

TRABAJO DE LABORATORIO N°4

ÍNDICE

Introducción	2
I. CIRCUITO 1 : VFA-VFA	2
I.1. Introducción teórica	2
I.2. Análisis teórico del circuito	3
a) Diseño del amplificador compuesto	3
b) Respuesta en frecuencia	5
I.3. Simulación	5
a) Ganancia del circuito diseñado	5
II. CIRCUITO 2 : VFA-CFA I	6
II.1. Introducción teórica	6
II.2. Análisis teórico del circuito	6
II.3. Simulación	8
III. CIRCUITO 3 : VFA-CFA II	10
III.1. Introducción teórica	10
III.2. Análisis teórico del circuito	10
a) Diseño de la red de compensación	10
III.3. Simulación	12
Conclusión	14

Introducción

En este trabajo de laboratorio, vamos a diseñar compensadores para tres circuitos amplificadores compuestos utilizando VFA y CFA. El esquema de esos tres circuitos es el mismo y es presentado Figura 1. El primero circuito será compuesto por dos VFA, mientras que el segundo y el tercero serán compuestos por un CFA y un VFA. Los VFA utilizados serán LM324 de dos polos¹ y el CFA utilizado será el LM6181 cuya transimpedancia también tiene 2 polos². Los requerimientos para esos circuitos amplificadores son : una ganancia global $A_{vf} = 20$ dB y una máxima planicidad de módulo ($M_{\phi} = 65^{\circ}$ o $Q_p = 0,707$). Para cada circuito, después de una introducción teórica, vamos a realizar un análisis teórico y hacer simulaciones para corroborar los resultados. Para terminar, analizaremos los errores encontrados y sus causas.

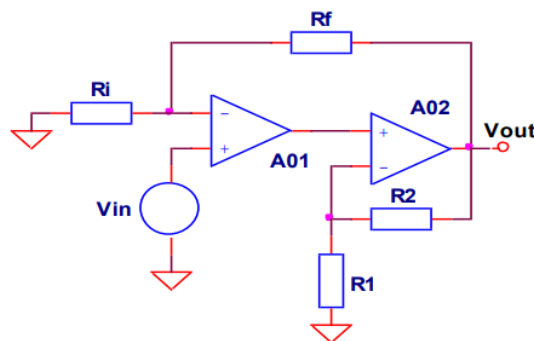


Figura 1 : Esquema del amplificador compuesto

I. CIRCUITO 1 : VFA-VFA

I.1. Introducción teórica

Los amplificadores VFA (Voltage Feedback Amplifier) son amplificadores con realimentación negativa de tensión (ver Figura 1) También conocidos como Amplificadores Operacionales (AO). La entrada y la salida de este amplificador son señales de tensión. En nuestro caso, vamos a estudiar una configuración compuesta de dos amplificadores operacionales.

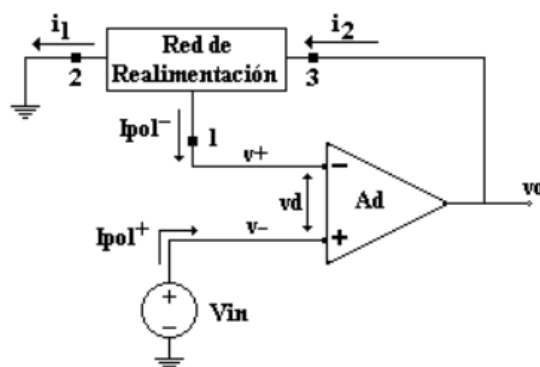


Figura 1 : Esquema de un VFA

¹ Datos del LM324 : $A_{d0} = 100$ dB, $F_T = 1$ MHz, $F_1 = 10$ Hz y $F_2 = 5,06$ MHz

² Datos del LM6181 : $R_T = 2,37$ M Ω , $C_T = 4,8$ pF, $F_1 = 14$ KHz, $F_2 = 82,3$ MHz

I.2. Análisis teórico del circuito

a) Diseño del amplificador compuesto

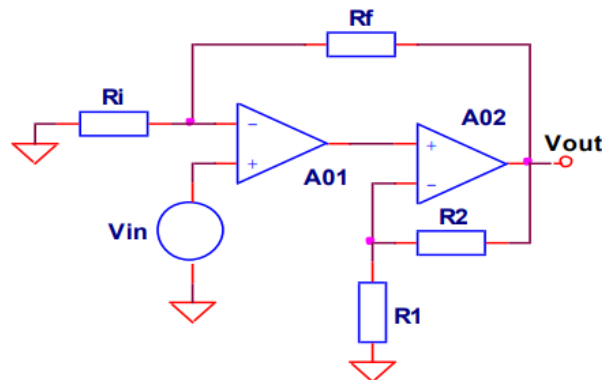


Figura 2 : Amplificador compuesto VFA-VFA

Calculamos la ganancia del circuito considerando el segundo AO ideal :

$$V_{o1} = Ad(s) * (V_+ - V_-)$$

$$V_{o1} = Ad(s) * V_{in}$$

$$V_{o2} = Ad(s) * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) * V_{in}$$

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

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

$$Avf(s) = \frac{Av(s)}{1 - T(s)} = \frac{Ad(s) * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{1 + Ad(s) * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) * \frac{R_i}{R_i + R_f}} \quad \rightarrow \quad \frac{R_i + R_f}{R_i} = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) = 20dB$$

$$\frac{R_f}{R_i} = 9$$

$$R_i = 10k\Omega, R_f = 90k\Omega$$

Para calcular la ganancia del segundo amplificador, debemos tener en cuenta el margen de fase requerido (65°). El amplificador compuesto a lazo abierto tiene un polo en 10 [Hz] y 5,06 [MHz]. A lazo cerrado se tiene un polo en f_g . El valor de dicho polo depende de la ganancia del amplificador A02. Para facilitar su cálculo, se empleó un código de matlab y se obtuvo el diagrama de Bode de la Figura 3.

