



Universidad
Nacional
de Córdoba



Facultad de
Ciencias Exactas
Físicas y Naturales

Universidad Nacional de Córdoba

Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales

Síntesis de Redes Activas - Trabajo Práctico 4

Diseño de amplificadores utilizando VFA y CFA

Nombre	DNI
Armida Abril	41.436.299
Ruiz Tatur Manuel	40.963.553

Docentes Ing. Ferreyra Pablo
 Ing. César Reale

2023

Índice

1. Objetivos	2
2. Consigna	3
2.1. Circuito I: VFA-VFA	3
2.2. Circuito II: VFA-CFA	3
2.3. Circuito III: VFA-CFA	3
3. Marco teórico	5
3.1. Amplificador Realimentado por Tensión (VFA)	5
3.2. Amplificador Realimentado por Corriente (CFA)	6
3.3. Compensación por Adelanto	7
3.4. Red Paralelo Serie	7
3.5. Máxima Planicidad de Módulo	8
4. Desarrollo	11
4.1. Circuito I: VFA-VFA	11
4.2. Circuito II: VFA-CFA	19
4.2.1. Simulaciones	21
4.3. Circuito III: VFA-CFA	23
4.3.1. Simulación	27
5. Anexos	29

1. Objetivos

Se pretende diseñar amplificadores utilizando tecnologías VFA (Amplificador Realimentado por Tensión) y CFA (Amplificador Realimentado por Corriente) aplicando conceptos de compensación.

Se analizarán tres circuitos amplificadores compuestos a partir de las tecnologías nombradas en el párrafo anterior. El primer circuito está conformado por dos VFA, en tanto que el segundo y tercer circuito estarán compuestos por un CFA y un VFA. El esquema de estos tres circuitos es el mismo y se presenta a continuación.

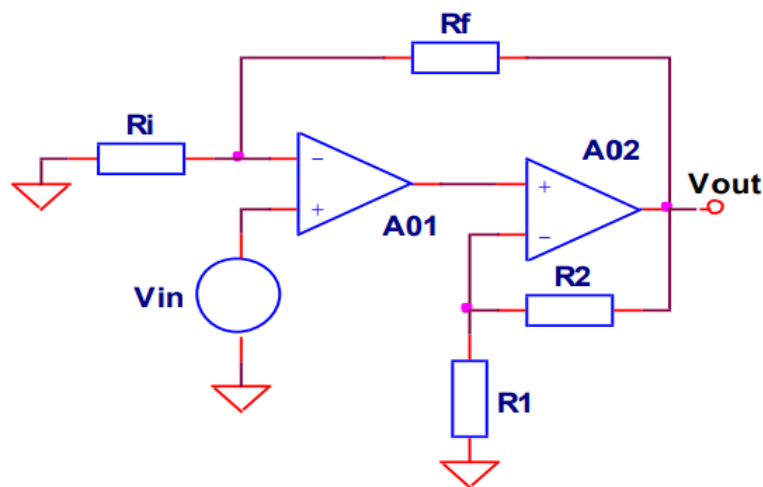


Figura 1: Esquema del amplificador compuesto

En el armado de los circuitos, los integrados utilizados para los VFA serán los LM324 de dos polos y, para el CFA será el LM6181 cuya transimpedancia también tiene dos polos.

Los requerimientos para dichos circuitos amplificadores son los expuestos seguidamente.

- Ganancia global: $A_{vf} = 20 \text{ dB}$
- Máxima planicidad de módulo: $M_\phi = 65$ o $Q_p = 0,707$

2. Consigna

2.1. Circuito I: VFA-VFA

Empleando la tecnología VFA y el circuito integrado LM324, proceder a realizar las siguientes consignas.

- 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.

2.2. Circuito II: VFA-CFA

Utilizando las tecnologías VFA y CFA, así como los circuitos integrados LM324 y LM6181, proporcionar respuesta a los siguientes apartados.

- Diseñar el amplificador compuesto VFA+CFA para máxima planicidad de módulo y que además cumpla con un ancho de banda potencial aproximado de $f_g = 2\text{ MHz}$. 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.

2.3. Circuito III: VFA-CFA

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 escalón.

Seguidamente, realizar las siguientes consignas.

- Calcular y medir el margen de fase, 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 .
- 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 .

- d. Estimar el margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto.

3. Marco teórico

3.1. Amplificador Realimentado por Tensión (VFA)

Un amplificador VFA (Voltage Feedback Amplifier, por sus siglas en inglés) es un tipo de amplificador electrónico que se utiliza para amplificar señales eléctricas, como señales de voltaje, corriente o potencia. La característica principal de un amplificador VFA es que su ganancia y comportamiento de amplificación están determinados principalmente por la retroalimentación de voltaje.

En un amplificador VFA, una parte de la señal de salida se toma y se compara con la señal de entrada original utilizando realimentación negativa. La diferencia entre estas dos señales se utiliza para generar una señal de error que se amplifica y luego se utiliza para corregir la señal de salida, manteniendo la amplificación dentro de los límites deseados y estables.

La ganancia y las características del amplificador VFA están controladas por los componentes pasivos y activos utilizados en su diseño.

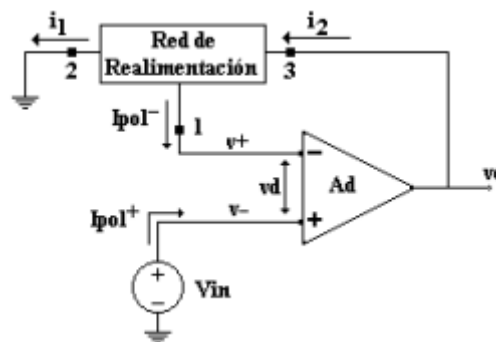


Figura 2: VFA

Este amplificador se representa interiormente por el siguiente modelo.

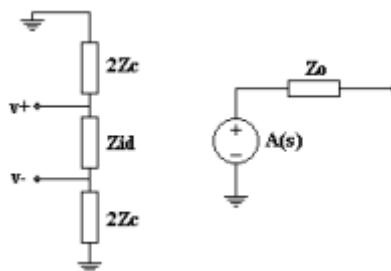


Figura 3: Modelo del amplificador real

3.2. Amplificador Realimentado por Corriente (CFA)

Un amplificador CFA (Current Feedback Amplifier, por sus siglas en inglés) es otro tipo de amplificador electrónico utilizado para amplificar señales eléctricas, pero a diferencia de un amplificador VFA, su ganancia y comportamiento de amplificación están principalmente determinados por la retroalimentación de corriente en lugar de la retroalimentación de voltaje.

