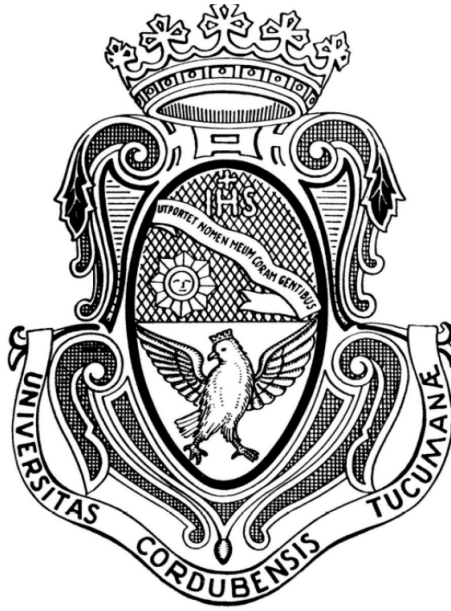


Universidad Nacional de Córdoba



Facultad De Ciencias Exactas, Físicas y Naturales
Escuela de Electronica

Cátedra de Síntesis de Redes Activas

Trabajo de Laboratorio 3

Profesor Titular: Dr. Ing. Pablo Ferreyra
Profesor Adjunto: Ing. César Reale

Integrantes:

Cesana, Andres Agustin.
Piecksteiner, Mateo.
Ricci, Matias.
Trucchi, Genaro.

13 de febrero de 2026

Índice

1. Objetivos	2
2. Introducción teórica:	2
2.1. Amplificador Realimentado por Tensión (VFA)	2
2.1.1. Principios de Funcionamiento	3
2.1.2. Características Principales	3
2.2. Amplificadores de Realimentación de Corriente (CFA)	3
2.2.1. Principio de Funcionamiento	4
2.2.2. Características Principales	4
2.2.3. Comparación con los VFA	4
2.3. Compensación por Adelanto	5
2.4. Red Paralelo Serie	5
2.5. Máxima Planicidad de Módulo	6
3. Desarrollo	8
3.1. Circuito 1: VFA-VFA	8
3.2. Circuito 2: Amplificador VFA - CFA	12
3.2.1. Análisis Teórico	12
3.2.2. Simulaciones y Conclusiones	13
3.2.3. Análisis Teórico	16
3.2.4. Simulaciones y Conclusiones	17

1. Objetivos

En este trabajo de laboratorio se busca compensar y estabilizar un amplificador de tecnología **VFA** mediante tres métodos diferentes:

1. Un **VFA** de la misma tecnología.
2. Un amplificador de tecnología **CFA**.
3. El mismo **CFA**, pero con una red pasiva intermedia para la introducción de ceros y polos.

Para el análisis, se utilizan los amplificadores **LM324** (VFA de dos polos) y **LM6181** (CFA de dos polos).

El sistema debe cumplir con ciertas especificaciones, como una ganancia de **20 dB** y una máxima planicidad del módulo, es decir, un **Qp de 0.707** o un margen de fase de **65°**. Para lograr esto, se diseña un **compensador** o **controlador**, adaptado a los requisitos específicos de cada caso y utilizando las tecnologías mencionadas.

El modelo general del amplificador compuesto a analizar es el siguiente:

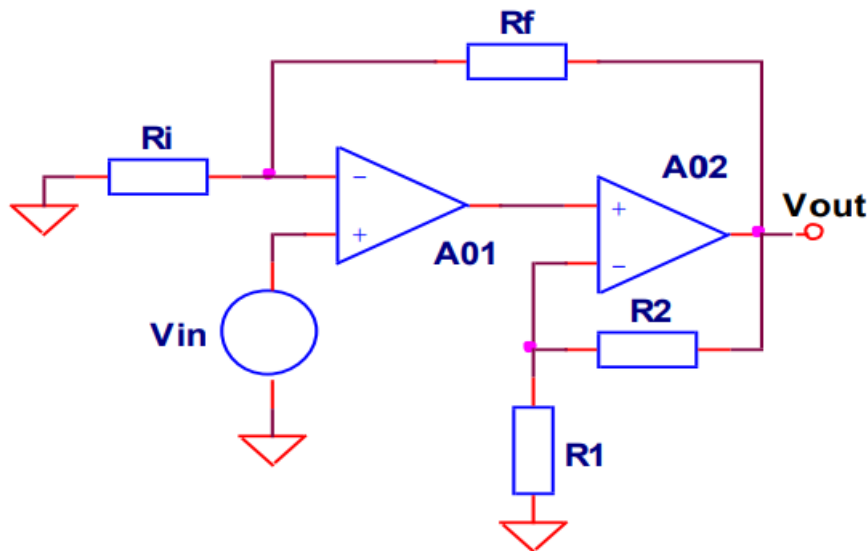


Figura 1: Esquema del amplificador compuesto

2. Introducción teórica:

2.1. Amplificador Realimentado por Tensión (VFA)

Los amplificadores operacionales de realimentación de voltaje (VFA, por sus siglas en inglés) son un tipo de amplificador en el que la señal de realimentación se basa en la diferencia de voltaje entre sus terminales de entrada. Estos amplificadores son ampliamente utilizados en aplicaciones de procesamiento de señales, instrumentación y sistemas de control.

