



UNIVERSIDAD NACIONAL DE CÓRDOBA

FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS, FÍSICAS Y NATURALES

CÁTEDRA DE SÍNTESIS DE REDES ACTIVAS

TRABAJO PRÁCTICO N° 3

”DISEÑO DE AMPLIFICADORES”

Autores:

Beierbach, Alejo

Ramirez, Valentin José

Lopez, Franco

Lopez Sivilat, José Ignacio

Profesores:

Ing. Ferreyra, Pablo

Ing. Reale, Cesar

Índice

1. Introducción	2
2. Objetivos	2
3. Desarrollo	2
3.1. Amplificador VFA - VFA:	3
3.1.1. Ganancia de Lazo Abierto	3
3.1.2. Ganancia de Lazo T	4
3.1.3. Ganancia de Lazo Cerrado	4
3.1.4. Simulaciones	5
3.1.5. Conclusiones	8
3.2. Amplificador VFA - CFA:	9
3.2.1. Análisis teórico	9
3.2.2. Simulaciones	11
3.2.3. Conclusión	13
3.3. Amplificador VFA - CFA II:	14
3.3.1. Análisis teórico	14
3.3.2. Simulaciones	16
3.3.3. Conclusiones	18

1. Introducción

En este trabajo de laboratorio, se analizarán tres circuitos:

1. Amplificador VFA - VFA.
2. Amplificador VFA - CFA.
3. Amplificador VFA - CFA con red de compensación.

Para cada circuito, se realizará un análisis teórico, simulaciones y se compararan los resultados obtenidos.

2. Objetivos

- Diseñar amplificadores utilizando tecnologías VFA (Amplificador Realimentado por Tensión) y CFA (Amplificador Realimentado por Corriente) aplicando conceptos de compensación.
- Fortalecer el uso del simulador LTspice.
- Comparar los errores relativos que existen entre el modelo teórico calculado y las simulaciones.

3. Desarrollo

La figura 1 muestran 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 ($M_\varphi = 65^\circ$ o $Q_p = 0,707$).

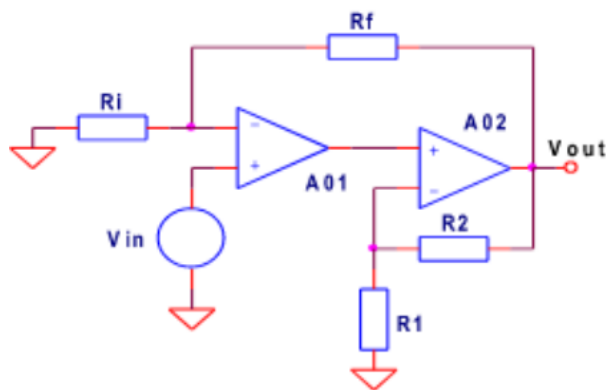


Figura 1: Esquema del amplificador compuesto

3.1. Amplificador VFA - VFA:

Las especificaciones del VFA LM324 se detallan a continuación.

- $A_{d0} = 100 \text{ dB}$
- $f_T = 1 \text{ MHz}$
- $f_1 = 10 \text{ Hz}$
- $f_2 = 5,06 \text{ MHz}$

Considerando AO2 como ideal, se calcularán las ganancias de lazo abierto $Ad(s)$, ganancia de lazo $T(s)$ y ganancia de lazo cerrado $Avf(s)$.

A continuación en la Figura 2 se muestra donde se corta el lazo.

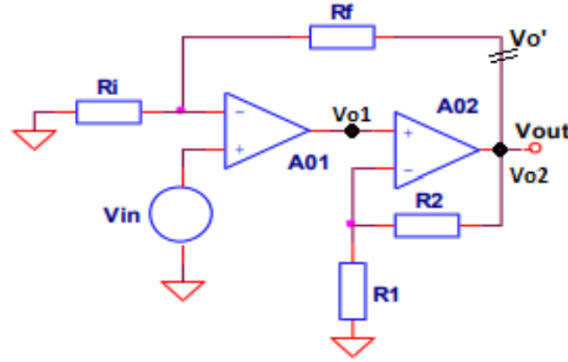


Figura 2: Esquema del amplificador compuesto lazo abierto

3.1.1. Ganancia de Lazo Abierto

Es la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada.

$$Av(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}}|_{V_{o'}=0} \quad (1)$$

Por un lado, se tiene

$$V_{o1} = Ad(s) \cdot V_{in} \quad (2)$$

Además

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{o1} \quad (3)$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot Ad(s) \cdot V_{in} \quad (4)$$

Por lo tanto

$$\boxed{Av(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot Ad(s)} \quad (5)$$

3.1.2. Ganancia de Lazo T

$$T(s) = \frac{V_{out}}{V_{o'}}|_{V_{in}=0} \quad (6)$$

$$T(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (-Ad(s)) \cdot \left(\frac{R_i}{R_i + R_f}\right) \quad (7)$$

Entonces,

$$\boxed{T(s) = -Ad(s) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_i}{R_i + R_f}\right)} \quad (8)$$

3.1.3. Ganancia de Lazo Cerrado

$$Avf(s) = \frac{Av(s)}{1 - T} \quad (9)$$

Reemplazando se llega a

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

Considerando la ganancia $Ad(s)$ que tiende a ser muy grande o infinita, se simplifican los cálculos

$$Avf(s) = \frac{\cancel{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}}{\cancel{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \cdot \left(\frac{R_i}{R_i + R_f}\right)} \quad (10)$$

