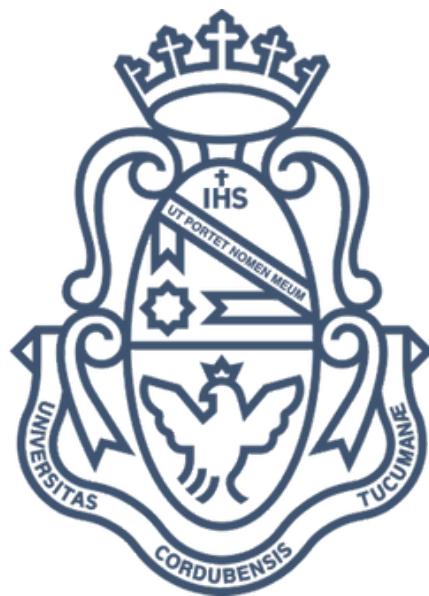




Universidad  
Nacional  
de Córdoba



# UNIVERSIDAD NACIONAL DE CÓRDOBA

FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS, FÍSICAS Y NATURALES

CÁTEDRA DE SÍNTESIS DE REDES ACTIVAS

## TRABAJO PRÁCTICO DE LABORATORIO N°3: COMPENSACIÓN

Grupo N°10

Alumnos:

Fernández Segovia, Sergio Andrés CI: 10728127

Richter, Juan Bautista DNI: 45375789

Profesor:

Ing. Ferreyra, Pablo

Noviembre / 2025

# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
<b>2. Objetivos</b>	<b>2</b>
<b>3. Desarrollo</b>	<b>3</b>
3.1. Circuito N°1: VFA - VFA . . . . .	3
3.1.1. Diseño del Circuito . . . . .	3
3.1.2. Cálculo de Parámetros . . . . .	7
3.1.3. Respuesta al Escalón . . . . .	8
3.1.4. Resultados . . . . .	9
3.1.5. Simulación del Circuito . . . . .	9
3.2. Circuito N°2: VFA - CFA . . . . .	12
3.2.1. Diseño del Circuito . . . . .	12
3.2.2. Cálculo de Parámetros . . . . .	15
3.2.3. Respuesta al Escalón . . . . .	16
3.2.4. Resultados . . . . .	17
3.2.5. Simulación del Circuito . . . . .	18
3.3. Circuito N°3: VFA - CFA (Cero-Polo) . . . . .	20
3.3.1. Diseño del Circuito . . . . .	20
3.3.2. Cálculo de Parámetros . . . . .	25
3.3.3. Respuesta al Escalón . . . . .	26
3.3.4. Resultados . . . . .	26
3.3.5. Simulación del Circuito . . . . .	27
<b>4. Conclusión</b>	<b>29</b>

## 1. Introducción

Entre las familias de amplificadores empleados habitualmente, se distinguen los amplificadores *Realimentados por Tensión (VFA)* y los *Realimentados por Corriente (CFA)*. Cada uno presenta características dinámicas distintas; en el caso de los *VFA*, suelen modelarse en términos del *Producto Ganancia - Ancho de Banda (GBW)*, mientras que el comportamiento dinámico de los *CFA* depende de *Transimpedancia (Z<sub>T</sub>)* y de la resistencia de realimentación externa, lo que implica métodos de diseño distintos.

La *Compensación* busca posicionar adecuadamente polos y ceros de la función de transferencia para garantizar estabilidad, una respuesta en frecuencia adecuada y una mínima ondulación en la banda útil. El *Margen de Fase (M $\varphi$ )* es un indicador práctico de la estabilidad relativa y condiciona tanto la respuesta transitoria como la robustez ante perturbaciones. Estas diferencias dinámicas justifican la comparación de las topologías propuestas y la elección de estrategias de compensación, que se examinan en las secciones siguientes.

## 2. Objetivos

El presente trabajo de laboratorio tiene como objetivo el diseño de amplificadores utilizando las tecnologías *VFA* y *CFA*. La idea central es poner en práctica los conceptos aprendidos de *Compensación*. Se trabajan tres diseños diferentes de *Amplificadores Compuestos*, cuyo esquema circuital es el que se muestra a continuación. Asimismo, para el diseño se debe tener en cuenta que los circuitos cumplan con las siguientes especificaciones.