Los amplificadores CFA tienden a tener una respuesta más rápida y una mayor banda pasante en comparación con los amplificadores VFA, lo que los hace adecuados para aplicaciones de alta velocidad, como en sistemas de comunicaciones y en ciertos equipos de medición. Sin embargo, también pueden ser más sensibles a la carga y pueden requerir un diseño más cuidadoso para mantener su estabilidad y rendimiento.

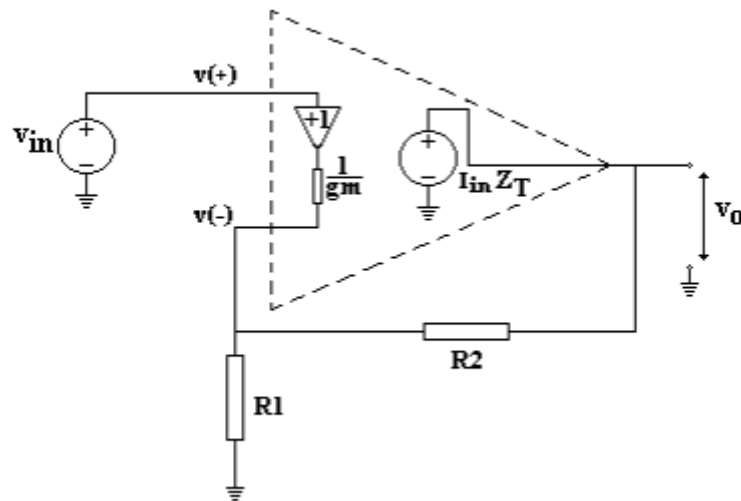


Figura 4: CFA

3.3. Compensación por Adelanto

También denominado *cero-polo* se caracteriza por generar un cero (f_{zx}) a frecuencia igual o superior al segundo polo original, corriendo de esta manera el atraso producido por este a frecuencias inferiores a la del punto crítico, mientras que el polo adjunto (f_{px}) se ubica fuera de la banda de utilización, tal que la ganancia de lazo del amplificador compensado puede expresarse como:

Si $\omega_{o2} \leq \omega_{zx} < \omega_G$ y $\omega_{pz} \geq \omega_G$

$$A_c(s) = \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zx}}}{1 + \frac{s}{\omega_{px}}} \quad (1)$$

Por lo tanto.

$$T'(s) = -\frac{T(0)(1 + s/\omega_{zx})}{(1 + s/\omega_{o1})(1 + s/\omega_{o2})} \quad (2)$$

3.4. Red Paralelo Serie

Esta red esta compuesta por un capacitor y dos resistencias distribuidas de la siguiente manera.

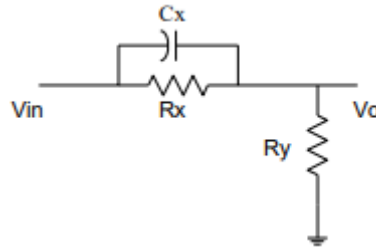


Figura 5: Red Paralelo Serie

$$A_C(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{R}{R + R} \right) \cdot \frac{1 + sC_x R_x}{1 + sC_x (R_x // R_y)} = A(0) \cdot \frac{1 + s/\omega_{zx}}{1 + s/\omega_{px}} \quad (3)$$

3.5. Máxima Planicidad de Módulo

En aplicaciones de alta velocidad y ancho de banda, como procesamiento de señales de video y redes activas, se requieren sistemas realimentados que cumplan estrictos requisitos de ganancia, ancho de banda y distorsión de frecuencia/fase. Para optimizar el rendimiento, los amplificadores deben operar al límite de su capacidad, lo que requiere una coordinación cuidadosa entre la estabilidad del sistema y los requisitos de respuesta. Las especificaciones comunes incluyen minimizar la distorsión de frecuencia y fase en la banda de transmisión y maximizar el producto ganancia-ancho de banda. El análisis busca establecer las relaciones necesarias entre los coeficientes de la ganancia de lazo cerrado para cumplir con estos requisitos en la síntesis del sistema realimentado. Además, se considera que la ganancia del sistema en lazo cerrado presenta dos polos cuyo carácter depende de la cantidad de realimentación introducida y que la red externa al elemento activo se expresa como cociente de polinomios racionales en la variable compleja (s).

$$Af(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Av(s)}{1 - T(s)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (4)$$

Dicha ecuación tiene como límites que el polinomio del denominador es como máximo de segundo grado y el polinomio del numerador no puede exceder el grado del denominador.

Desarrollando dicha fórmula se obtiene la siguiente expresión.

$$af(j\Omega) = \frac{(1 - n_2\Omega^2) + jn_1\Omega}{(1 - d_2\Omega^2) + jd_1\Omega} \quad (5)$$

Tomando módulo se deducen las relaciones que deben cumplir los coeficientes de la GLC para satisfacer la condición de máxima planicidad de módulo en la banda de transmisión.

$$|af(\Omega)|^2 = \frac{(1 - n_2\Omega^2)^2 + (n_1\Omega)^2}{(1 - d_2\Omega^2)^2 + (d_1\Omega)^2} \quad (6)$$

$$|af(\Omega)|^2 = \frac{1 + a_1\Omega^2 + a_2\Omega^4}{1 + b_1\Omega^2 + b_2\Omega^4} \quad (7)$$

De la ecuación (7), función par en Ω , se infiere que la condición de invariancia del módulo con la frecuencia exige que los coeficientes de las potencias homólogas sean iguales.

$$|af(\Omega)|^2 = Cte \implies a_i = b_i \quad \text{para } 0 \leq \Omega \leq \infty \quad (8)$$

La red que satisface esta condición se denomina pasa todo.

Particularmente interesa profundizar el análisis en el caso en que $N(s)$ sea de grado cero, por lo tanto.

$$af(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q_p} + s^2} \quad (9)$$

$$|af(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^2 \left(\frac{1}{Q_p^2} - 2 \right) + \Omega^4} \quad (10)$$

Los valores de los coeficientes de esta última, en relación a la expresión general son respectivamente.

- $b_1 = \frac{1}{Q_p^2} - 2$
- $b_2 = 1$
- $a_1 = 0$
- $a_2 = 0$

De las cuales, la única que puede satisfacer para máxima planicidad de módulo.

$$b_1 = a_1 \implies Q_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (11)$$

Si esto se cumple, la expresión del módulo normalizado de la ganancia de lazo cerrado queda.

$$|af(\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^4}} \quad (12)$$

La frecuencia de corte de 3 dB deducida resulta.