Por lo tanto

$$\boxed{Avf(s) = \frac{R_i + R_f}{R_i}} \quad (11)$$

La consigna define que la ganancia de lazo cerrado debe ser $Avf(s) = 20 \text{ dB}$. Con dicho dato, es posible obtener la relación entre las resistencias R_i y R_f .

$$Avf(s) = 20 \text{ dB} \quad \frac{R_i + R_f}{R_i} = 20 \text{ dB} = 10 \text{ veces} \quad (12)$$

Despejando la relación de resistencias,

$$\frac{R_f}{R_i} = 9 \quad (13)$$

Colocando valores arbitrarios de resistencias para cumplir con la relación, se llega a:

$$R_i = 10 \text{ k}\Omega \quad (14)$$

$$R_f = 90 \text{ k}\Omega \quad (15)$$

Considerando el producto ancho de banda-frecuencia constante, obtenemos:

$$f_g * 10 = 100000 * 10 \text{ Hz} \quad (16)$$

$$f_g = 100 \text{ KHz} \quad (17)$$

Con este valor calculado, se determinó la ganancia a lazo cerrado del amplificador AO2 ideal. Recordando que la consigna especificaba que $Av_{fi} = 20 \text{ dB}$ y que $Ad_o = 100 \text{ dB}$:

$$Av_{f_{2i}} = \frac{Av_{fi} \cdot \omega_{gi}}{Ad_o \cdot \omega_1} = \frac{10 \text{ veces} \cdot 2\pi \cdot 100 \text{ KHz}}{100 \text{ Kveces} \cdot 2\pi \cdot 10 \text{ Hz}} \quad (18)$$

$$Av_{f_{2i}} = 1 \text{ veces} = 0 \text{ dB} \quad (19)$$

Siendo ω_1 la frecuencia del primer polo, especificada en frecuencia angular. Finalmente, la ganancia del amplificador compuesto resulta

$$Av_{comp} = Ad_o \cdot Av_{f_{2i}} = 100 \text{ dB} \cdot 0 \text{ dB} \quad (20)$$

$$\boxed{Av_{comp} = 100 \text{ dB}} \quad (21)$$

En este punto, es posible obtener el valor de las resistencias R_1 y R_2

$$Av_{f_{2i}} = 0 \text{ dB} \quad \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 0 \text{ dB} = 1 \text{ veces} \quad (22)$$

Entonces

$$R_1 \gg R_2 \quad (23)$$

Colocando valores arbitrarios de resistencias para cumplir con la relación, se llega a:

$$\boxed{\begin{matrix} R_1 = 100 \text{ K}\Omega \\ R_2 = 1 \text{ K}\Omega \end{matrix}} \quad (24)$$

3.1.4. Simulaciones

Digrama de bode realizado con Phyton en Figura 3:

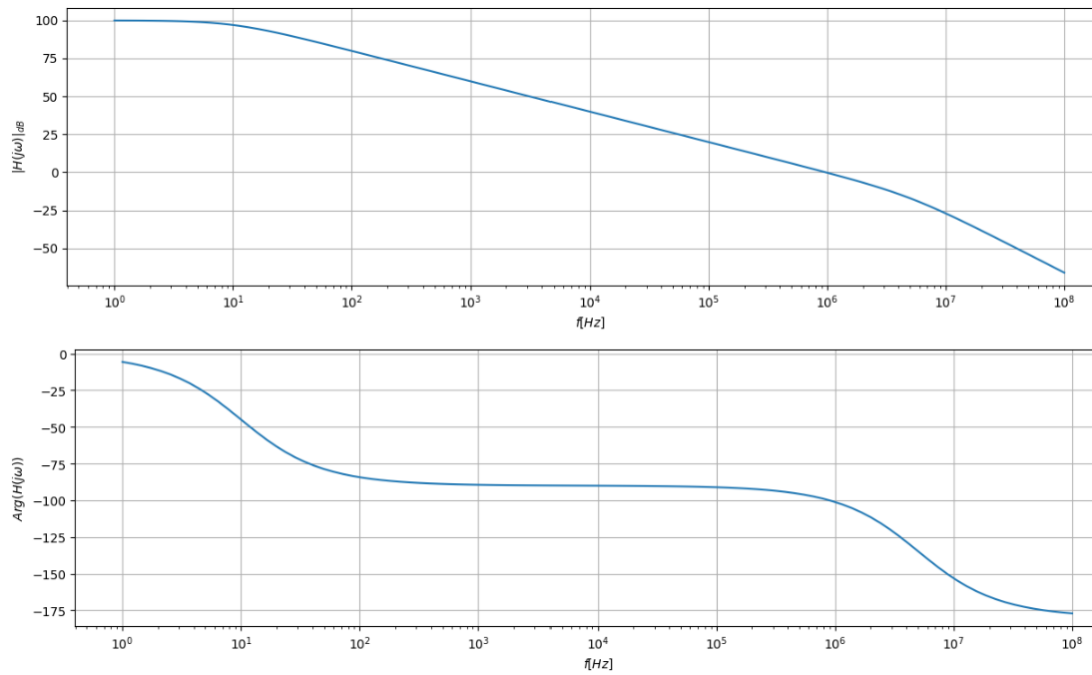


Figura 3: Diagrama de bode

Circuito simulado con LTspice:

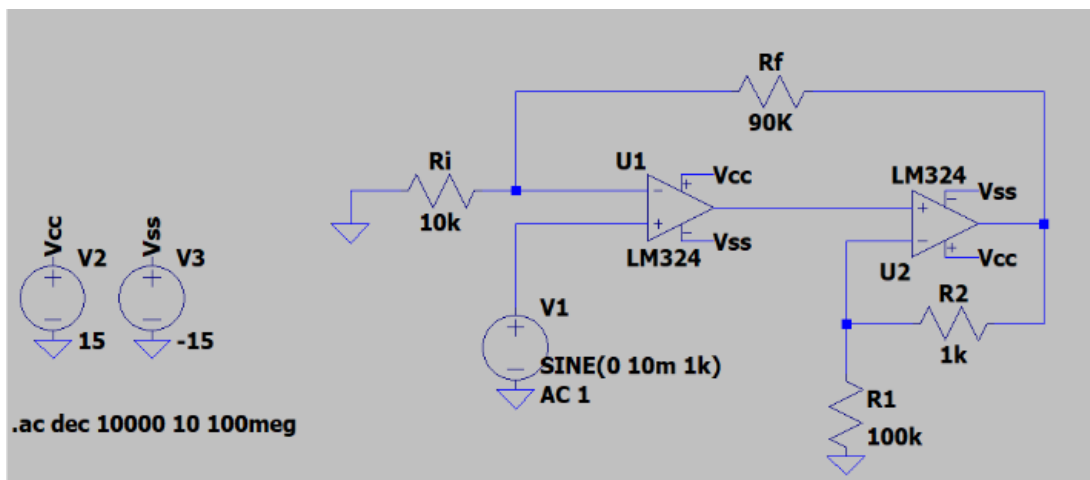


Figura 4: Circuito en LTspice

Ganancia del amplificador compuesto y respuesta en frecuencia:

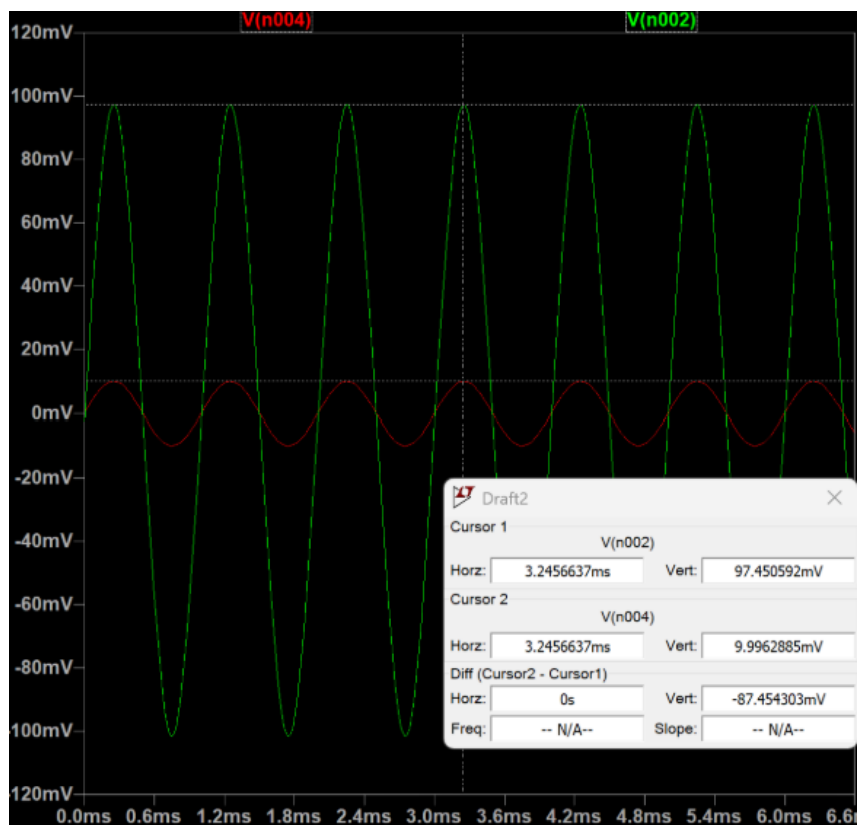


Figura 5: Ganancia

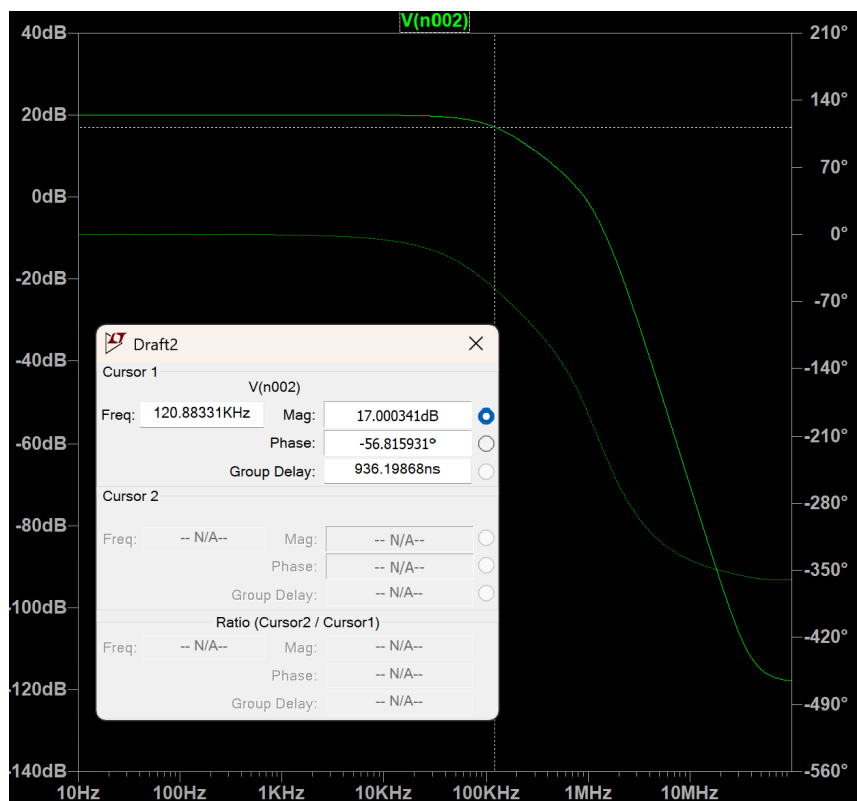


Figura 6: Respuesta en frecuencia

3.1.5. Conclusiones

De las simulaciones obtenemos que los valores de ganancia del circuito y la frecuencia de corte son los siguientes:

$$Avf(s) = \frac{97,45 \text{ mV}}{10 \text{ mV}} = 9,745 \text{ veces} \quad (25)$$

$$f_g = 120 \text{ KHz} \quad (26)$$

Por lo que el error porcentual en la ganancia a lazo cerrado es de:

$$E_{\%} = \frac{|10 - 9,745|}{9,745} * 100 = 2,62 \% \quad (27)$$

El error porcentual de la frecuencia de corte es de:

$$E_{\%} = \frac{|100 \text{ KHz} - 120 \text{ KHz}|}{120 \text{ KHz}} * 100 = 16,67 \% \quad (28)$$

En conclusion los errores obtenidos son aseptables y se permite validar el diseño del circuito VFA-VFA

3.2. Amplificador VFA - CFA:

Para el desarrollo de este caso, se utilizará el mismo circuito propuesto en el apartado anterior, pero se reemplazará el A02 por un CFA. Se decidió actualizar el amplificador operacional CFA propuesto en la consigna, reemplazando el LM6181 por el AD8011 de ANALOG DEVICE debido a su obsolescencia.

Las especificaciones del VFA LM324 se detallan a continuación.

- $A_{d0} = 100 \text{ dB}$
- $f_T = 1 \text{ MHz}$
- $f_1 = 10 \text{ Hz}$
- $f_2 = 5,06 \text{ MHz}$

Las especificaciones del CFA AD8011 se detallan a continuación.

- $R_T = 450 \text{ K}\Omega$
- $C_T = 2,3 \text{ pF}$

3.2.1. Análisis teórico

Para el desarrollo de este caso, se considerará que el VFA presenta el mismo comportamiento que el caso anterior. Además, el polo de mayor frecuencia del CFA cuenta con un efecto despreciable sobre la respuesta del amplificador a lazo cerrado. Con ello, la ecuación del margen de fase para máxima planicidad resulta:

$$M\varphi = 180^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{1VFA}}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{2VFA}}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{CFA}}\right) = 65,5^\circ \quad (29)$$

Reemplazando por los valores que son dato.

$$65,5^\circ = 180^\circ - \arctg\left(\frac{2 \text{ MHz}}{10 \text{ Hz}}\right) - \arctg\left(\frac{2 \text{ MHz}}{5,06 \text{ MHz}}\right) - \arctg\left(\frac{2 \text{ MHz}}{f_{CFA}}\right) \quad (30)$$

Dado que el polo f_{1VFA} se encuentra lo suficientemente alejado como para no influir sobre la respuesta del amplificador

$$\implies \arctg\left(\frac{2 \text{ MHz}}{10 \text{ Hz}}\right) = 90^\circ \quad (31)$$

Entonces

$$65,5^\circ = 180^\circ - 90^\circ - 21,57^\circ - \arctg\left(\frac{2 \text{ MHz}}{f_{CFA}}\right) \quad (32)$$

Resolviendo y despejando se obtiene.

$$tg(2,93^\circ) = \frac{2 \text{ MHz}}{f_{CFA}} \quad (33)$$

Entonces, para obtener una máxima planicidad, la frecuencia del polo de lazo cerrado del CFA debe ser

$$f_{CFA} = \frac{2 \text{ MHz}}{tg(2,93^\circ)} \quad (34)$$

$$\boxed{f_{CFA} = 39 \text{ MHz}} \quad (35)$$

Contando con dicha frecuencia, se procede a calcular la resistencia R_2 partiendo de la siguiente ecuación:

$$\omega_{CFA} = \frac{1}{C_T \cdot R_2} \quad (36)$$

$$\Rightarrow R_2 = \frac{1}{C_T \cdot 2\pi f_{CFA}} \quad (37)$$

$$R_2 = \frac{1}{2,3 \text{ pF} \cdot 2\pi \cdot 39 \text{ MHz}} \quad (38)$$

$$\boxed{R_2 = 1774 \text{ } \Omega \Rightarrow 1800 \text{ } \Omega} \quad (39)$$

Para calcular la resistencia R_1 se parte del producto ganancia por ancho de banda.

$$Avf \cdot f_g = Ado \cdot f_1 \cdot Avf_2 \quad (40)$$

donde Avf_2 es la ganancia ideal de lazo cerrado del CFA. Despejando la fórmula anterior

$$\Rightarrow Avf_2 = \frac{Avf \cdot f_g}{Ado \cdot f_1} \quad (41)$$

$$= \frac{10 \cdot 2 \text{ MHz}}{100000 \cdot 10 \text{ Hz}} \quad (42)$$

$$\boxed{Avf_2 = 20} \quad (43)$$

Recordando que

$$Avf_2 = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 20 \quad (44)$$

Se despeja R_1 de la ecuación anterior

$$\Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{Avf_2 - 1} \quad (45)$$

$$= \frac{1800 \, \Omega}{20 - 1} \quad (46)$$

$$R_1 = 94,74 \, \Omega \Rightarrow 100 \, \Omega \quad (47)$$

3.2.2. Simulaciones

Nuevamente en este apartado, se simuló el circuito final para evaluar los cálculos obtenidos con anterioridad. El circuito utilizado fue el siguiente:

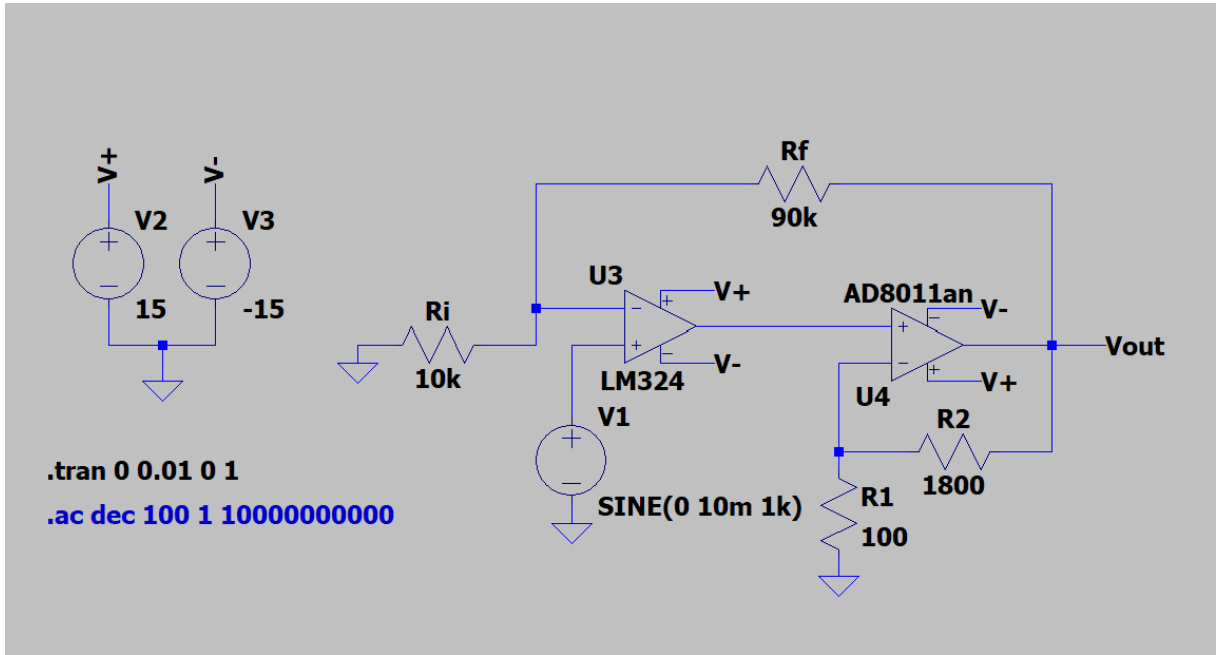


Figura 7: Circuito VFA-CFA en LTspice

Ganancia del amplificador compuesto y respuesta en frecuencia:

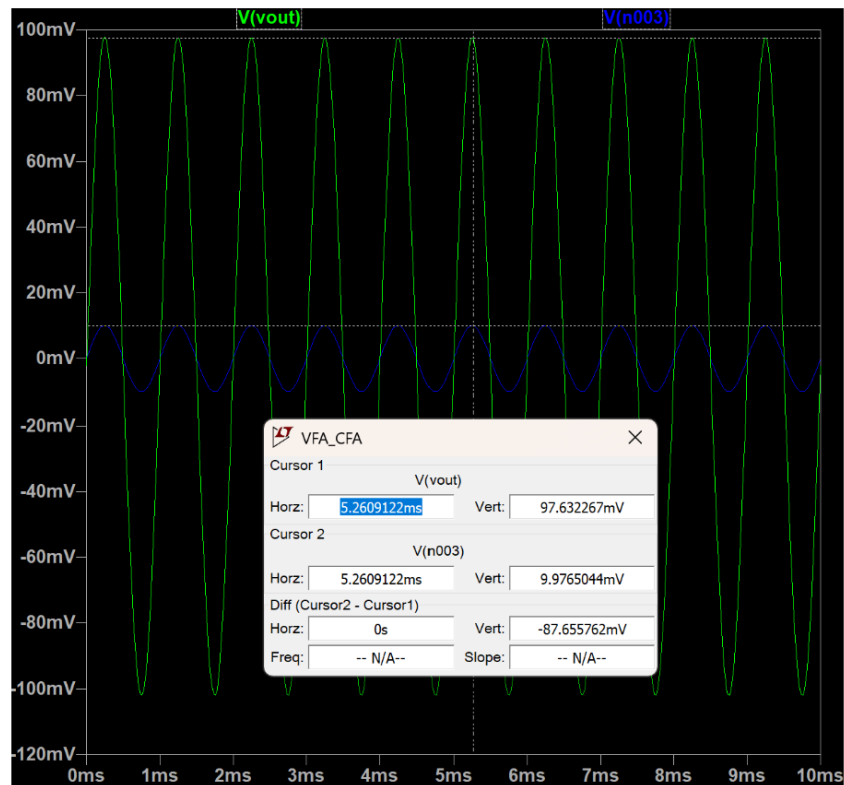


Figura 8: Ganancia del circuito VFA-CFA

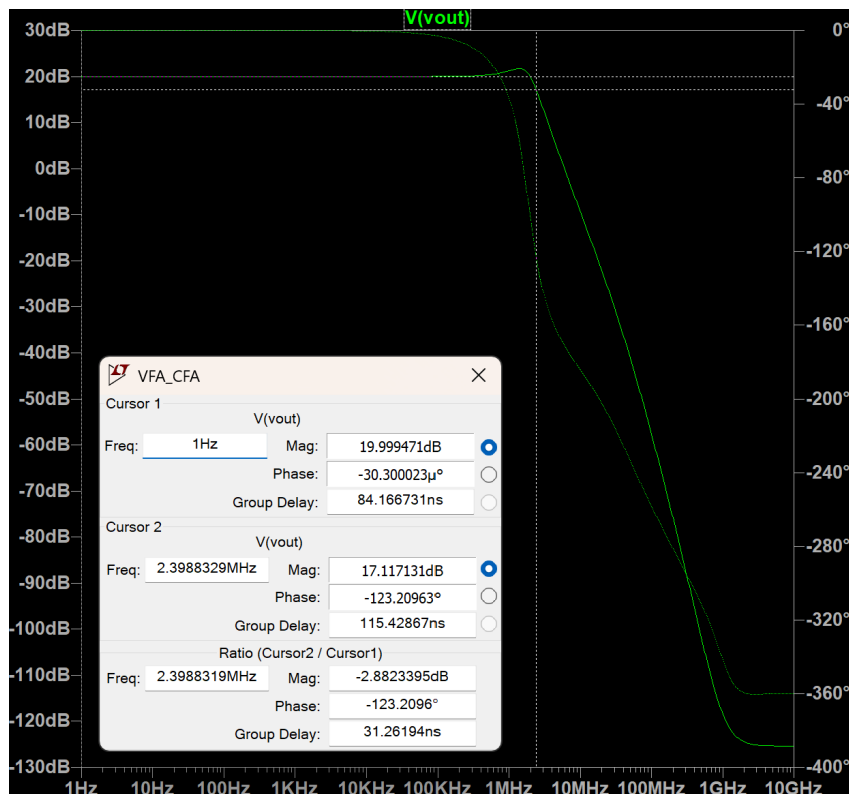


Figura 9: Respuesta en frecuencia del circuito VFA-CFA

3.2.3. Conclusión

De las simulaciones obtenemos que los valores de ganancia del circuito y la frecuencia de corte son los siguientes:

$$Avf(s) = \frac{97,63 \text{ mV}}{10 \text{ mV}} = 9,76 \text{ veces} \quad (48)$$

$$f_g = 2,4 \text{ MHz} \quad (49)$$

Por lo que el error porcentual en la ganancia a lazo cerrado es de:

$$E_{\%} = \frac{|10 - 9,76|}{9,76} * 100 = 2,46 \% (50)$$

El error porcentual de la frecuencia de corte es de:

$$E_{\%} = \frac{|2 \text{ MHz} - 2,4 \text{ MHz}|}{2,4 \text{ MHz}} * 100 = 8,33 \% (51)$$

En conclusion los errores obtenidos son aseptables y se permite validar el diseño del circuito VFA-CFA

3.3. Amplificador VFA - CFA II:

En este apartado se procede a anadir una red de compensación cero-polo a la configuración anterior, con el propósito específico de cancelar el polo ubicado en 5,06 MHz del amplificador VFA.

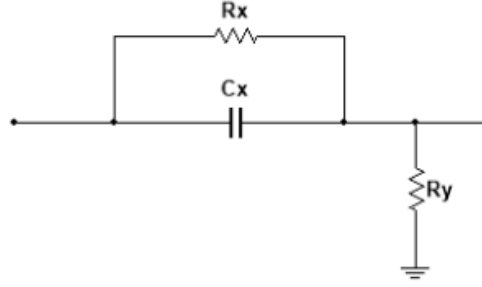


Figura 10: Red de compensación RC cero-polo

3.3.1. Análisis teórico

La red de compensación cuenta con la siguiente función transferencia

$$A_c(s) = \frac{R_y}{R_x + R_y} \cdot \frac{1 + sC_x R_x}{1 + sC_x (R_x // R_y)} \quad (52)$$

Donde se definen las siguientes notaciones:

- $k_{comp} = \frac{R_y}{R_x + R_y}$
- $\omega_{pcomp} = \frac{1}{1 + sC_x (R_x // R_y)}$
- $\omega_{zcomp} = \frac{1}{C_x R_x}$

Dado que el cero del compensador debe cancelar el polo producido por f_2 , se tendrá

$$\implies \omega_{zcomp} = \omega_2 = 2\pi \cdot 5,06 \text{ Mrps} \quad (53)$$

Como se solicitó en la consigna, el polo de compensación se ubicará una octava por encima de este cero, resultando entonces:

$$\omega_{pcomp} = 2 \cdot \omega_{zcomp} = 2\pi \cdot 10,12 \text{ Mrps} \quad (54)$$

Con estos valores deducidos, es posible calcular la ganancia del compensador

$$k_{comp} = \frac{\omega_{zcomp}}{\omega_{pcomp}} = \frac{2\pi \cdot 5,06 \text{ Mrps}}{2\pi \cdot 10,12 \text{ Mrps}} \quad (55)$$

$$\boxed{k_{comp} = 0,5} \quad (56)$$

Recordando que

$$k_{comp} = \frac{R_y}{R_x + R_y} \Rightarrow \frac{R_y}{R_x + R_y} = 0,5 \quad (57)$$