- Una *Ganancia Global* de 20 [dB] que es equivalente a 10 veces.
- Lograr que el funcionamiento de los circuitos se encuentre en condiciones próximas a la *Máxima Planicidad de Módulo (MPM)*. Esto implica que el *Margen de Fase (M $\varphi$ )* sea aproximadamente de 65° y que el *Factor de Calidad del Polo (Q<sub>p</sub>)* esté alrededor de 0.707

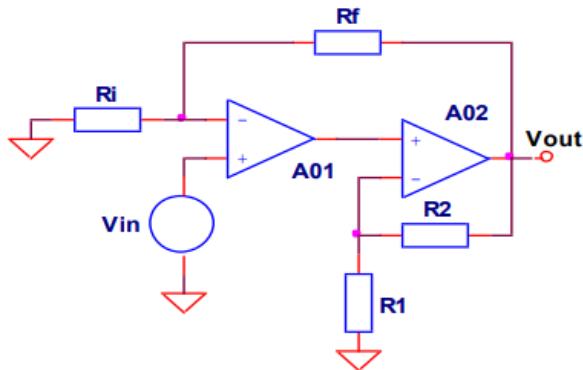


Figura 1: Amplificador Compuesto

En cuanto a los diseños mencionados al inicio, se prevé la realización de los siguientes:

- *Circuito N°1: VFA-VFA*
- *Circuito N°2: VFA-CFA*
- *Circuito N°3: VFA-CFA con Compensador Cero-Polo*

### 3. Desarrollo

#### 3.1. Circuito N°1: VFA - VFA

##### 3.1.1. Diseño del Circuito

El primer circuito a realizar está constituido únicamente por amplificadores de *Tecnología VFA* y se eligió el *Modelo LM324*. En la siguiente tabla se muestran las características importantes para el análisis, extraídas de la correspondiente hoja de datos.

Características LM324	
Parámetro	Valor
$Ad_0$	100[dB]
$f_T$	1[MHz]
$f_{p1}$	10[Hz]
$f_{p2}$	5,06[MHz]

Cuadro 1: Tabla LM324

Primeramente, para cumplir con la *Ganancia de Lazo Cerrado* solicitada, se procede con el *Método de Black* para identificar los componentes del circuito que intervienen en la misma y, posteriormente, dimensionarlas. Para ello, se establece como *Lazo de Realimentación* aquél que conecta la salida del *Amplificador Compuesto* con la *Entrada Inversora* del primer *Amplificador VFA*.

Si se observa el sistema desde una perspectiva de *Diagrama de Bloques*, tenemos el siguiente esquema provisto por *Simulink*, donde:  $Ad(s)$  es la *Función de Transferencia del VFA a Lazo Abierto*,  $Avf_2(s)$  es la *Función de Transferencia del segundo VFA a Lazo Cerrado* y, finalmente,  $K$  es la *Cantidad de Realimentación*.

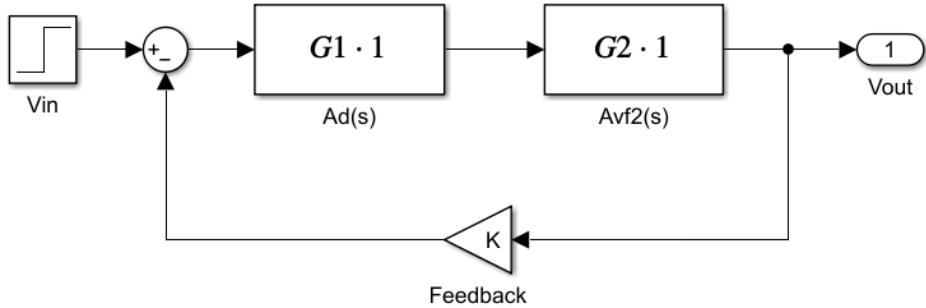


Figura 2: Diagrama en Bloques - Amplificador Compuesto

Sus expresiones son las siguientes:

$$Ad(s) = \frac{100000}{\left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 10[\text{Hz}]}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 5,06 \cdot 10^6[\text{Hz}]}\right)} \quad (1)$$

$$Avf_2(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{px}[\text{Hz}]}} \quad (2)$$

$$K = \frac{R_i}{R_i + R_f} \quad (3)$$

Siguiendo el desarrollo del *Método de Black*, se calcula la *Ganancia de Lazo Abierto (GLA)* y la *Ganancia de Lazo (T)*.

$$GLA = \frac{V_o}{V_{in}} \Big|_{V_{o'}=0} = Ad(s) \cdot Avf_2(s) \quad (4)$$

$$T = \frac{V_o}{V_{o'}} \Big|_{V_{in}=0} = -K \cdot Ad(s) \cdot Avf_2(s) = -K \cdot GLA \quad (5)$$

Luego, la *Ganancia Ideal de Lazo Cerrado* del sistema resulta del cociente de estos dos valores, observándose que depende únicamente de la *Red de Realimentación*. De esta manera, se logra establecer la relación que se debe cumplir entre las *Resistencias* que conforman dicha red para así ajustar la *Ganancia Global* al valor requerido de 20 [dB] (10 veces).