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \Omega_H^4}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \implies \Omega_H = 1 \implies \omega_H = \omega_p \quad (13)$$

Es importante notar que en la banda de transmisión, la frecuencia normalizada Ω siempre es menor que uno, excepto en el extremo Ω_H . Por lo tanto, el término de la potencia cuarta en la expresión del módulo tiene un impacto mínimo, lo que permite maximizar su planicidad.

Para evaluar el margen de fase asociado a esta solución, es necesario conocer la ganancia de lazo involucrada.

$$Avf(s) = \frac{Avf_i}{1 - \frac{1}{T(s)}} \implies af(s) = \frac{1}{1 - \frac{1}{T(s)}} \approx \frac{1}{1 + \frac{s}{Q_p} + s^2} \quad (14)$$

De la cual se deduce la ganancia de lazo en términos normalizados.

$$T(s) = -\frac{1}{\frac{s}{Q_p} + s^2} = -\frac{1}{s(s + \frac{1}{Q_p})} \quad (15)$$

La determinación de la frecuencia del punto crítico se obtiene a partir de la aplicación de la condición de módulo a la ecuación anterior con $Q_p = 1/\sqrt{2}$

$$|T(\Omega G)| = 1 \implies \Omega_G^4 + \frac{1}{Q_p^2} \cdot \Omega_G^2 - 1 = 0 \implies \Omega_G = 0,644 \quad (16)$$

$$\omega_G = 0,644\omega_p \quad (17)$$

Finalmente el margen de fase involucrado resulta.

$$M\phi = \angle T(\Omega G) + 180^\circ = -90^\circ - \text{tg}^1(\Omega_G \cdot Q_p) + 180^\circ = 65,5^\circ \quad (18)$$

4. Desarrollo

4.1. Circuito I: VFA-VFA

El amplificador operacional que se implementa para el circuito propuesto es el LM328 para el circuito propuesto. integrados que se utilizan para el amplificador VFA es el LM324 cuyas especificaciones se detallan a continuación.

- $A_{d0} = 100 \text{ dB}$
- $F_T = 1 \text{ MHz}$
- $F_1 = 10 \text{ Hz}$
- $F_2 = 5,06 \text{ MHz}$

Seguidamente, se calculará la ganancia del circuito considerando el segundo AO como ideal. Para ello, se deberán calcular las ganancias de lazo abierto $Ad(s)$, ganancia de lazo $T(s)$ y ganancia de lazo cerrado $Avf(s)$. Con todos estos datos se procederá a compensar el amplificador compuesto para lograr una máxima planicidad de módulo.

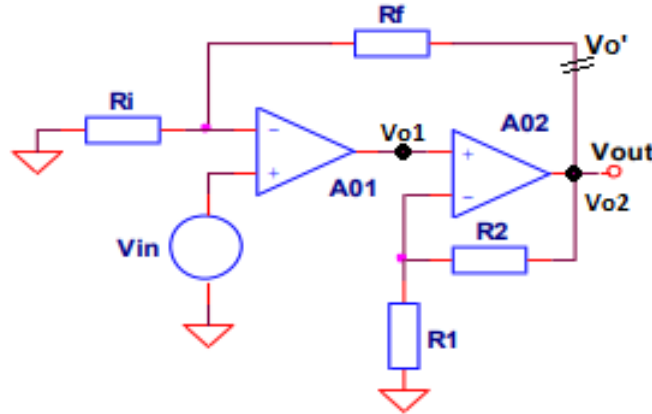


Figura 6: Amplificador compuesto VFA-VFA

Se obtiene la ganancia de lazo abierto. Esta misma es la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada.

$$Av(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (19)$$

Se obtienen las expresiones de las tensiones V_{o1} y V_{o2} .

$$V_{o1} = Ad(s) \cdot V_{in} \quad (20)$$

$$V_{o2} = V_{out} = V_{o1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (21)$$

$$V_{o2} = V_{out} = Ad(s) \cdot V_{in} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (22)$$

La relación entre la salida y la entrada da como resultado la ganancia de lazo abierto.

$$\boxed{Av(s) = Ad(s) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \quad (23)$$

Luego, se calcula la ganancia de lazo T.

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

Entonces.

$$\begin{aligned} V_{o1} &= Ad(v^+ - v^-) \\ V_{o1} &= Ad.\left(0V - V_o' \frac{R_i}{R_i + R_f}\right) = -Ad.V_o' \left(\frac{R_i}{R_f} + 1\right) \\ \boxed{V_{o1} &= -Ad.V_o' \left(\frac{R_i}{R_f} + 1\right)} \end{aligned} \quad (24)$$

Luego, V_{out} ha sido calculado para la ganancia de lazo abierto.

$$V_{out} = V_{o1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (25)$$

Por lo tanto,

$$\boxed{T(s) = -Ad(s) \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \cdot \left(\frac{R_i}{R_f} + 1\right)} \quad (26)$$

Se tiene que la ganancia de lazo cerrado es:

$$Avf(s) = \frac{Av(s)}{1 - T} \quad (27)$$

$$Avf(s) = \frac{Ad(s) \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)}{1 + Ad(s) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_i}{R_f} + 1\right)} \quad (28)$$

Considerando la ganancia $Ad(s)$ tiende a infinito, se simplifican los cálculos referidos a la ganancia de lazo cerrado.

$$Avf(s) = \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{Ad(s) \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)}{1 + Ad(s) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_i}{R_f} + 1\right)} \quad (29)$$

$$\boxed{Avf(s) = \left(\frac{R_f}{R_i} + 1\right)} \quad (30)$$

El requerimiento con respecto a la ganancia es que debe ser $Avf(s) = 20 \text{ dB}$. Con este dato, se obtiene la relación entre las resistencias R_i y R_f .

$$Avf(s) = 20 \text{ dB} \quad (31)$$

$$20 \text{ dB} = 20 \cdot \log(Avf) \quad (32)$$

$$\log(Avf) = \frac{20 \text{ dB}}{20} \quad (33)$$

$$\log(Avf) = 1 \quad (34)$$

$$Avf = 10 \quad (35)$$

$$\left(\frac{R_f}{R_i} + 1\right) = 10 \quad (36)$$

Despejando la relación de resistencias.

$$\frac{R_f}{R_i} = 9 \quad R_f = R_i \cdot 9 \quad (37)$$

$$R_f = R_i \cdot 9 \quad (38)$$

Se colocan valores arbitrarios de resistencias que cumplan con la relación anteriormente hallada.

$$\boxed{R_i = 10 \text{ k}\Omega, R_f = 90 \text{ k}\Omega} \quad (39)$$

Se realiza la simulación en el software Octave de la función transferencia del amplificador operacional.

```
clear all; close all; clc
```

```
%Include the package control and define 's' as Laplace variable
%pkg load control;
s= tf('s');
```

```
%Function Transfer
```

```
FT= (100^3)/((1+(s/(10*2*pi)))*(1+(s/(2*pi*(5.06e+6)))));
```

```
%Display Bode Plot
bode(FT);
grid on;
```

Se realiza la gráfica de Bode de la función transferencia de lazo abierto del amplificador operacional (LM324) implementando el software Matlab. El amplificador operacional anteriormente nombrado tiene un polo en 10 Hz y otro en $5,06\text{ MHz}$.