2.1.1. Principios de Funcionamiento

Un amplificador VFA tiene dos entradas: la entrada inversora (-) y la entrada no inversora (+). Su salida está gobernada por la ecuación general:

$$V_{out} = A_v(V_+ - V_-) \quad (1)$$

Donde A_v es la ganancia en lazo abierto del amplificador, y V_+ y V_- son los voltajes en las entradas no inversora e inversora, respectivamente.

Mediante una red de componentes pasivos se realimenta, usualmente de forma negativa para poder controlar la estabilidad de los amplificadores.

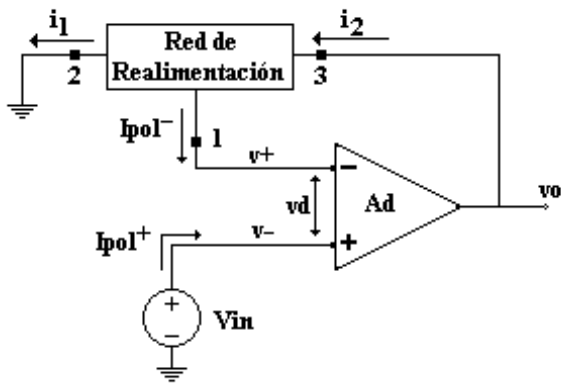


Figura 2: Representación VFA

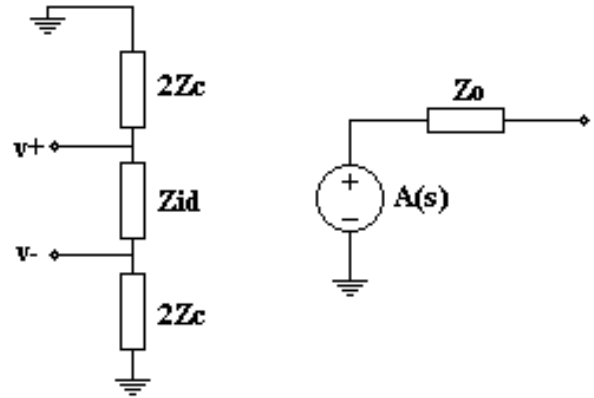


Figura 3: Representación Circuitual del VFA

2.1.2. Características Principales

Los amplificadores VFA presentan las siguientes características:

- Alta impedancia de entrada.
- Baja impedancia de salida.
- Respuesta de frecuencia adecuada para aplicaciones de baja y media velocidad.
- Generalmente tienen una mayor ganancia en lazo abierto comparados con los amplificadores de realimentación de corriente (CFA).

2.2. Amplificadores de Realimentación de Corriente (CFA)

Los amplificadores de realimentación de corriente (CFA, por sus siglas en inglés Current Feedback Amplifiers) son una clase de amplificadores operacionales que difieren de los amplificadores de realimentación de voltaje (VFA) en la manera en que reciben y procesan la realimentación. A diferencia de los VFA, donde la realimentación se basa en el voltaje diferencial de las entradas, los CFA utilizan la realimentación basada en corriente, lo que les proporciona ventajas significativas en términos de ancho de banda y velocidad de respuesta.

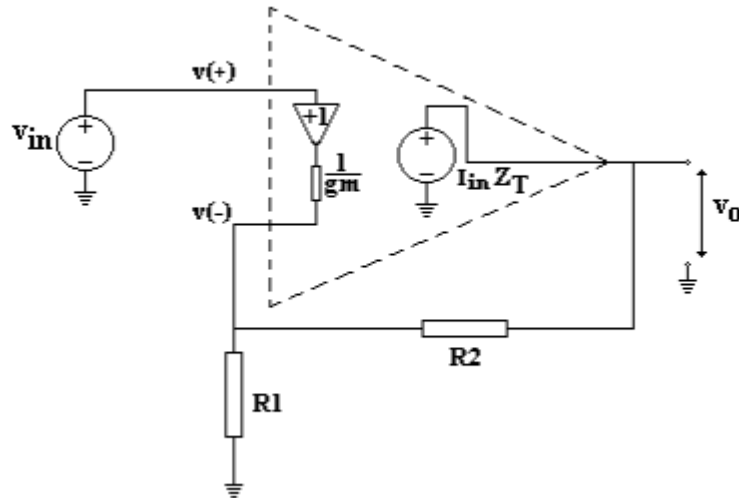


Figura 4: Representación CFA

2.2.1. Principio de Funcionamiento

El principio clave de los CFA radica en su estructura interna. En lugar de una etapa diferencial de entrada como en los VFA, los CFA poseen una entrada de baja impedancia (la inversora) y una entrada de alta impedancia (la no inversora). La realimentación de corriente permite mantener una corriente constante en la entrada inversora, lo que minimiza el efecto de la capacitancia de compensación y mejora la velocidad del amplificador.