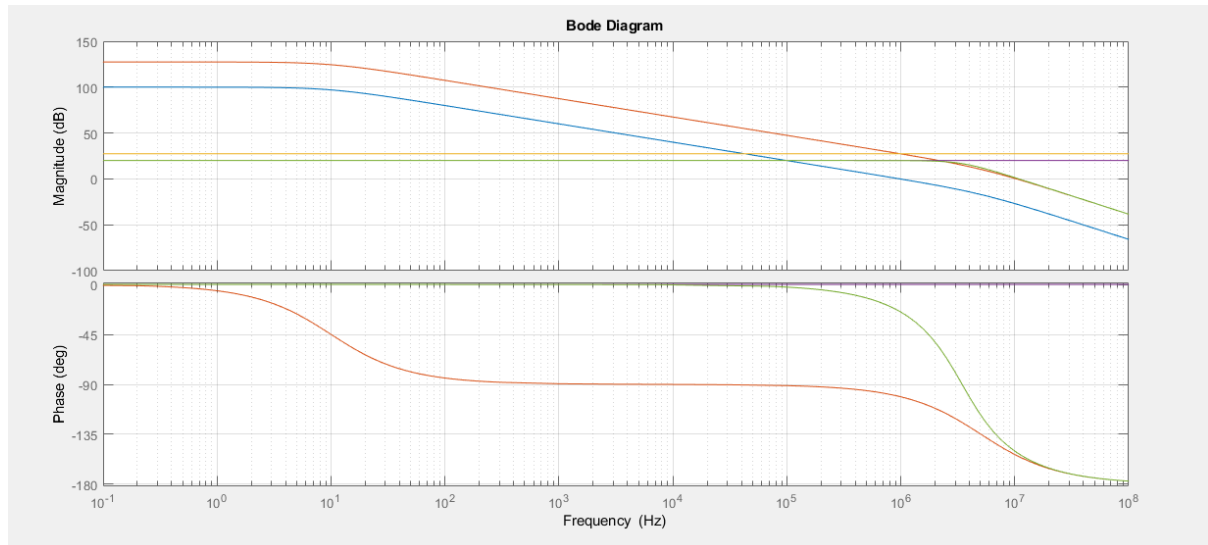


Figura 3 : Diagrama de Bode del amplificador compuesto VFA-VFA con:
Azul: Ganancia de AO1 a lazo abierto
Amarilla: Ganancia de AO2 a lazo abierto
Naranja: Ganancia del amplificador compuesto a lazo abierto
Violeta: Ganancia del amplificador compuesto a lazo cerrado ideal
Verde: Ganancia del amplificador compuesto a lazo cerrado (real)

A partir de esta gráfica se obtuvo los resultados siguientes:

$$Avf2 = 27,5 \text{ dB}$$

Entonces la ganancia del amplificador compuesto a lazo abierto resulta 127,5 [dB].
 Con este valor se calcula el valor del polo f_g :

$$\frac{127,5 \text{ [dB]} - 20 \text{ [dB]}}{\log(10) - \log(f_g)} = -20 \text{ dB/dec}$$

$$f_g = 2,4 \text{ MHz}$$

Después, verificamos el margen de fase (ver Figura 4).

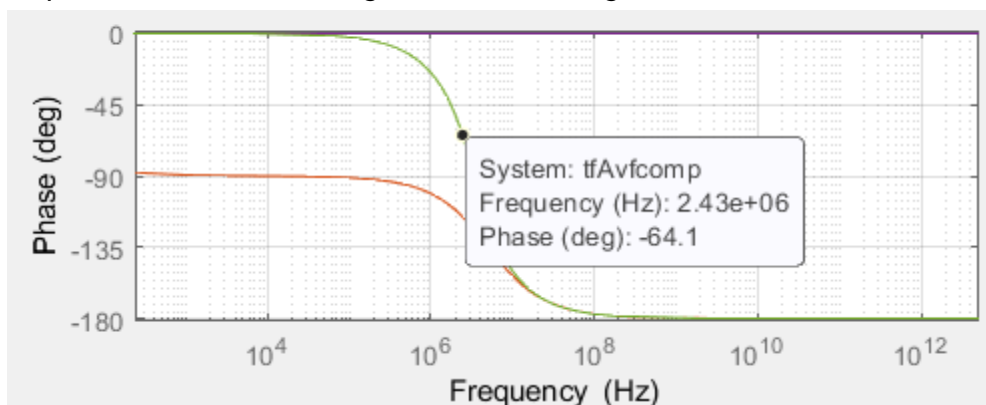


Figura 4 : Verificación del margen de fase

Con este valor de ganancia encontrado calculamos las resistencias R_1 y R_2 . La ganancia del segundo amplificador está dada por:

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 23,7$$

$$R_2 = 22,7 \cdot R_1$$

Tomando $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, se obtiene $R_2 = 22,7 \text{ k}\Omega$.

b) Respuesta en frecuencia

Gráficamente se obtiene que el ancho de banda a -3dB es 3,33 MHz. El ancho de banda potencial fue calculado anteriormente, resultando $f_g = 2,4 \text{ MHz}$. Entonces, la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado, por ser el margen de fase de 65° , resulta:

$$f_p = \frac{f_g}{0,644}$$

$$f_p = 3,7 \text{ MHz}$$

I.3. Simulación

a) Ganancia del circuito diseñado

Simulando el circuito con Multisim (Figura 5) con V_{in} senoidal de amplitud 1mV y de frecuencia 1kHz, obtenemos $V_o = 9,945 \text{ mV}$. Entonces la ganancia obtenida por simulación es $G = 9,945/1 = 9.945 \approx 10$. El error relativo entre teoría y simulación es menor a 1%.