Se tiene que uno de los requerimientos es que se debe tener máxima planicidad de módulo $M\varphi = 65$. A lazo cerrado se encuentra un polo en f_g el cual está relacionado con la ganancia del amplificador A_{o2} .

Se considera que el amplificador A_{o2} es ideal. determinando a continuación la fórmula del margen de fase de la cual se despejó el polo f_g

$$M\varphi = 360^\circ - 180^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_1}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_2}\right) = 65^\circ \quad (40)$$

$$M\varphi = 180^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_1}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_2}\right) = 65,5^\circ \quad (41)$$

$$115^\circ = \arctg\left(\frac{f_g}{f_1}\right) + \arctg\left(\frac{f_g}{f_2}\right) \quad (42)$$

$$\boxed{f_g = 2,36\text{ MHz}} \quad (43)$$

Se determinó la ganancia a lazo cerrado del amplificador AO2 ideal de la siguiente manera. Considerar que la ganancia de lazo cerrado ideal fue dada en la consigna y es la siguiente ($Avfi = 20\text{ dB}$).

$$Avf_{2i} = \frac{Avfi \cdot \omega_{gi}}{Ad_0 \cdot \omega_1} = 27\text{ dB} \quad (44)$$

Siendo $\omega_{gi} = 2\pi f_g$ y ω_1 y ω_2 la frecuencia del primer y segundo polo respectivamente, especificada en frecuencia angular.

Este valor de ganancia se utilizó para obtener la ganancia del amplificador compuesto.

$$Av_{comp} = Ad_0 \cdot Avf_{2i} = 100\text{ dB} \cdot 27\text{ dB} \quad (45)$$

$$\boxed{Av_{comp} = 127\text{ dB}} \quad (46)$$

Se diseña la función de transferencia de lazo cerrado del amplificador compuesto Avf_{comp} . Se determina la ganancia de ruido global K_{global} .

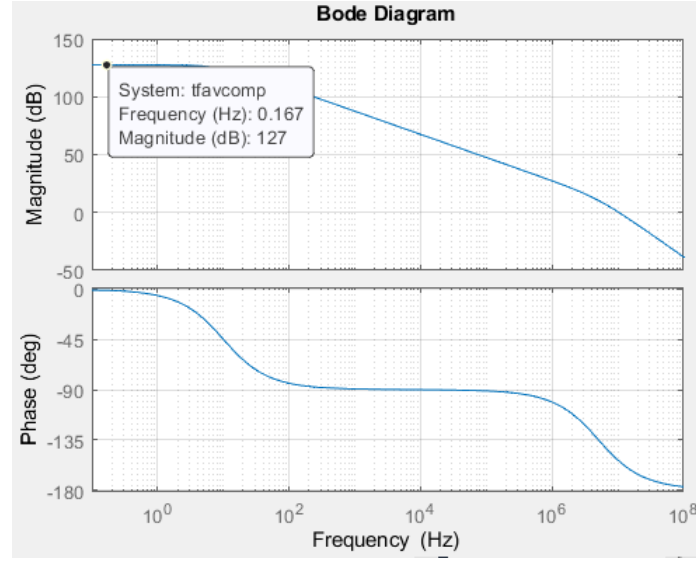


Figura 7: Diagrama de Bode del amplificador compuesto

$$20 \text{ dB} = 20 \log(A_{vf_{comp}})$$

$$\log(A_{vf_{comp}}) = \frac{20 \text{ dB}}{20}$$

$$A_{vf_{comp}} = 10^1$$

$$A_{vf_{comp}} = 10$$

$$K_{global} = \frac{1}{A_{vf_{comp}}} = \frac{1}{10} \quad (47)$$

$$\boxed{K_{global} = 0,1} \quad (48)$$

Se resolvió así la función de transferencia mencionada.

$$FtAvf(comp) = \frac{Ad_0 \cdot Avf_{2i} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}{s^2 + s \cdot (\omega_1 + \omega_2) + (\omega_1 \cdot \omega_2 + K(global) \cdot Ad_0 \cdot Avf_{2i} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2)} \quad (49)$$

$$FtAvf(comp) = \frac{Ad_0 \cdot Avf_{2i} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}{s^2 + s \cdot (\omega_1 + \omega_2) + (\omega_1 \cdot \omega_2 + K(global) \cdot Ad_0 \cdot Avf_{2i} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2)} \quad (50)$$

$$A_{vf_{comp}}(s) = \frac{4,714 \cdot 10^{15}}{s^2 + 3,179 \cdot 10^7 \cdot s + 4,713 \cdot 10^{14}} \quad (51)$$

Dicha función transferencia se compara con la expresión de un sistema de segundo orden:

$$A_v(s) = \frac{\omega_p^2}{s^2 + s\frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2} \quad (52)$$

Se igualan las ecuaciones y se determinan los siguientes parámetros:

$$\omega_p^2 = 4,713 \times 10^{14} \implies \omega_p = \sqrt{4,713 \times 10^{14}} \quad (53)$$

$$\boxed{\omega_p = 21,7 \cdot 10^6 \frac{rad}{seg}} \quad (54)$$

Entonces, la frecuencia del polo compensado es:

$$f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} = \frac{21,7 \cdot 10^6 \frac{rad}{seg}}{2\pi} \quad (55)$$

$$f_p = 3,45 \cdot 10^6 Hz = 3,45 MHz \quad (56)$$

$$\boxed{f_p = 3,45 MHz} \quad (57)$$

Se comprueba que Q_p .