2.2.2. Características Principales

Los amplificadores CFA presentan las siguientes características distintivas:

- Alto ancho de banda, independientemente de la ganancia configurada.
- Rápida velocidad de respuesta debido a la menor capacitancia de compensación.
- Menor distorsión en aplicaciones de alta frecuencia en comparación con los VFA.
- Alta linealidad, lo que los hace adecuados para aplicaciones de procesamiento de señales.

2.2.3. Comparación con los VFA

A diferencia de los VFA, donde el ancho de banda disminuye a medida que la ganancia aumenta, los CFA pueden mantener un alto ancho de banda incluso a ganancias elevadas debido que tienen un polo móvil. Sin embargo, tienen una menor precisión de CC y un mayor ruido de entrada en comparación con los VFA, lo que los hace menos adecuados para aplicaciones de baja frecuencia o medición precisa.

En conclusión, los amplificadores CFA representan una excelente opción para aplicaciones que requieren alta velocidad y amplio ancho de banda, ofreciendo ventajas clave sobre los VFA en estos aspectos.

2.3. 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 $\omega_{pz} \geq \omega_G$

$$A_c(s) = \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zx}}}{1 + \frac{s}{\omega_{px}}} \quad (2)$$

Por lo tanto.

$$T'(s) = -\frac{T(0)(1 + s/\omega_{zx})}{(1 + s/\omega_{o1})(1 + s/\omega_{o2})} \quad (3)$$

2.4. Red Paralelo Serie

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

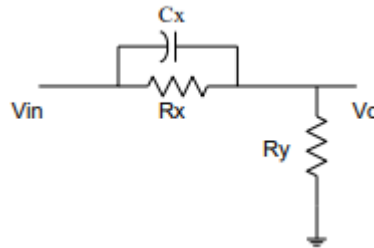


Figura 5: Red Paralelo Serie

$$A_C(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{R}{R + R} \right) \cdot \frac{1 + sC_x R_x}{1 + sC_x (R_x // R_y)} = A(0) \cdot \frac{1 + s/\omega_{zx}}{1 + s/\omega_{px}} \quad (4)$$

2.5. 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).

$$Af(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Av(s)}{1 - T(s)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (5)$$

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.

$$af(j\Omega) = \frac{(1 - n_2\Omega^2) + jn_1\Omega}{(1 - d_2\Omega^2) + jd_1\Omega} \quad (6)$$

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.

$$|af(\Omega)|^2 = \frac{(1 - n_2\Omega^2)^2 + (n_1\Omega)^2}{(1 - d_2\Omega^2)^2 + (d_1\Omega)^2} \quad (7)$$

$$|af(\Omega)|^2 = \frac{1 + a_1\Omega^2 + a_2\Omega^4}{1 + b_1\Omega^2 + b_2\Omega^4} \quad (8)$$

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 la potencias homólogas sean iguales.

$$|af(\Omega)| = Cte \implies a_i = b_i \quad \text{para} \quad 0 \leq \Omega \leq \infty \quad (9)$$

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.

$$af(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q_p} + s^2} \quad (10)$$

$$|af(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^2 \left(\frac{1}{Q_p^2} - 2 \right) + \Omega^4} \quad (11)$$

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

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

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

$$b_1 = a_1 \implies Q_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (12)$$

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

$$|af(\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^4}} \quad (13)$$

La frecuencia de corte de 3 dB deducida resulta.

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \Omega_H^4}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \implies \Omega_H = 1 \implies \omega_H = \omega_p \quad (14)$$

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.

$$Avf(s) = \frac{Avf_i}{1 - \frac{1}{T(s)}} \implies af(s) = \frac{1}{1 - \frac{1}{T(s)}} \approx \frac{1}{1 + \frac{s}{Q_p} + s^2} \quad (15)$$

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

$$T(s) = -\frac{1}{\frac{s}{Q_p} + s^2} = -\frac{1}{s(s + \frac{1}{Q_p})} \quad (16)$$

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 $Q_p = 1/\sqrt{2}$

$$|T(\Omega G)| = 1 \implies \Omega_G^4 + \frac{1}{Q_p^2} \cdot \Omega_G^2 - 1 = 0 \implies \Omega_G = 0,644 \quad (17)$$

$$\omega_G = 0,644\omega_p \quad (18)$$

Finalmente, el margen de fase involucrado resulta.

$$M\phi = \angle T(\Omega G) + 180^\circ = -90^\circ - \text{tg}^1(\Omega_G \cdot Q_p) + 180^\circ = 65,5^\circ \quad (19)$$

3. Desarrollo

3.1. Circuito 1: VFA-VFA

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

1. Diseñar el amplificador compuesto VFA+VFA.
2. 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.
3. Medir el ancho de banda a -3 dB.
4. Estimar el margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto.