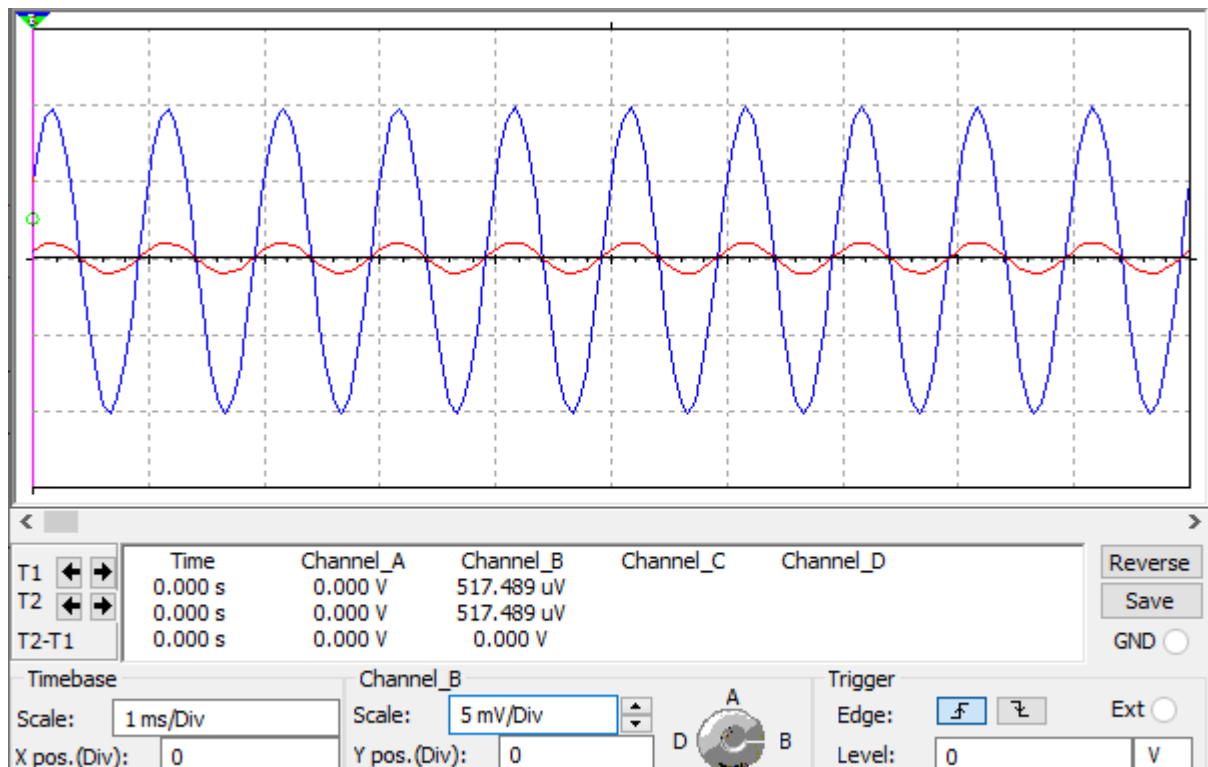


Figura 5 : Simulación de la tensión de salida V_o (en azul) con $V_{in}=1 \text{ mV}$ (en rojo)

II. CIRCUITO 2 : VFA-CFA I

Ahora, tomamos el circuito 1 pero cambiamos el segundo VFA por un CFA.

II.1. Introducción teórica

Un CFA (Current Feedback Amplifier) es un amplificador de alta ganancia que se parece al VFA pero con la principal diferencia de ser realimentado por corriente y no por tensión. Los CFA tienen un comportamiento dinámico distinto de los VFA. Presentan una velocidad más alta que los VFA con rangos de operación superiores a 100 MHz en pequeña señal y 1000V/us en gran señal y con producto ganancia ancho de banda del orden del GHz. Su arquitectura (ver Figura 6) es diferente de la VFA con una ganancia y un ancho de banda que se pueden ajustar independientemente mediante el valor de las resistencias. En efecto, los parámetros del CFA se calculan como sigue:

$$\omega_{CFA} = \frac{1}{C_T R_2} \quad \text{y} \quad Avfi = R_2/R_p$$

Entonces, para diseñar un amplificador a base de CFA, se fija primero el valor de R_2 en función del ancho de banda requerido y después se ajusta el valor de R_1 para obtener la ganancia requerida.

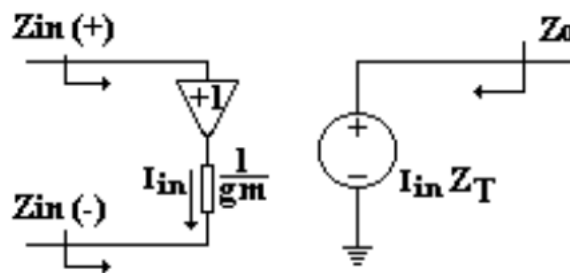


Figura 6: Esquema de un Current Feedback Amplifier

La transimpedancia de una CFA se encuentra a continuación.

$$Z_T = \frac{R_T}{1 + sR_T C_T}$$

II.2. Análisis teórico del circuito

Para el diseño de este circuito, por simplicidad, se considerará que el VFA tiene el mismo comportamiento que el caso anterior y que el polo de mayor frecuencia del CFA tiene un efecto despreciable sobre la respuesta del amplificador a lazo cerrado. Entonces, la ecuación de margen de fase para máxima planicidad resulta:

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

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

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

$$tg(2,93^\circ) = \frac{2[MHz]}{f_{CFA}}$$

$$f_{CFA} = \frac{2[MHz]}{tg(2,93^\circ)} = 39[MHz]$$

Por lo tanto, la frecuencia del polo a lazo cerrado del CFA debe ser de 39 [MHz] para obtener máxima planicidad. Entonces:

$$\omega_{CFA} = \frac{1}{C_f R_2}$$

$$R_2 = \frac{1}{C_f 2\pi f_{CFA}}$$

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

Para calcular R_1 aplicamos producto ganancia por ancho de banda:

$$A_{vf} f_g = A_{do} f_1 A_{vf2} \text{ donde } A_{vf2} \text{ es la ganancia ideal de lazo cerrado del CFA.}$$

$$A_{vf2} = \frac{A_{vf} f_g}{A_{do} f_1}$$

$$A_{vf2} = \frac{10,2[MHz]}{100000,10[Hz]} = 20$$

Entonces:

$$A_{Vf2} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 20 \Rightarrow R_1 = \frac{850}{19} = 44,7[\Omega]$$

El ancho de banda potencial requerido para el diseño es de 2 MHz. La frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado se obtiene a partir de la siguiente expresión, por tratarse de máxima planicidad de módulo:

$$\omega_g = 0,644\omega_p \Rightarrow \omega_p = 2\pi \cdot 3,1[MHz]$$

El ancho de banda a -3dB, por tratarse de una condición de máxima planicidad de módulo, el ancho de banda a -3dB es igual a la frecuencia del polo a lazo cerrado, es decir, 3,1 MHz.

El circuito diseñado se encuentra en la Figura 7.

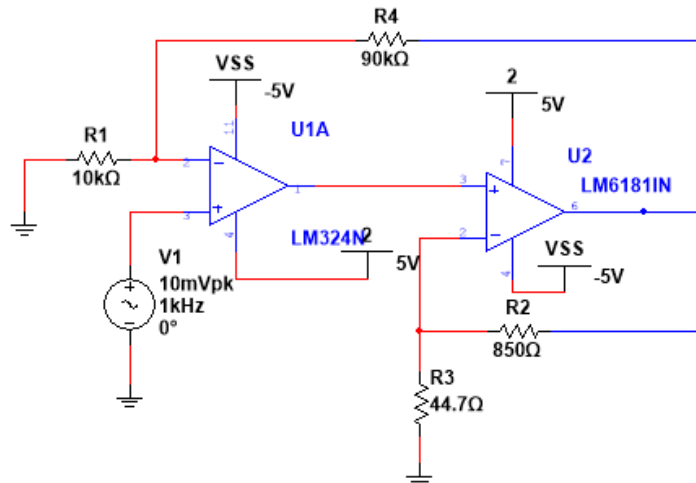


Figura 7: Amplificador VFA-CFA I

II.3. Simulación

Simulando el circuito con Multisim con V_{in} senoidal de amplitud 10 mV y de frecuencia 1kHz, obtenemos $V_o=99,5$ mV (ver Figura 8). Entonces la ganancia obtenida por simulación es $G=99,5/10=9,95\approx 10$. El error relativo entre teoría y simulación es menor a 1%. En cuanto a la respuesta en frecuencia, se obtuvo el diagrama de Bode de la Figura 9, donde se observa una ganancia de 19,997 dB y una caída de -3dB a una frecuencia de 2,1 MHz.

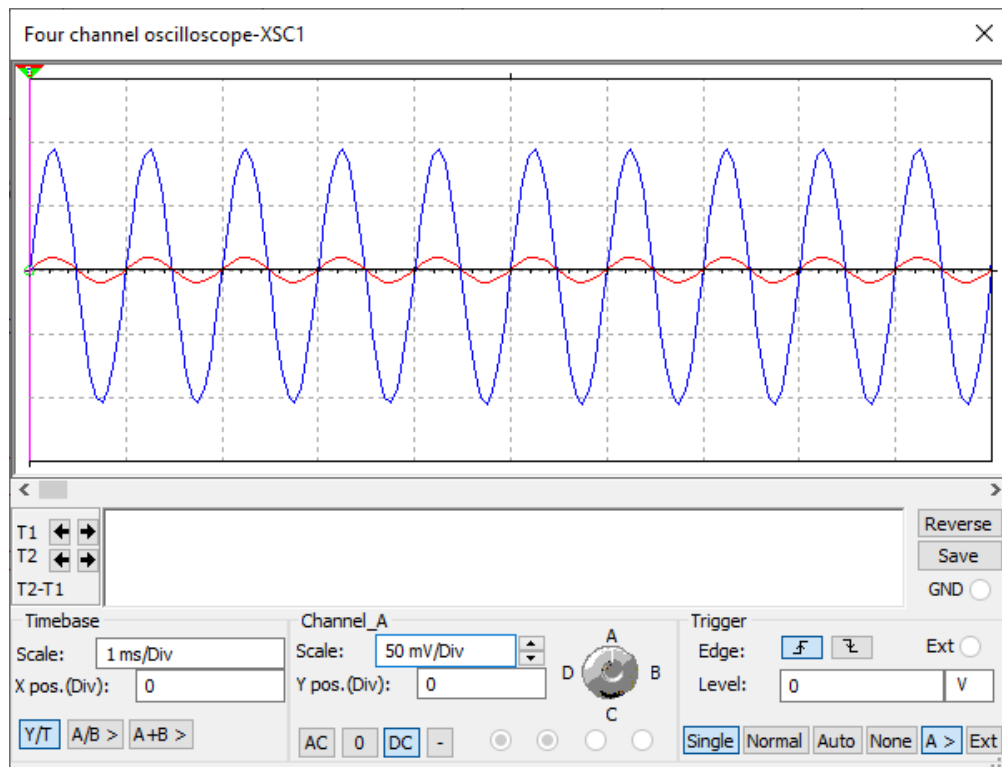


Figura 8 : Determinación de la ganancia por simulación del circuito diseñado en Multisim