$$3,179 \cdot 10^7 \frac{rad}{seg} = \frac{\omega_p}{Q_p} \quad (58)$$

$$Q_p = \frac{\omega_p}{3,179 \cdot 10^7} = \frac{21,7 \cdot 10^6 \frac{rad}{seg}}{3,179 \cdot 10^7} \quad (59)$$

$$\boxed{Q_p = 0,707} \quad (60)$$

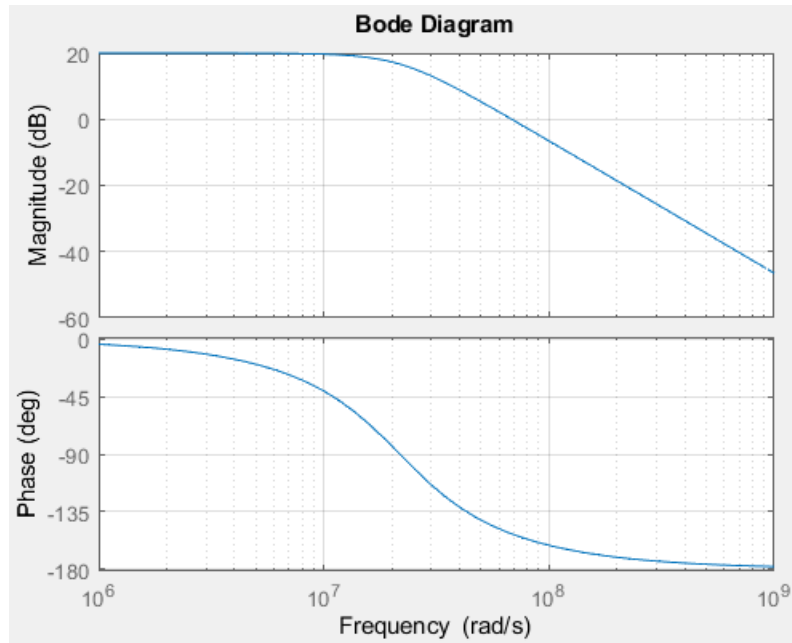


Figura 8: Diagrama de Bode del amplificador compuesto realimentado

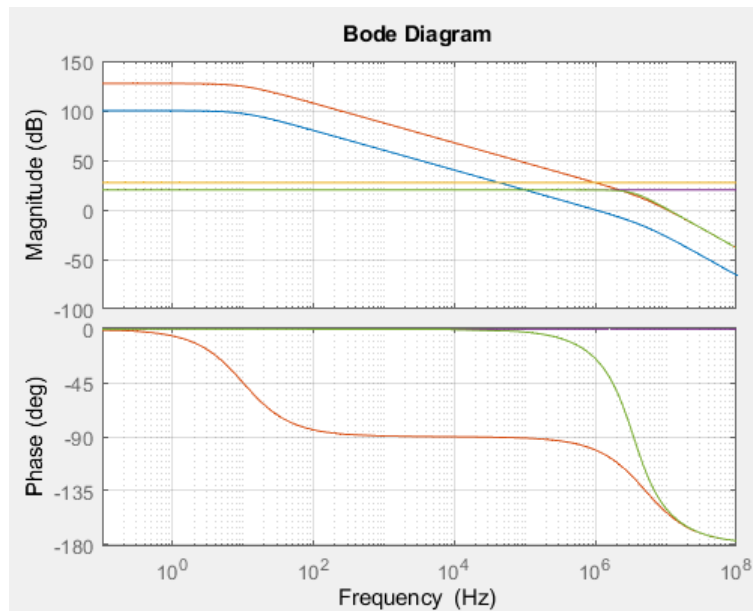


Figura 9: Diagrama de Bode del amplificador VFA-VFA

Azul: Ganancia de AO1 a lazo abierto.

Amarillo: 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 través del código de Matlab, se pudo comprobar que la ganancia de lazo cerrado es igual a $Avf_2 = 27,5 \text{ dB}$ y, por lo tanto, la ganancia del amplificador compuesto a lazo abierto resulta ser $127,5 \text{ dB}$. Con estos valores, se puede calcular el valor del polo f_g .

$$\frac{127,5 \text{ dB} - 20 \text{ dB}}{\log(10) - \log(f_g)} = -20 \text{ dB/dec} \quad (61)$$

Despejando f_g , se obtiene:

$$f_g = 2,4 \text{ MHz} \quad (62)$$

4.2. Circuito II: VFA-CFA

El amplificador operacional que se implementa para el circuito propuesto es el LM6181 (CFA) cuyas especificaciones se detallan a continuación.

- $R_T = 2,37 \text{ } M\Omega$
- $C_T = 4,8 \text{ } pF$
- $F_1 = 14 \text{ } KHz$
- $F_2 = 82,3 \text{ } MHz$

Se considera que el amplificador operacional LM324 (VFA) se comporta de la misma manera que en el caso anterior y que el polo de mayor frecuencia del CFA tiene un efecto despreciable sobre la respuesta del amplificador a lazo cerrado.

La ecuación de margen de fase para máxima planicidad de módulo se desarrolla de la siguiente manera:

$$M\varphi = 360^\circ - 180^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{1VFA}}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{2VFA}}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{CFA}}\right) = 65,5^\circ \quad (63)$$

Reemplazando por los valores dados.

$$65,5^\circ = 180^\circ - \arctg\left(\frac{2 \text{ } MHz}{10 \text{ } Hz}\right) - \arctg\left(\frac{2 \text{ } MHz}{5,06 \text{ } MHz}\right) - \arctg\left(\frac{2 \text{ } MHz}{f_{CFA}}\right) \quad (64)$$

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

$$\arctg\left(\frac{2 \text{ } MHz}{f_{CFA}}\right) = 180^\circ - 90^\circ - 21,57^\circ - 65,5^\circ \quad (66)$$

$$\arctg\left(\frac{2 \text{ } MHz}{f_{CFA}}\right) = 2,93^\circ \quad (67)$$

$$tg(2,93^\circ) = \frac{2 \text{ } MHz}{f_{CFA}} \quad (68)$$

Se tiene que la frecuencia del polo generado por el amplificador CFA es la siguiente:

$$f_{CFA} = \frac{2 \text{ } MHz}{tg(2,93^\circ)} = 39 \text{ } MHz \quad (69)$$

Para obtener una máxima planicidad de módulo, la frecuencia del polo de lazo cerrado

del CFA debe ser.

$$\boxed{f_{CFA} = 39 \text{ MHz}} \quad (70)$$

Como se conoce la frecuencia del amplificador CFA (f_{CFA}) . Se calcula la resistencia R_2 partiendo de la siguiente fórmula.

$$\omega_{CFA} = \frac{1}{C_T \cdot R_2} \quad (71)$$

$$R_2 = \frac{1}{C_T \cdot 2\pi f_{CFA}} = \frac{1}{4,8 \text{ pF} \cdot 2\pi \cdot 39 \text{ MHz}} \quad (72)$$

$$\boxed{R_2 = 850 \Omega} \quad (73)$$

Se calcula la resistencia R_1 . En primera instancia, se calcula la ganancia Avf_2 .

$$Avf \cdot f_g = Ado \cdot f_1 \cdot Avf_2 \quad (74)$$

Se calcula la ganancia ideal de lazo cerrado del amplificador CFA (Avf_2). Se despeja la misma de la fórmula anterior.

