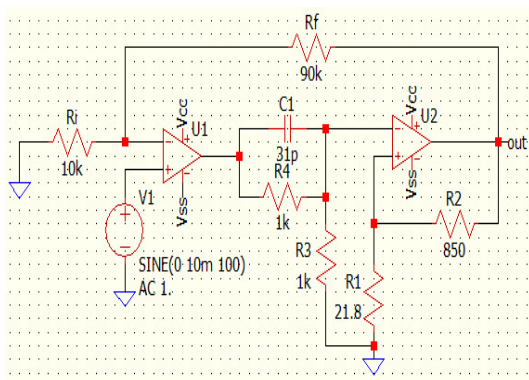


Figura 15: Diagrama Real VFA-CFA Compensado



Figura 16: Simulación Bode VFA-CFA Compensado

Colocando una compensación polo-cero entre el VFA y el CFA, el circuito mejora su estabilidad y respuesta en frecuencia. El polo ayuda a reducir la ganancia en altas frecuencias, controlando posibles oscilaciones, mientras que el cero incrementa la ganancia en una banda específica para compensar la caída inicial. Esto puede suavizar la transición en la respuesta de ganancia, minimizando resonancias y mejorando el margen de fase, logrando un sistema más estable y con mejor desempeño dinámico.