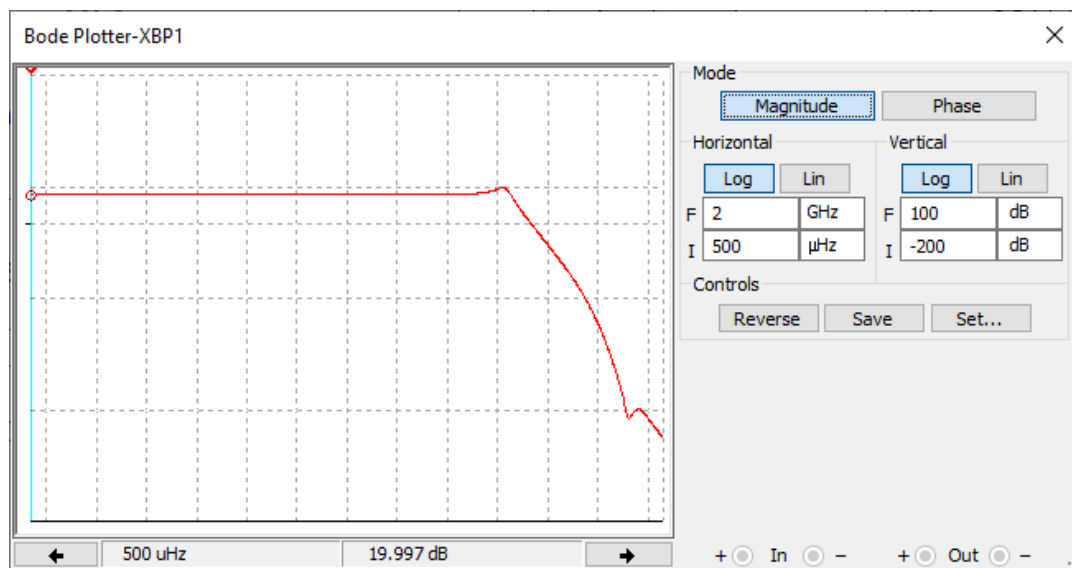


Figura 9 : Diagrama de Bode simulado del circuito diseñado

Después de analizar la respuesta en frecuencia, realizamos un análisis de la respuesta temporal a un escalón de amplitud 1 V (ver Figura 10).

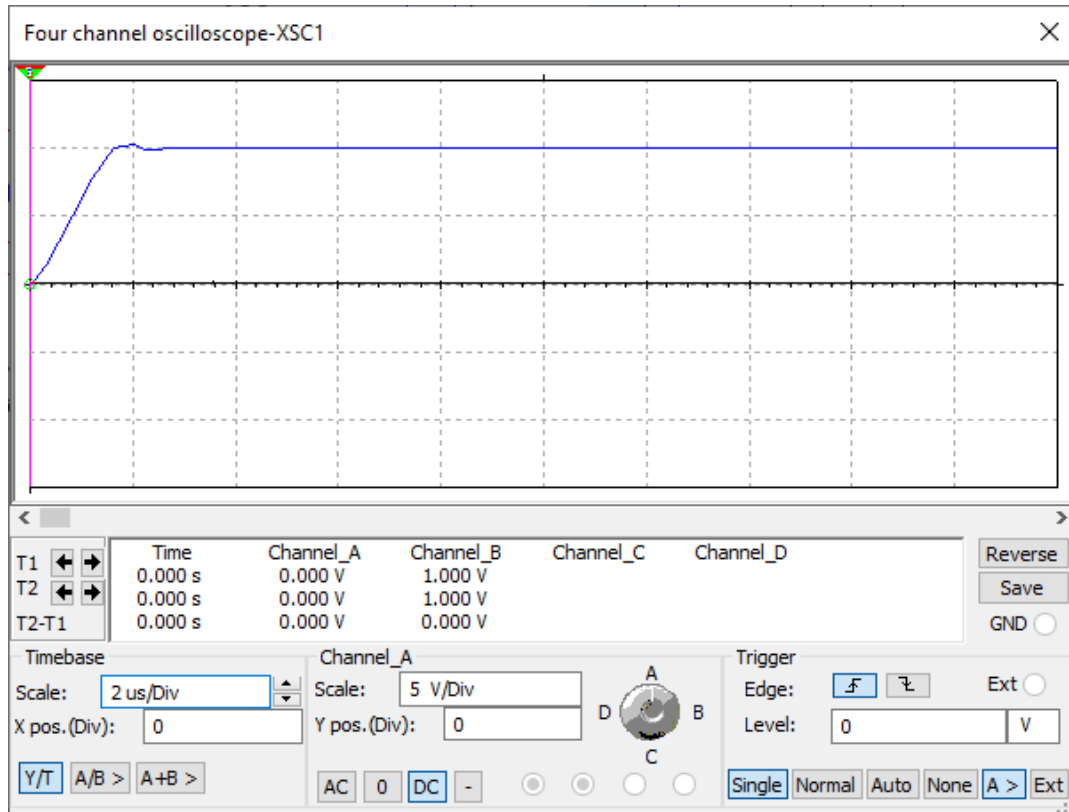


Figura 10 : Respuesta temporal al escalón del sistema diseñado

En la respuesta temporal del sistema, se puede observar un pico de 10,224 V ante una entrada 1V. El valor estable es de 9,991 V.