$$Avf_2 = \frac{Avf \cdot f_g}{Ado \cdot f_1} = \frac{10 \cdot 2 \text{ MHz}}{100000 \cdot 10 \text{ Hz}} \quad (75)$$

$$\boxed{Avf_2 = 20} \quad (76)$$

Finalmente, se calculará R_1 partiendo de la siguiente ecuación.

$$Avf_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 20 \quad (77)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 20 - 1 \quad (78)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{19} \quad (79)$$

$$R_1 = \frac{850\Omega}{19} \quad (80)$$

$$R_1 = 44,73\Omega \approx 45\Omega \quad (81)$$

$$\boxed{R_1 = 45\Omega} \quad (82)$$

Como se vio en el marco teórico, al trabajar en máxima planicidad de módulo la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado se obtiene a partir de la siguiente expresión.

$$\omega_G = 0,644 \cdot \omega_p \quad (83)$$

Se especifica para el diseño que el ancho de banda potencial que se requiere es de $f_G = 2 \text{ MHz}$. Por lo tanto reemplazando y despejando de la ecuación anterior f_p .

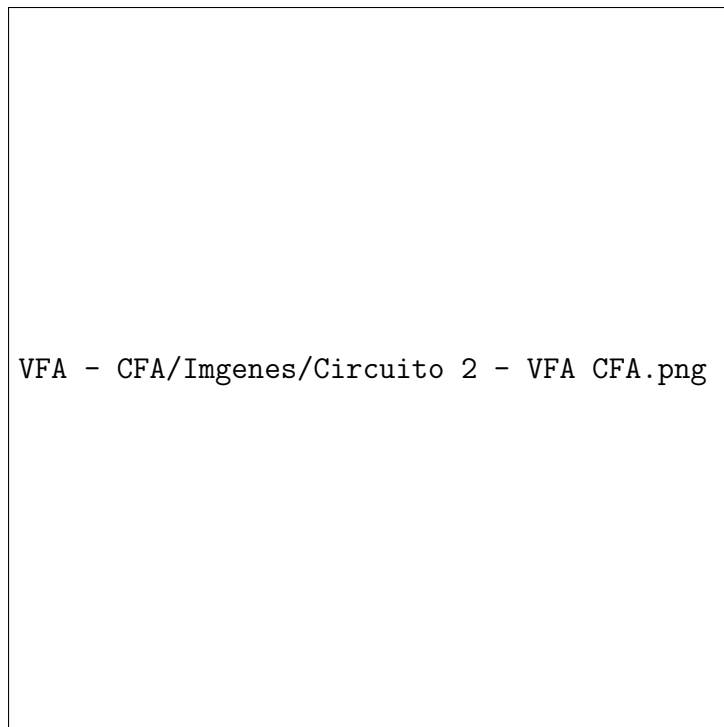
$$2\pi f_G = 0,644 \cdot 2\pi f_p \implies f_p = \frac{f_G}{0,644} = \frac{2 \text{ MHz}}{0,644} \quad (84)$$

$$\boxed{f_p = 3,1 \text{ MHz}} \quad (85)$$

El ancho de banda a -3dB es igual a la frecuencia del polo a lazo cerrado, que en este caso es de 3.1 MHz, ya que esta es una condición que busca maximizar la planicidad del módulo.

4.2.1. Simulaciones

Se realizó la simulación del circuito propuesto en el software LTSpice. Se tiene para este caso que se implementan los amplificadores operacionales LM324 (VFA) y LM6181 (CFA).



VFA - CFA/Imagenes/Circuito 2 - VFA CFA.png 2 - VFA CFA.png

Figura 10: Amplificador VFA-CFA

Se inyectó una señal sinusoidal con un valor de tensión pico de 25 mV con una frecuencia de 1 kHz . Se obtienen las siguientes mediciones. En donde se puede comprobar

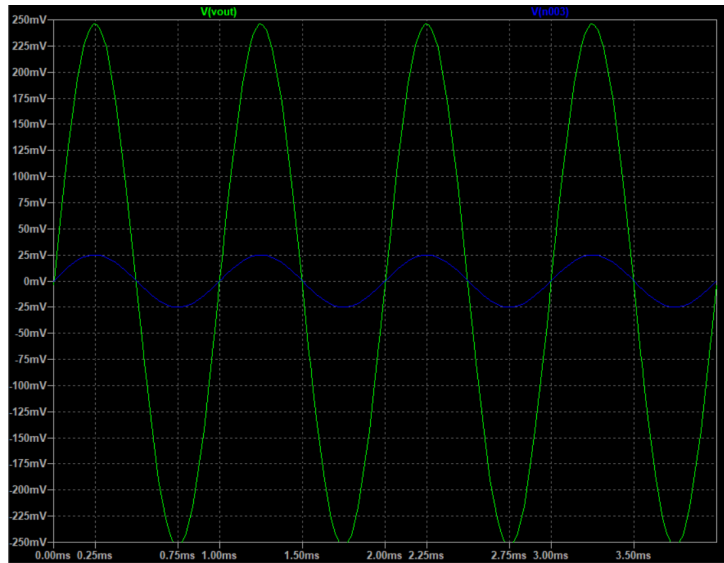


Figura 11: Ganancia del Amplificador Compuesto.

que para un valor de entrada de 25 mV se obtiene a la salida $94,125 \text{ mV}$ con lo cual la ganancia obtenida es.

$$G = \frac{250 \text{ mV}}{25 \text{ mV}} \quad (86)$$

$$\boxed{G = 10} \quad (87)$$

Se realiza el diagrama de bode del circuito propuesto. Se observa una ganancia de 20 dB y una caída de -3 dB a la frecuencia de $2,7 \text{ MHz}$.