A continuación, se desarrollarán las consignas previstas utilizando el LM324, el cual posee las siguientes características:

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

Para comenzar, se calcularán las ganancias de lazo abierto $Ad(s)$, ganancias de lazo T(s) y ganancias de lazo cerrado $Avf(s)$. Para esto, se considerará al segundo AO como ideal, así el amplificador realimentado será simplemente un controlador proporcional, facilitando la determinación de los valores de R1 y R2.

Sabiendo:

$$Av(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (20)$$

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

$$V_{o1} = Ad(s) \cdot V_{in} \quad (21)$$

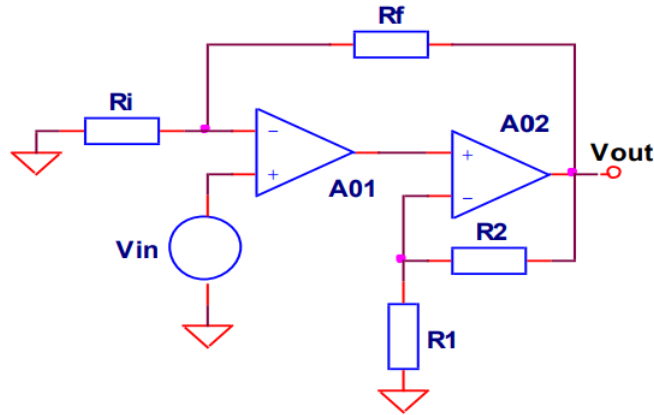


Figura 6: Esquema del amplificador compuesto

$$V_{o2} = V_{out} = V_{o1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (22)$$

$$V_{o2} = V_{out} = Ad(s) \cdot V_{in} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (23)$$

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

$$Av(s) = Ad(s) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (24)$$

Luego, se calcula la ganancia de lazo T.

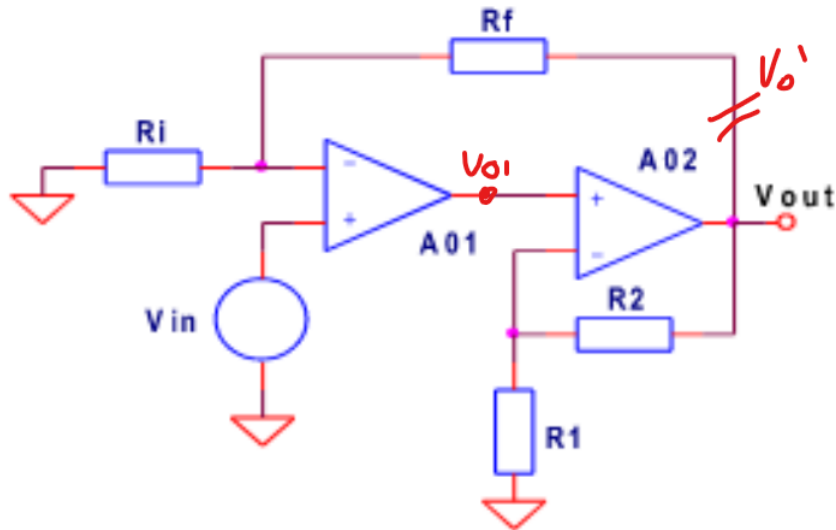


Figura 7: Lazo T

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

Entonces.

$$V_{o1} = Ad(v^+ - v^-)$$

$$V_{o1} = Ad.\left(0V - V_o' \frac{R_i}{R_i + R_f}\right) = -Ad.V_o' \left(\frac{R_i}{R_f} + 1\right)$$

$$V_{o1} = -Ad.V_o' \left(\frac{R_i}{R_f} + 1\right)$$

(25)

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

$$V_{out} = V_{o1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$
(26)

Por lo tanto,

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

(27)

Por lo que la ganancia de lazo cerrado es:

$$Avf(s) = \frac{Av(s)}{1 - T}$$
(28)

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

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

$$Avf(s) = \lim_{Ad(s) \rightarrow \infty} \frac{Ad(s) \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)}{1 + Ad(s) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_i}{R_f} + 1\right)}$$
(30)

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

(31)

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 , sabiendo que 20 dB son 10 veces en voltaje, se obtiene

$$\left(\frac{R_f}{R_i} + 1\right) = 10$$
(32)

Despejando la relación de resistencias.

$$\frac{R_f}{R_i} = 9 \quad R_f = R_i \cdot 9 \quad (33)$$

$$R_f = R_i \cdot 9 \quad (34)$$

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

$$R_i = 10 \text{ k}\Omega, R_f = 90 \text{ k}\Omega \quad (35)$$

Se realiza la simulación en Python de la función de transferencia del amplificador operacional.

De este script se obtiene el diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo abierto del amplificador operacional (LM324). El amplificador operacional anteriormente nombrado tiene un polo en 10 Hz y otro en $5,06 \text{ MHz}$.