El sobrepasamiento resulta entonces:

$$OS\% = \frac{v_{max} - v_{reg}}{v_{reg}} \cdot 100\% = \frac{10,224 - 9,991}{9,991} \cdot 100\% = 2,33\%$$

Con este valor se puede calcular el factor de amortiguamiento a partir de la siguiente expresión:

$$OS\% = e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$$

$$\xi = -\frac{\ln\left(\frac{OS\%}{100}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \left(\ln\left(\frac{OS\%}{100}\right)\right)^2}} = 0,767$$

Entonces, el margen de fase resulta:

$$M\varphi = \arctg\left(\frac{2\xi}{\sqrt{-2\xi^2 + \sqrt{1+4\xi^4}}}\right)$$

$$M\varphi = 68,4^\circ$$

III. CIRCUITO 3 : VFA-CFA II

Vimos con el estudio del circuito 2 que no podemos cumplir con los requerimientos con la arquitectura del amplificador compuesto solo. Entonces, necesitamos agregar al circuito 2 una red de compensación para mejorar el margen de fase del circuito.

III.1. Introducción teórica

Para compensar el circuito 2, vamos a 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. En efecto, el método de compensación por cero - polo, también conocida como compensación por adelanto, consiste en corregir el atraso inducido por el segundo polo de la función de transferencia mediante la agregación de un cero a frecuencia igual o superior a la frecuencia de este polo. También, se agrega un polo cuya frecuencia se elige fuera de la banda de utilización tal que la ganancia de lazo del amplificador compensado puede expresarse de la siguiente manera:

$$\text{Si } \omega_{b2} \leq \omega_{zx} < \omega_G \text{ y } \omega_{pz} \gg \omega_G .$$

$$A_{C(s)} = \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zx}}}{1 + \frac{s}{\omega_{px}}} \Rightarrow T'_{(s)} \cong - \frac{T_{(0)}(1 + s/\omega_{zx})}{(1 + s/\omega_{o1})(1 + s/\omega_{o2})}$$

III.2. Análisis teórico del circuito

a) Diseño de la red de compensación

La red de compensación debe ser tal que cancele el polo en 5,06MHz del amplificador VFA. La compensación cero-polo que se utilizará será la red representada por la Figura 11.

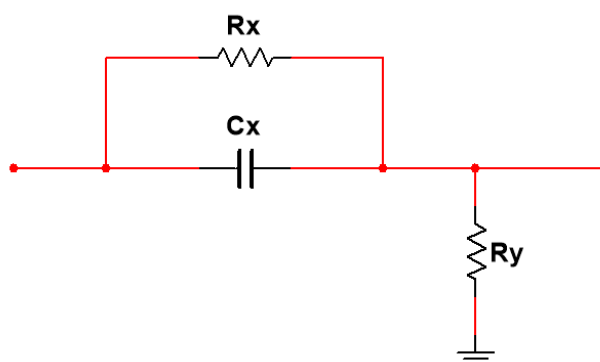


Figura 11: Red de compensación RC

Esta red tiene la siguiente función de transferencia:

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

Denotaremos:

$$k_{comp} = \frac{R_y}{R_x + R_y}$$

$$\omega_{pcomp} = \frac{1}{C_x (R_x // R_y)}$$

$$\omega_{zcomp} = \frac{1}{C_x R_x}$$

El cero del compensador cancela el polo de más alta frecuencia del VFA, entonces:

$$\omega_{zcomp} = \omega_2 = 2\pi 5,06 [Mrps]$$

El polo se ubica una octava por encima de este cero:

$$\omega_{pcomp} = 2\omega_{zcomp} = 2\pi 10,12 [Mrps]$$

Con estos valores calculamos la ganancia del compensador k_{comp} :

$$k_{comp} = \frac{\omega_{zcomp}}{\omega_{pcomp}} = 0,5$$

Entonces:

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

$$1 + \frac{R_y}{R_x} = 2$$

$$\frac{R_y}{R_x} = 1$$

Consideramos $R_x = R_y = 1k\Omega$. Con estos valores podemos calcular C_x :

$$\omega_{zcomp} = \frac{1}{C_x R_x} = 2\pi 5,06 [Mrps]$$

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

$$C_x = 31pF$$

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

$$T(s) = -A_d(s) \cdot A_c(s) \cdot A_{vf2}(s) = - \frac{kA_d(0)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)} \cdot k_{comp} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zcomp}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{pcomp}}\right)} A_{vf2}(s)$$

Donde k es la realimentación del VFA, $A_d(0)$ la ganancia del VFA, A_{vf2} la función de transferencia del CFA, ω_1 y ω_2 los polos del VFA.

Se puede observar que el valor de k_{comp} provoca una atenuación de la función de transferencia, y por lo tanto, de la ganancia. Por lo tanto, se debe ajustar la ganancia a lazo cerrado del CFA, teniendo en cuenta que $k_{comp} = 0,5$:

$$A_{vf2comp}(s) = 2A_{vf2}(s)$$

Donde:

$$A_{vf2} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Entonces:

$$A_{vf2comp}(s) = 2\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 2 \cdot 20$$

Como el polo del CFA es el mismo que en el caso anterior, R_2 sigue valiendo $850[\Omega]$:

$$\frac{R_2}{R_1} = 40 - 1 \Rightarrow R_1 = \frac{850[\Omega]}{39} = 21.8[\Omega]$$

El margen de fase resulta:

$$M\varphi = 180^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{VFA1}}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{comp}}\right) - \left(\frac{f_g}{f_{CFA}}\right)$$

$$M\varphi = 180^\circ - 90^\circ - 11,12^\circ - 2,93^\circ = 75,9^\circ$$

El ancho de banda potencial resulta inalterado respecto al caso anterior, es decir, es de 2MHz. La frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado se puede calcular aplicando producto ganancia por ancho de banda:

$$A_{vf}(0) \cdot f_g = A_{vf(-3dB)} f_p$$

$$f_p = \frac{A_{vf}(0) \cdot f_g}{A_{vf(-3dB)}} = \frac{10.2[MHz]}{7,079}$$

$$f_p = 2,825 [MHz]$$

El ancho de banda a -3dB resulta igual a la frecuencia del polo, es decir, 2,825 [MHz].