Despejando para obtener la relación entre las resistencias

$$\frac{R_y}{R_x + R_y} = \frac{1}{2} \quad (58)$$

$$2R_y = R_x + R_y \quad (59)$$

$$2 = \frac{R_x}{R_y} + 1 \quad (60)$$

$$\boxed{1 = \frac{R_x}{R_y}} \quad (61)$$

Considerando valores normales

$$\boxed{R_x = R_y = 1 \text{ } k\Omega} \quad (62)$$

Obtenido el valor de las resistencias, es posible calcular el valor del capacitor C_x , despejando de la ecuación del cero

$$\begin{aligned} \omega_{zcomp} &= \frac{1}{C_x R_x} \\ \Rightarrow C_x &= \frac{1}{\omega_{zcomp} \cdot R_x} \end{aligned} \quad (63)$$

$$C_x = \frac{1}{2\pi \cdot 5,06 \text{ } Mrps \cdot 1 \text{ } k\Omega}$$

$$\boxed{C_x = 31 \text{ } pF} \quad (64)$$

Al agregar el compensador, se obtiene la siguiente función de transferencia del lazo de realimentación:

$$\begin{aligned} T(s) &= -A_d(s) \cdot A_c(s) \cdot A_{vf2}(s) \\ &= -\frac{k \cdot A_d(0)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)} \cdot k_{comp} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zcomp}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{pcomp}}\right)} \cdot A_{vf2}(s) \end{aligned} \quad (65)$$

donde:

- k : realimentación del VFA.
- $A_d(0)$: ganancia del VFA.

- A_{vf2} : función de transferencia del CFA.
- ω_1, ω_2 : los polos del VFA.

Se observa que el valor de k_{comp} induce una atenuación en la función de transferencia, y por ende, en la ganancia. Por ello, es necesario ajustar la ganancia a lazo cerrado del CFA, teniendo en cuenta que $k_{comp} = 0,5$:

$$A_{vf2comp}(s) = 2 \cdot A_{vf2}(s) \quad (66)$$

Esta relación garantiza que la atenuación provocada por k_{comp} se compense adecuadamente en la ganancia a lazo cerrado del Compensador de Fase Avanzada (CFA), asegurando así un rendimiento equilibrado del sistema. Recordando que A_{vf2} es:

$$A_{vf2} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (67)$$

Reemplazando se obtiene.

$$\begin{aligned} A_{vf2comp}(s) &= 2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \\ &= 2 \cdot 20 \end{aligned} \quad (68)$$

$$\boxed{A_{vf2comp}(s) = 40} \quad (69)$$

Dado que el polo del CFA permanece invariable con respecto al caso anterior, el valor de R_2 continúa siendo

$$\boxed{R_2 = 1800 \, \Omega} \quad (70)$$

Por su parte, R_1 se obtiene de:

$$\begin{aligned} \frac{R_2}{R_1} &= 40 - 1 \\ \Rightarrow R_1 &= \frac{1800 \, \Omega}{39} \end{aligned} \quad (71)$$

$$\boxed{R_1 = 46,15 \, \Omega \Rightarrow 47 \, \Omega} \quad (72)$$

3.3.2. Simulaciones

Nuevamente en este apartado, se simuló el circuito final para evaluar los cálculos obtenidos con anterioridad. El circuito utilizado fue el siguiente: Ganancia del amplificador compuesto y respuesta en frecuencia:

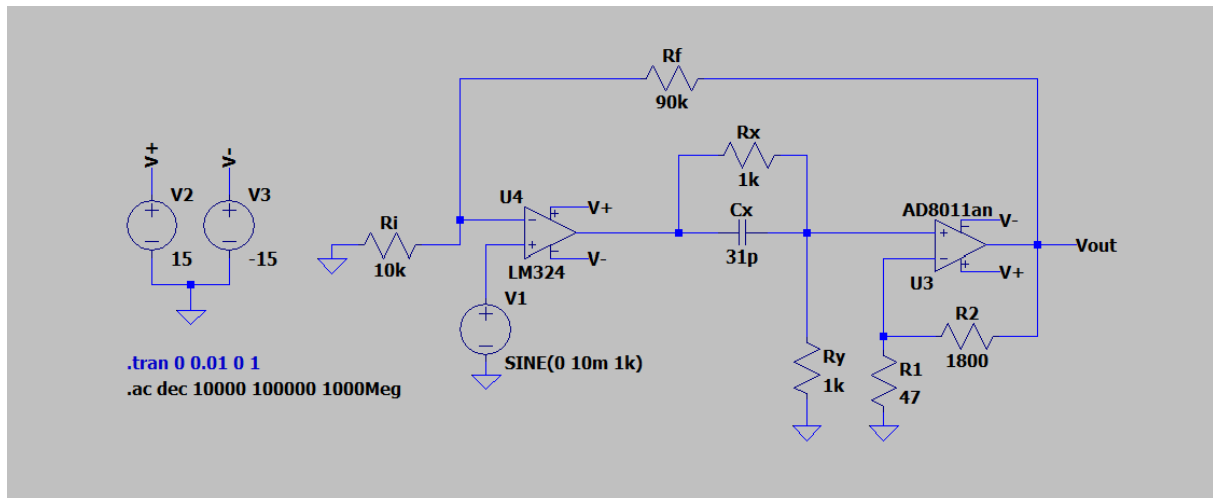


Figura 11: Circuito VFA-CFA compensado en LTspice

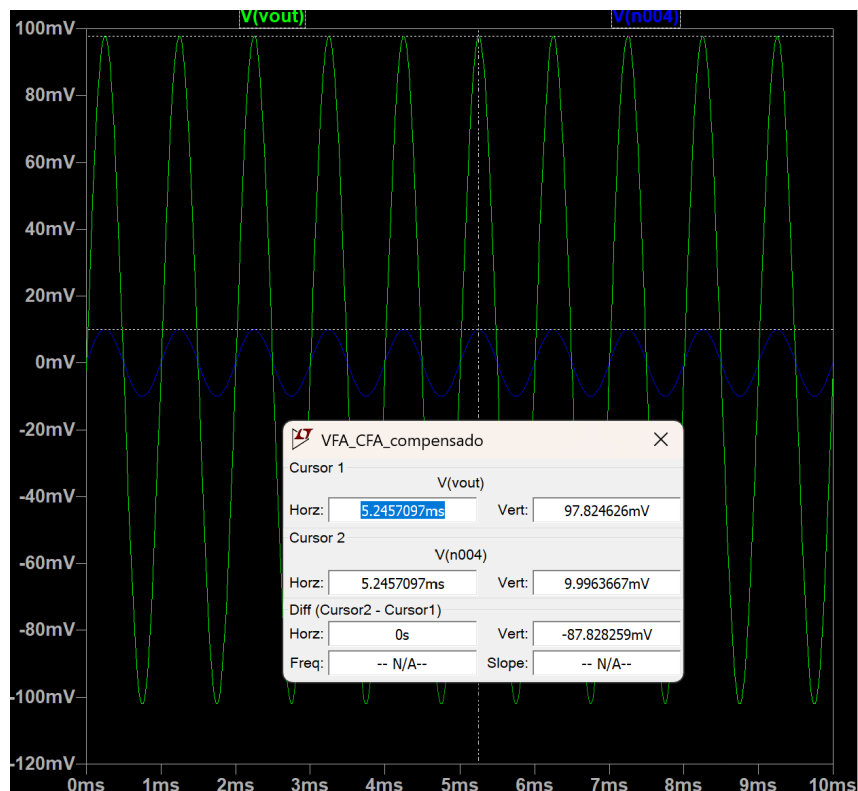


Figura 12: Ganancia del circuito VFA-CFA compensado

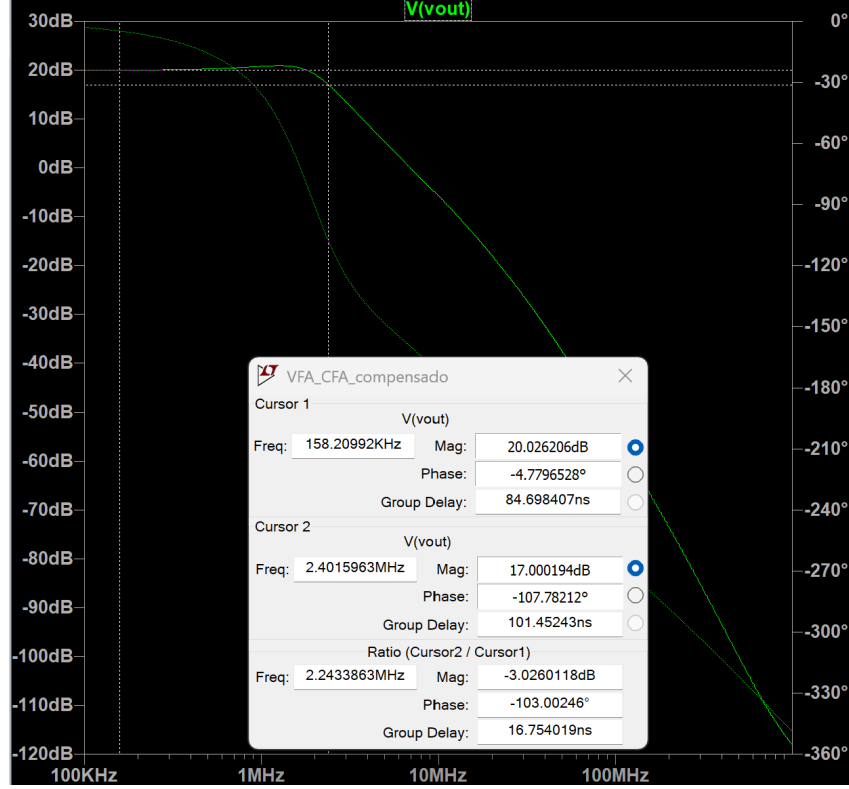


Figura 13: Respuesta en frecuencia del circuito VFA-CFA compensado

3.3.3. Conclusiones

De las simulaciones obtenemos que los valores de ganancia del circuito y la frecuencia de corte son los siguientes:

$$Avf(s) = \frac{97,82 \text{ mV}}{10 \text{ mV}} = 9,8 \text{ veces} \quad (73)$$

$$f_g = 2,4 \text{ MHz} \quad (74)$$

Por lo que el error porcentual en la ganancia a lazo cerrado es de:

$$E_{\%} = \frac{|10 - 9,8|}{9,8} * 100 = 2\% \quad (75)$$

El error porcentual de la frecuencia de corte es de:

$$E_{\%} = \frac{|2 \text{ MHz} - 2,4 \text{ MHz}|}{2,4 \text{ MHz}} * 100 = 8,33\% \quad (76)$$

En conclusion los errores obtenidos son aseptables y se permite validar el diseño del circuito VFA-CFA compensado. Además este circuito disminuye el pico de ganancia en la frecuencia de corte y disminuye el error en la ganancia total.