Código en Python para Graficar Bode

A continuación, se muestra un código en Python que genera el diagrama de Bode de una función de transferencia utilizando la librería `control`:

```

1 import numpy as np
2 import matplotlib.pyplot as plt
3 import control as ctrl
4
5 # Parametros del amplificador
6 gain_db = 100 # Ganancia en dB
7 f1 = 10 # Frecuencia del primer polo en Hz
8 f2 = 5.06e6 # Frecuencia del segundo polo en Hz
9 ft = 1e6 # Frecuencia de transicion en Hz
10
11 # Convertir la ganancia de dB a lineal
12 gain_linear = 10**(gain_db / 20)
13
14 # Calcular las frecuencias angulares de los polos
15 w1 = 2 * np.pi * f1
16 w2 = 2 * np.pi * f2
17
18 # Funcion de transferencia del amplificador
19 num = [gain_linear] # Numerador
20 den = np.convolve([1, w1], [1, w2]) # Denominador
21
22 # Crear la funcion de transferencia
23 H = ctrl.TransferFunction(num, den)
24
25 # Generar el diagrama de Bode
26 mag, phase, w = ctrl.bode(H, dB=True, deg=True, plot=True)
27
28 # Ajustar el titulo y los limites del grafico
29 plt.title("Diagrama de Bode del amplificador")

```

```
30 plt.xlim([1, 10e7]) # Ajustar el limite del eje x
31
32 # Mostrar el grafico
33 plt.show()
```

Listing 1: Código en Python para Bode

3.2. Circuito 2: Amplificador VFA - CFA

Para el desarrollo de este caso, se utilizará el mismo circuito propuesto en el apartado anterior, pero se reemplazará el A_{02} por un amplificador de realimentación de corriente (CFA). Se decidió actualizar el componente propuesto originalmente, utilizando el AD8011 de Analog Devices.

Las especificaciones de los componentes son las siguientes:

VFA LM324:

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

CFA AD8011:

- $R_T = 450$ k Ω
- $C_T = 2,3$ pF

3.2.1. Análisis Teórico

Se considerará que el VFA presenta el mismo comportamiento que en el caso anterior. Además, asumimos que el polo de mayor frecuencia del CFA tiene un efecto despreciable sobre la respuesta del amplificador a lazo cerrado.

La ecuación del margen de fase para máxima planicidad ($M\phi = 65,5^\circ$) resulta:

$$M\phi = 180^\circ - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{1VFA}}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{2VFA}}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{CFA}}\right) = 65,5^\circ \quad (36)$$

Reemplazando por los valores conocidos ($f_g \approx 2$ MHz para mantener la relación de ganancia-ancho de banda):

$$65,5^\circ = 180^\circ - \underbrace{\arctan\left(\frac{2 \text{ MHz}}{10 \text{ Hz}}\right)}_{\approx 90^\circ} - \arctan\left(\frac{2 \text{ MHz}}{5,06 \text{ MHz}}\right) - \arctan\left(\frac{2 \text{ MHz}}{f_{CFA}}\right) \quad (37)$$

$$65,5^\circ = 180^\circ - 90^\circ - 21,57^\circ - \arctan\left(\frac{2 \text{ MHz}}{f_{CFA}}\right) \quad (38)$$

Despejando el término del CFA:

$$\arctan\left(\frac{2 \text{ MHz}}{f_{CFA}}\right) = 180^\circ - 90^\circ - 21,57^\circ - 65,5^\circ = 2,93^\circ \quad (39)$$

Por lo tanto, para obtener máxima planicidad, la frecuencia del polo de lazo cerrado del CFA debe ser:

$$f_{CFA} = \frac{2 \text{ MHz}}{\tan(2,93^\circ)} \quad (40)$$

$$\boxed{f_{CFA} \approx 39 \text{ MHz}} \quad (41)$$

Contando con dicha frecuencia, procedemos a calcular la resistencia de realimentación R_2 del CFA, partiendo de la relación con su capacidad transimpedancia:

$$\omega_{CFA} = \frac{1}{C_T \cdot R_2} \implies R_2 = \frac{1}{2\pi \cdot C_T \cdot f_{CFA}} \quad (42)$$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 2,3 \text{ pF} \cdot 39 \text{ MHz}} \approx 1774\Omega \quad (43)$$

Adoptamos un valor comercial normalizado:

$$\boxed{R_2 = 1800\Omega} \quad (44)$$

Para calcular la resistencia R_1 , partimos del producto ganancia por ancho de banda del sistema compuesto:

$$Avf \cdot f_g = A_{do} \cdot f_1 \cdot Avf_2 \quad (45)$$

Donde Avf_2 es la ganancia ideal de lazo cerrado del CFA necesaria. Despejamos Avf_2 :

$$Avf_2 = \frac{Avf \cdot f_g}{A_{do} \cdot f_1} = \frac{10 \cdot 2 \text{ MHz}}{10^5 \cdot 10 \text{ Hz}} = 20 \quad (46)$$

Recordando la ecuación de ganancia para la configuración no inversora:

$$Avf_2 = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 20 \implies R_1 = \frac{R_2}{Avf_2 - 1} \quad (47)$$

$$R_1 = \frac{1800\Omega}{19} \approx 94,74\Omega \quad (48)$$

Adoptamos:

$$\boxed{R_1 = 100\Omega} \quad (49)$$

3.2.2. Simulaciones y Conclusiones

Se simuló el circuito en LTspice con los valores calculados.