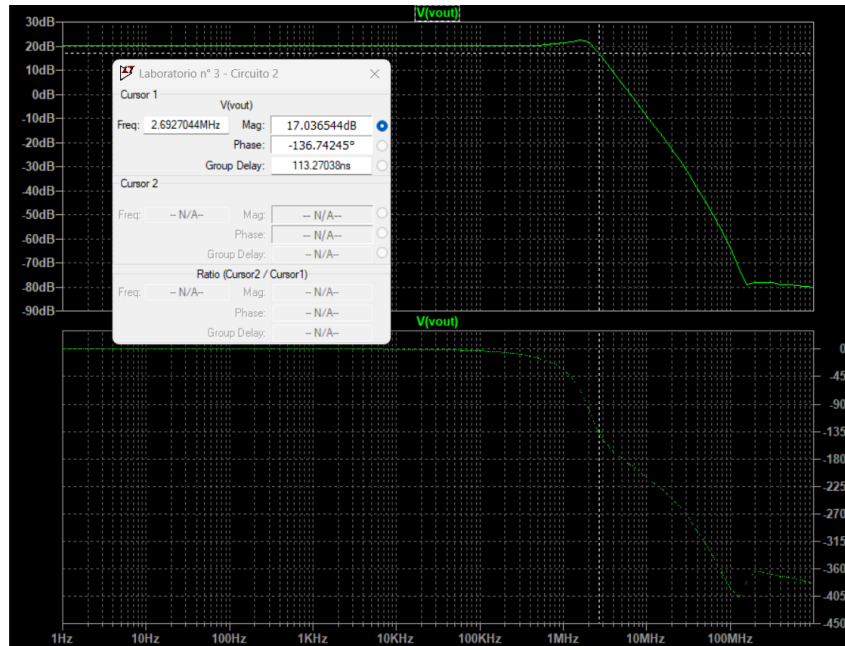


Figura 12: Diagrama de Bode.

4.3. Circuito III: VFA-CFA

Se diseña una red de compensación cero-polo, con el propósito de cancelar el polo ubicado en $5,06 \text{ MHz}$ del amplificador VFA y lograr tener en la frecuencia $f_g = 2 \text{ MHz}$. La configuración de esta red se presenta en la siguiente figura:

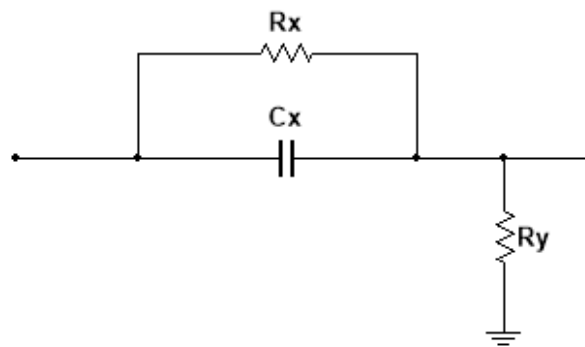


Figura 13: Red de Compensación RC.

Se aplica esta red de compensación (cero - polo) para compensar el efecto del polo existente en la frecuencia de $5,06 \text{ MHz}$.

La función de transferencia de la red que se aplica es la siguiente:

$$A_c(s) = \frac{R_y}{R_x + R_y} \cdot \frac{1 + sC_x R_x}{1 + sC_x (R_x // R_y)} \quad (88)$$

Donde se han definido las siguientes notaciones:

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

Como el cero del compensador debe cancelar el polo de frecuencia más alta del VFA, entonces:

$$\omega_{zcomp} = \omega_2 = 2\pi \cdot 5,06 \text{ Mrps} \quad (89)$$

El polo de compensación se encuentra una octava por encima de este cero para mantener la relación de ganancia especificada en el marco teórico. Entonces:

$$\omega_{pcomp} = 2\omega_{zcomp} = 2\pi \cdot 10,12 \text{ Mrps} \quad (90)$$

A partir de estos valores se pudo calcular la ganancia del compensador k_{comp}

$$k_{comp} = \frac{\omega_{zcomp}}{\omega_{pcomp}} = \frac{2\pi \cdot 5,06 \text{ Mrps}}{2\pi \cdot 10,12 \text{ Mrps}} \quad (91)$$

$$\boxed{k_{comp} = 0,5} \quad (92)$$

Por lo tanto, k_{comp} es.

$$k_{comp} = \frac{R_y}{R_x + R_y} = 0,5 \quad (93)$$

Se obtiene la relación entre las resistencias.

$$\frac{R_y}{R_x + R_y} = \frac{1}{2} \implies 2R_y = R_x + R_y \implies 2 = \frac{R_x}{R_y} + 1 \quad (94)$$

$$\boxed{1 = \frac{R_x}{R_y}} \quad (95)$$

Entonces, se consideran los siguientes valores:

$$\boxed{R_x = R_y = 1 \text{ k}\Omega} \quad (96)$$

Con dichos valores se puede calcular el capacitor C_x despejando la fórmula de ω_{zcomp} .

$$\omega_{zcomp} = \frac{1}{C_x R_x} = 2\pi \cdot 5,06 \text{ Mrps} \quad (97)$$

$$C_x = \frac{1}{2\pi \cdot 5,06 \text{ Mrps} \cdot 1 \text{ k}\Omega} \quad (98)$$

$$\boxed{C_x = 31 \text{ pF}} \quad (99)$$

Se agrega el compensador y se obtiene la siguiente función de transferencia del lazo de realimentación: —————

$$T(s) = -A_d(s) \cdot A_c(s) \cdot A_{vf2}(s) = -\frac{kA_d(0)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)} \cdot k_{comp} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zcomp}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{pcomp}}\right)} \cdot A_{vf2}(s) \quad (100)$$

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 observa que el valor de k_{comp} produce atenuación a la ganancia del sistema. Se ajusta la ganancia a lazo cerrado del CFA, teniendo en cuenta que $k_{comp} = 0,5$:

$$A_{vf2comp}(s) = 2A_{vf2}(s) \quad (101)$$

Esta relación garantiza que la atenuación provocada por k_{comp} se compense adecuadamente en la ganancia a lazo cerrado.

Como A_{vf2} es:

$$A_{vf2} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (102)$$

Se reemplaza:

$$A_{vf2comp}(s) = 2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 2 \cdot 20 \quad (103)$$

$$\boxed{A_{vf2comp}(s) = 40} \quad (104)$$

El polo del amplificador operacional LM6181 (CFA) permanece invariable con respecto al caso anterior. El valor de R_2 continúa siendo $850 \, \Omega$. Se calcula R_1 como:

$$\frac{R_2}{R_1} = 40 - 1 \implies R_1 = \frac{850 \, \Omega}{39} \quad (105)$$

$$\boxed{R_1 = 21,8 \, \Omega} \quad (106)$$

El margen de fase ($M\varphi$) se determina como la diferencia entre 180° y la suma de los ángulos de las funciones de ganancia a lazo cerrado del Amplificador (VFA1), la función de ganancia a lazo cerrado del Compensador de Fase Avanzada (CFA), y el ángulo de la función de transferencia del Compensador. En este caso:

$$M\varphi = 180^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{VFA1}}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{comp}}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{CFA}}\right) \quad (107)$$

$$M\varphi = 180^\circ - 90^\circ - 11,12^\circ - 2,93^\circ \quad (108)$$

$$\boxed{M\varphi = 75,9^\circ} \quad (109)$$

El ancho de banda potencial permanece inalterado en relación con el caso anterior, manteniéndose en 2 MHz. La frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado se calcula aplicando el producto ganancia por ancho de banda:

$$A_{vf}(0) \cdot f_g = A_{vf}(-3 \text{ dB}) \cdot f_p \quad (110)$$

Se despejó f_p

$$f_p = \frac{A_{vf}(0) \cdot f_g}{A_{vf}(-3 \text{ dB})} = \frac{10,2 \text{ MHz}}{7,079} \quad (111)$$

$$\boxed{f_p = 2,825 \text{ MHz}} \quad (112)$$

Por lo tanto, el ancho de banda a -3 dB resulta igual a la frecuencia del polo, es decir, $2,825 \text{ MHz}$.