El circuito diseñado se encuentra en la Figura 12.

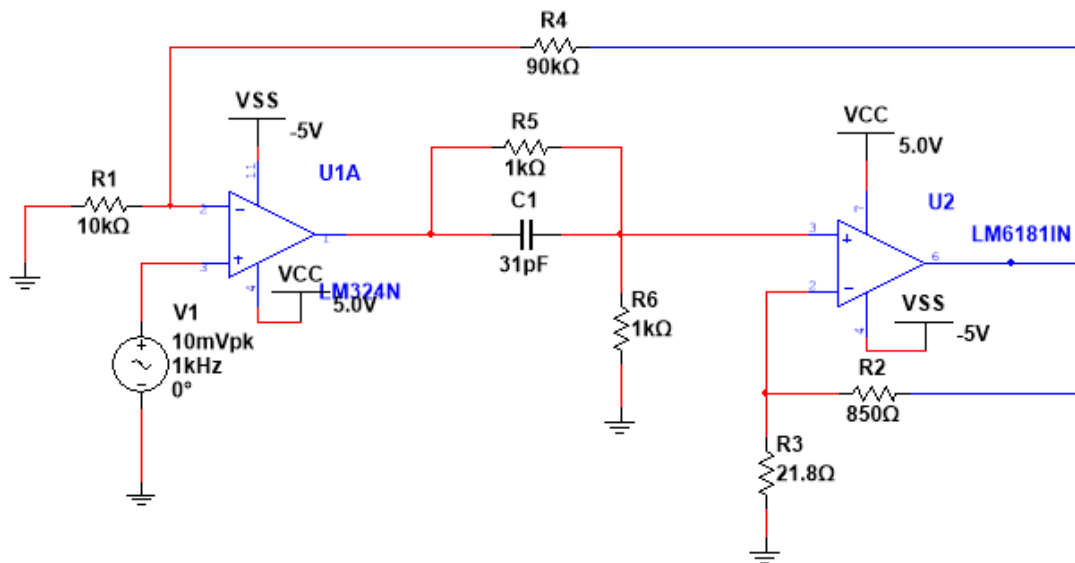


Figura 12: Esquema del amplificador VFA-CFA II

III.3. Simulación

Simulando el circuito con Multisim con V_{in} senoidal de amplitud 10mV y de frecuencia 1kHz, obtenemos $V_o=98,88mV$ (ver Figura 13). Entonces la ganancia obtenida por simulación es $G=98,88/10=9.88 \approx 10$. El error relativo entre teoría y simulación es menor a 1%.

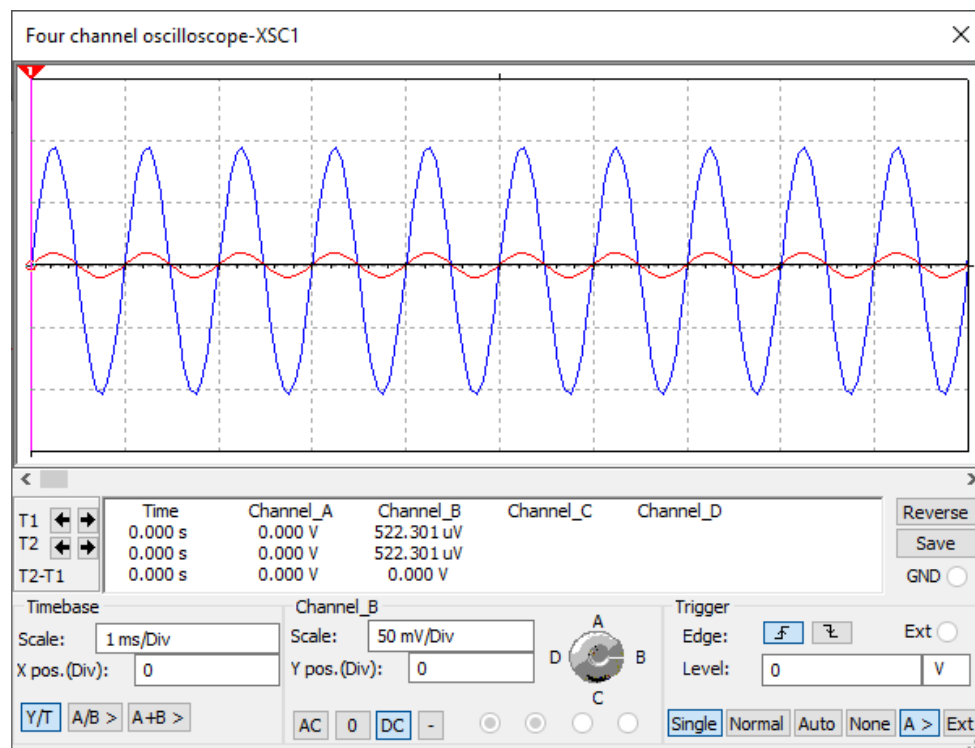


Figura 13 : Determinación de la ganancia por simulación

En cuanto a la respuesta en frecuencia, se obtuvo el diagrama de Bode de la Figura 14, donde se observa una ganancia de 19,997dB y una caída de -3dB a una frecuencia de 2,03 MHz.