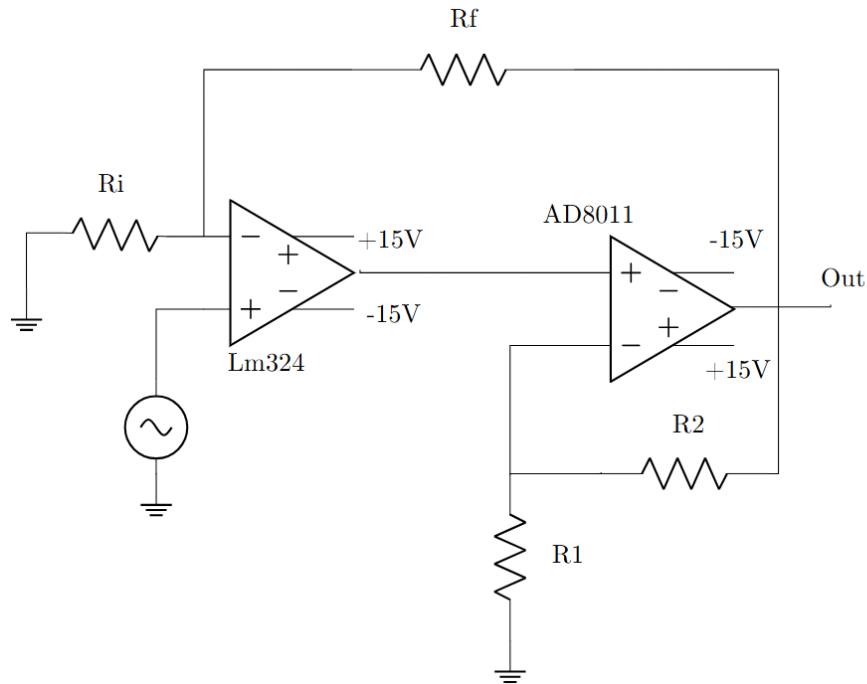


Figura 8: VFA-CFA

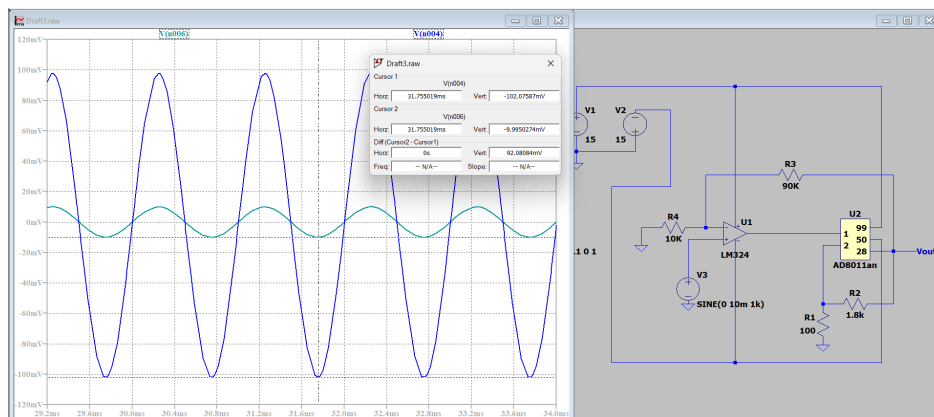


Figura 9: Simulacion VFA-CFA

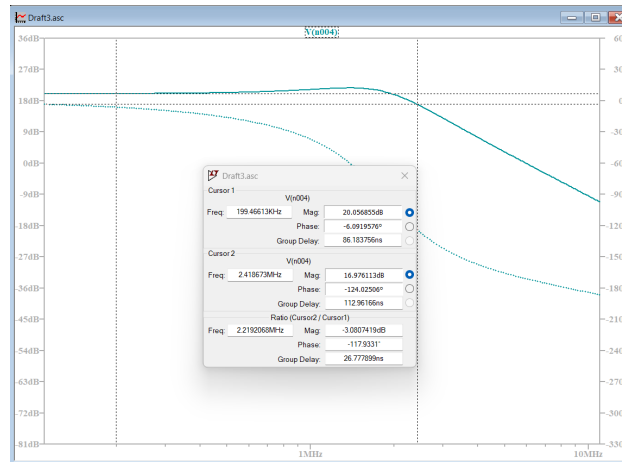


Figura 10: Bode VFA-CFA.

Resultados de la Simulación

De las simulaciones obtenidas en LTspice, se extrajeron los siguientes valores experimentales basados en las mediciones de los cursores:

- **Ganancia medida (A_{vf}):** 20,05 dB, lo que equivale a una ganancia lineal de 10,05 veces.
- **Frecuencia de corte (f_g):** 2,22 MHz (punto donde la magnitud cae a 16,97 dB, cumpliendo el criterio de $-3,08$ dB respecto a la banda media).