4.3.1. Simulación

Se obtuvo así el circuito completo con red de compensación el cual se realizó con el simulador Multisim V.14.0.

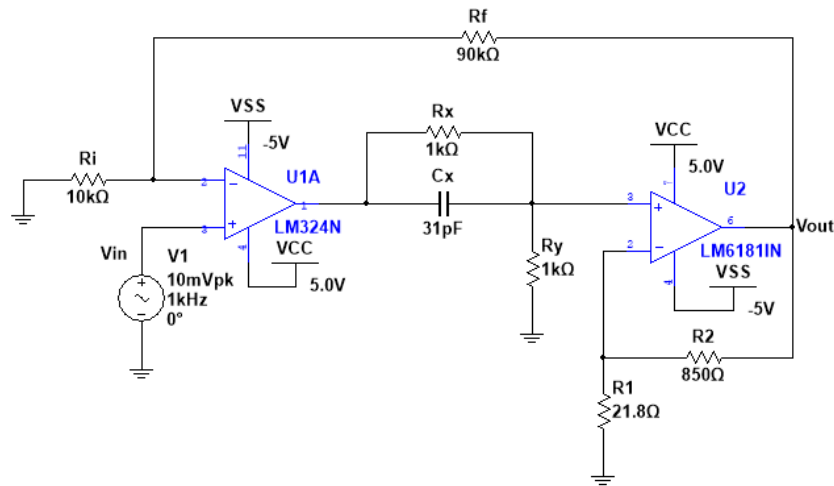


Figura 14: Circuito Completo con Compensador.

En el cual, como en el caso anterior, se insertó una señal sinusoidal con un valor de tensión pico de 10 mV con una frecuencia de 1 kHz se obtuvieron las siguientes gráficas a la entrada (color rojo) y a la salida (color azul).

En donde se puede comprobar que para un valor de entrada de $9,951 \text{ mV}$ se obtiene a la salida $94,307 \text{ mV}$ con lo cual la ganancia obtenida es.

$$G = \frac{94,307 \text{ mV}}{9,951 \text{ mV}} \quad (113)$$

$$\boxed{G = 9,477} \quad (114)$$

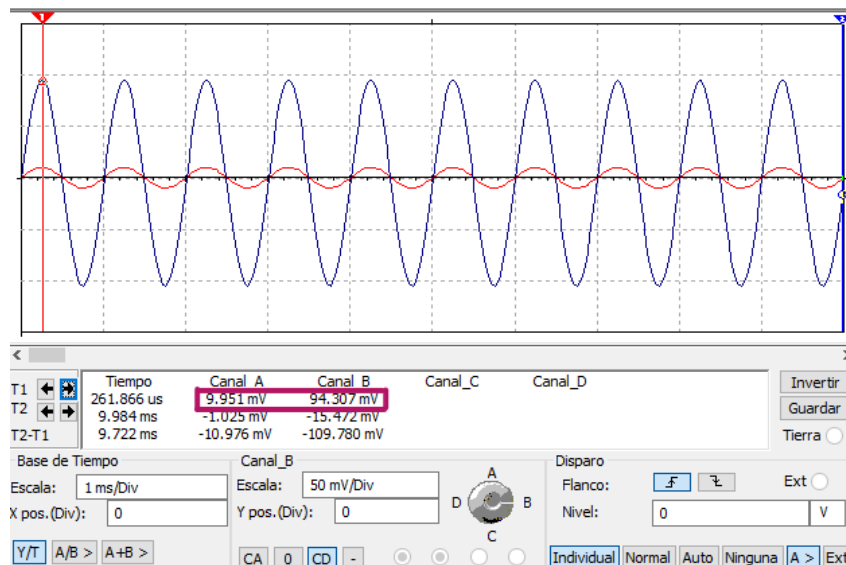


Figura 15: Ganancia del circuito compensado.

. En relación con la respuesta en frecuencia, se ha generado el diagrama de Bode que se muestra en la figura siguiente. En este diagrama, se observa una ganancia de 20 dB y una caída de -3 dB, la cual se produce a una frecuencia de 2,0113 MHz.

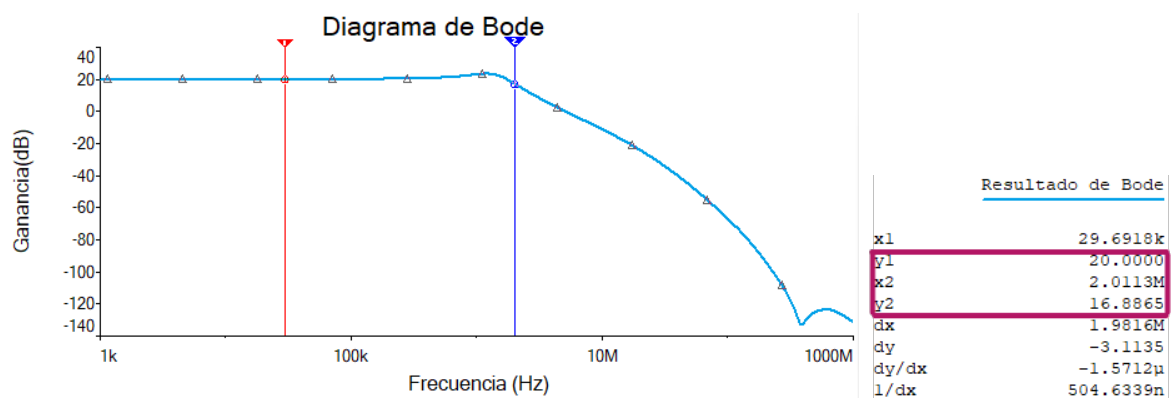


Figura 16: Diagrama de Bode Compensado.

5. Anexos

En esta sección se adjuntan los enlaces donde se encuentran los códigos y circuitos relacionados con el trabajo práctico, desarrollados en LTSpice y Matlab.

- Código de MATLAB: Enlace al código
- Circuito en Multisim: Enlace al circuito