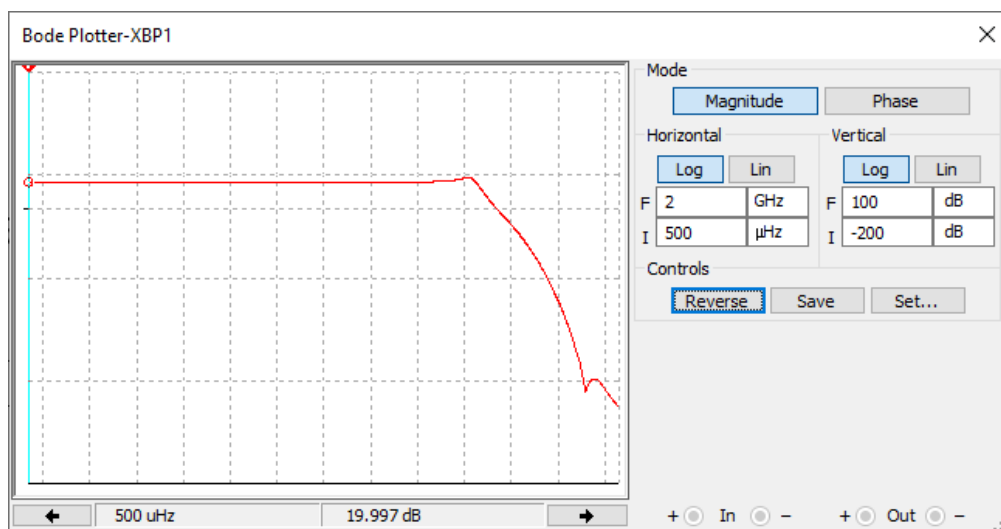


Figura 14 : Diagrama de Bode del circuito VFA-CFA II

Después de analizar la respuesta en frecuencia, realizamos un análisis de la respuesta temporal a un escalón de amplitud 1 V (ver Figura 15).

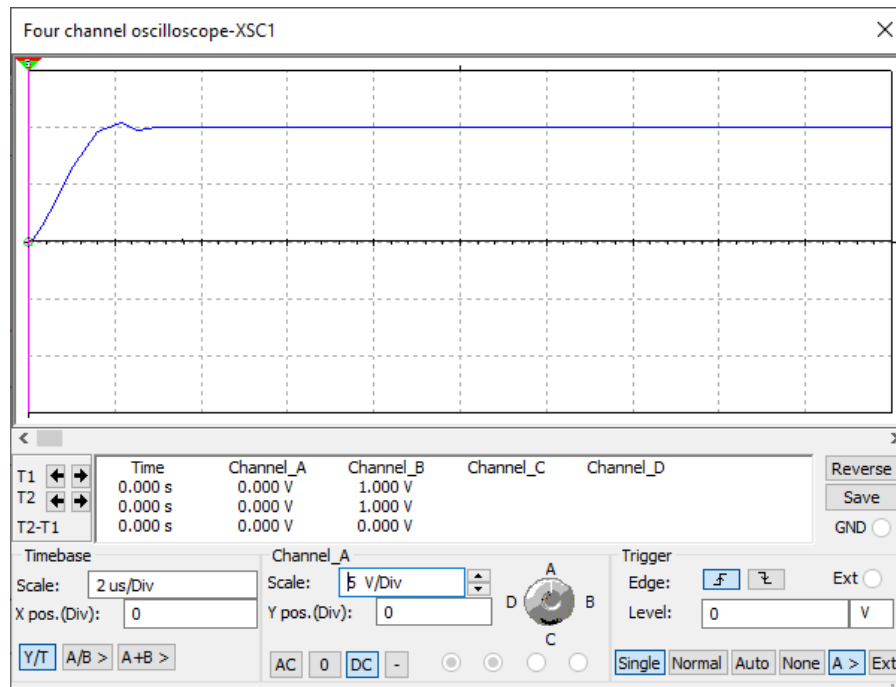


Figura 15: Respuesta temporal a un escalón de amplitud 10V

Se observa un pico en 10,398V con una entrada de 1V. El valor estable es de 9,991 V. El sobrepasamiento resulta entonces:

$$OS\% = \frac{v_{max} - v_{reg}}{v_{reg}} \cdot 100\% = \frac{10,398 - 9,991}{9,991} \cdot 100\% = 4,07\%$$

Con este valor se puede calcular el factor de amortiguamiento a partir de la siguiente expresión:

$$OS\% = e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$$

$$\xi = -\frac{\ln\left(\frac{OS\%}{100}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \left(\ln\left(\frac{OS\%}{100}\right)\right)^2}} = 0,714$$

Entonces, el margen de fase resulta:

$$M\varphi = \arctg\left(\frac{2\xi}{\sqrt{-2\xi^2 + \sqrt{1+4\xi^4}}}\right) = 65,89^\circ$$

Conclusión

En este trabajo se logró analizar dos configuraciones de amplificador compuesto, la VFA-VFA y VFA-CFA. Se pudo verificar como la introducción de un CFA en el amplificador produce un incremento del ancho de banda del mismo, y una mejor aproximación del margen de fase. También se pudo implementar una red de compensación cero-polo, constatando la mejora producida en el margen de fase. Las simulaciones en todos los casos, arrojaron resultados coherentes con los cálculos analíticos realizados.