Cálculo de Errores

El error porcentual en la ganancia respecto al valor teórico ($A_{vf(teo)} = 10$) es:

$$E_{\%Av} = \frac{|10 - 10,05|}{10} \cdot 100 = 0,5 \% \quad (50)$$

El error en la frecuencia de corte respecto al valor teórico de diseño (2 MHz):

$$E_{\%f} = \frac{|2,00 \text{ MHz} - 2,22 \text{ MHz}|}{2,00 \text{ MHz}} \cdot 100 = 11 \% \quad (51)$$

Conclusión

Los resultados validan el diseño del amplificador híbrido VFA-CFA. La ganancia presenta un error despreciable (0,5 %), indicando una excelente precisión en la polarización y realimentación. El corrimiento en la frecuencia de corte (11 %) es aceptable, atribuyéndose a las capacidades parásitas y a las características dinámicas de los modelos SPICE específicos del LM324 y el AD8011 utilizados.

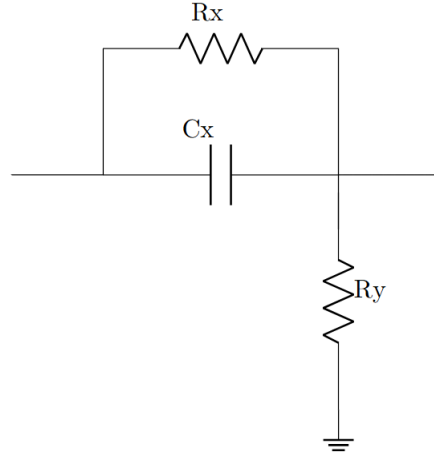


Figura 11: Red de compensación RC cero-polo

3.2.3. Análisis Teórico

La red de compensación tiene la siguiente función de transferencia:

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

Definimos las notaciones para el factor de atenuación, el cero y el polo:

$$k_{comp} = \frac{R_y}{R_x + R_y} \quad (53)$$

$$\omega_{zcomp} = \frac{1}{C_x R_x} \quad (54)$$

$$\omega_{pcomp} = \frac{1}{C_x (R_x // R_y)} \quad (55)$$

El cero del compensador debe cancelar el segundo polo del VFA (f_2):

$$\omega_{zcomp} = \omega_2 = 2\pi \cdot 5,06 \text{ MHz} \quad (56)$$

Según la consigna, el polo de compensación se ubicará una octava por encima de este cero:

$$\omega_{pcomp} = 2 \cdot \omega_{zcomp} = 2\pi \cdot 10,12 \text{ MHz} \quad (57)$$

Calculamos la relación de ganancia del compensador (k_{comp}):

$$k_{comp} = \frac{\omega_{zcomp}}{\omega_{pcomp}} = \frac{1}{2} = 0,5 \quad (58)$$

Esto implica una relación de resistencias:

$$\frac{R_y}{R_x + R_y} = 0,5 \implies 2R_y = R_x + R_y \implies \boxed{R_x = R_y} \quad (59)$$

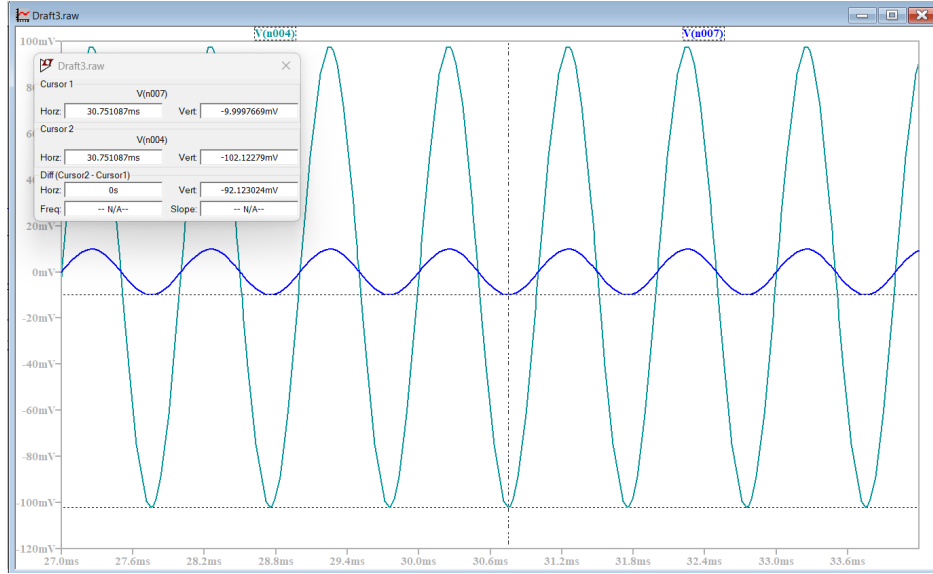


Figura 12: Simulacion Ganancia Compensado

Adoptamos valores estándar para no cargar excesivamente la etapa anterior:

$$\boxed{R_x = R_y = 1 \text{ k}\Omega} \quad (60)$$

Despejamos C_x de la ecuación del cero:

$$C_x = \frac{1}{2\pi \cdot f_{zcomp} \cdot R_x} = \frac{1}{2\pi \cdot 5,06 \text{ MHz} \cdot 1 \text{ k}\Omega} \approx 31,4 \text{ pF} \quad (61)$$

Adoptamos:

$$\boxed{C_x = 31 \text{ pF}} \quad (62)$$

Ajuste de Ganancia: Al introducir la red de compensación, se produce una atenuación de $k_{comp} = 0,5$. Para mantener la ganancia global del sistema, debemos compensar esta pérdida aumentando la ganancia de lazo cerrado de la segunda etapa (CFA).

$$A_{vf2(comp)} = \frac{A_{vf2}}{k_{comp}} = \frac{20}{0,5} = 40 \quad (63)$$

Dado que el polo del CFA (R_2) permanece invariable (1800Ω), recalculamos R_1 :

$$A_{vf2(comp)} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 40 \implies R_1 = \frac{1800\Omega}{39} \approx 46,15\Omega \quad (64)$$

Adoptamos:

$$\boxed{R_1 = 47\Omega} \quad (65)$$

3.2.4. Simulaciones y Conclusiones

Resultados de la Simulación (Circuito Compensado)

A partir de las simulaciones del circuito con red de compensación, se obtuvieron los siguientes valores experimentales mediante el uso de cursores:

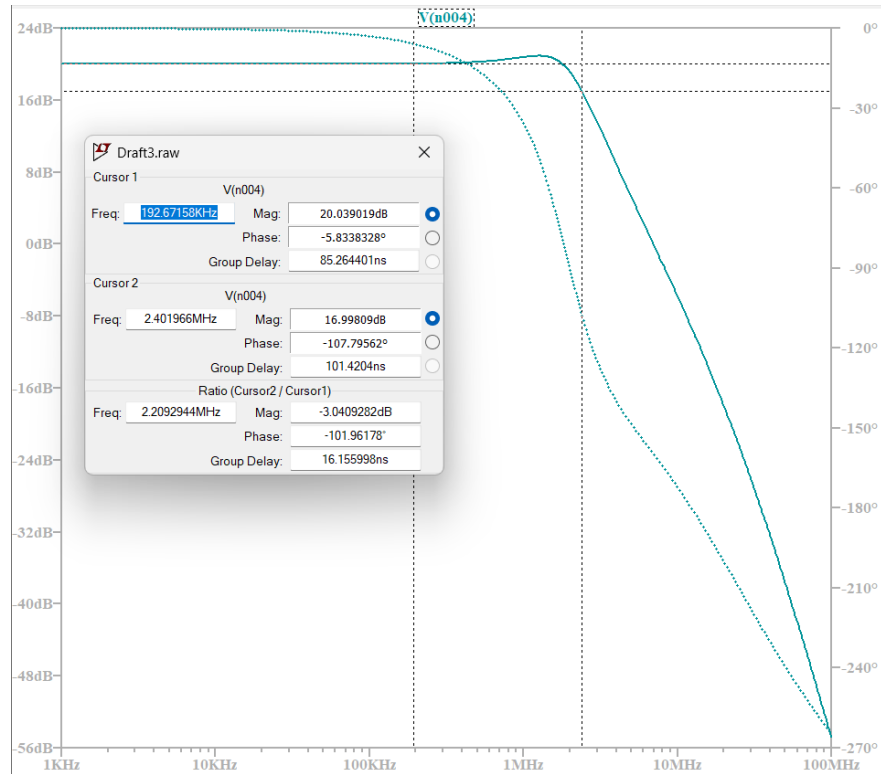


Figura 13: Simulación compensado

- **Ganancia a lazo cerrado** (A_{vf}): 20,04 dB, que equivale a una ganancia lineal de 10,04 veces.
- **Frecuencia de corte** (f_g): 2,21 MHz (punto donde la magnitud cae a 17,00 dB, representando la caída de -3 dB respecto a la banda media).

Cálculo de Errores

El error porcentual en la ganancia respecto al valor nominal de diseño ($A_{vf(teo)} = 10$) es:

$$E_{\%A_v} = \frac{|10 - 10,04|}{10,04} \cdot 100 = 0,38\% \quad (66)$$

El error en la frecuencia de corte respecto al valor teórico (2 MHz):

$$E_{\%f} = \frac{|2,00 \text{ MHz} - 2,21 \text{ MHz}|}{2,21 \text{ MHz}} \cdot 100 = 9,5\% \quad (67)$$

Conclusión Final

Los errores obtenidos son sumamente bajos, lo que valida el diseño propuesto. Se observa que la inclusión de la red de compensación estabiliza la respuesta en frecuencia, eliminando picos excesivos y manteniendo la ganancia en un valor muy cercano al ideal (0,4 % de error). La frecuencia de corte medida en 2,21 MHz demuestra que el sistema mantiene el ancho de

banda deseado con una desviación aceptable del 9,5 %, atribuible a las características no ideales de los modelos de simulación del LM324 y AD8011.