$$\begin{aligned} Avfi &= \left| \frac{GLA}{T} \right| = \frac{1}{K} = 1 + \frac{R_f}{R_i} = 10 \\ \frac{R_f}{R_i} &= 9 \end{aligned} \quad (6)$$

Por otro lado, en las especificaciones también se pide que el sistema opere en condiciones cercanas a la *Máxima Planicidad de Módulo*. Para ello, se propone plantear el cálculo del *Margen de Fase (Mφ)* e igualarlo al valor correspondiente ( $65^\circ$ ). Además, dado que la *Frecuencia Crítica del Sistema (fg)* es mucho mayor en relación con la *Frecuencia del 1er Polo del AO1 (fp1)*, se aproxima el término arcotangente de las mismas a  $90^\circ$ . De este modo, se halla la relación entre la *Frecuencia Crítica (fg)* y la *Frecuencia del Polo del AO2 (fpx)* necesaria para cumplir con la igualdad de la ecuación.

$$\begin{aligned} M\varphi &= 180 - \arctan \left( \frac{f_g}{f_{p1}} \right) - \arctan \left( \frac{f_g}{f_{px}} \right) = 90 - \arctan \left( \frac{f_g}{f_{px}} \right) = 65 \\ \frac{f_g}{f_{px}} &= 0,4663 \end{aligned} \quad (7)$$

Posteriormente, aplicando el concepto del *Producto Ganancia - Ancho de Banda (GBW)* al *Amplificador Compuesto* como sistema global y al *AO2* de manera individual, se obtienen las siguientes dos ecuaciones, formando así, junto con la relación anterior, un sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas:  $f_g$ ,  $f_{px}$  y  $Avf_2(0)$ .

$$Ad(0) \cdot Avf_2(0) \cdot f_{p1} = \frac{1}{K} \cdot f_g \quad (8)$$

$$Avf_2(0) \cdot f_{px} = f_T \quad (9)$$

A través del sistema planteado, se logra determinar el valor de las frecuencias y la *Ganancia de Lazo Cerrado del AO2*, siendo éste último necesario para definir la relación que deben cumplir las resistencias asociadas. A continuación, se muestran los resultados obtenidos.

$$f_g = 215,94[\text{kHz}] \quad (10)$$

$$f_{px} = 463,09[\text{kHz}] \quad (11)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 1,159 \quad (12)$$

Todo el procedimiento descrito anteriormente fue desarrollado mediante código, utilizando *Python* como *Lenguaje de Programación*. En el mismo, se fijaron algunos valores típicos de resistencias para poder dimensionar el resto. También se elaboraron los *Diagramas de Bode* correspondientes a cada uno de los bloques del *Circuito Global*.

### Código exportado

```

1  # =====
2  # PAQUETES
3  # =====
4  import numpy as np
5  import sympy as sp
6  from scipy.signal import ZerosPolesGain, TransferFunction, bode
7  import pandas as pd
8  import matplotlib.pyplot as plt
9  # =====
10 # CARACTERISTICAS LM324
11 # =====
12 Ad0_dB      = 100          # Ganancia Diferencial en dB
13 Ad0_veces   = 100E3        # Ganancia Diferencial en veces
14 fT          = 1e6          # Frecuencia de Cruce
15 fp1         = 10           # 1er Polo
16 fp2         = 5.06E6       # 2do Polo
17 # =====
18 # ESPECIFICACIONES
19 # =====
20 Avf_dB      = 20           # Ganancia de Lazo Cerrado en dB
21 Avf_veces   = 10           # Ganancia de Lazo Cerrado en veces
22 Mp          = 65           # Margen de Fase para MPM
23 Qp          = 0.707         # Factor de Calidad del Polo para MPM
24 # =====
25 # AMPLIFICADOR COMPUESTO
26 # =====
27 # =====
28 # DESARROLLOS
29 # =====
30 # Para lograr una Ganancia de Lazo Cerrado de 20 [dB]
31 # Se debe cumplir que: Rf = 9 * Ri
32 Ri = 1E3                  # Resistencia Ri
33 Rf = 9 * Ri                # Resistencia Rf
34
35 # Entonces:
36 K = Ri / (Ri + Rf)        # Cantidad de Realimentacion
37
38 # Para lograr Maxima Planicidad de Modulo (Mp = 65)
39 # Se debe cumplir que: fg / fpx = 0.4663
40 # siendo: fg -> Punto Critico
41 #           fpx -> Polo del A02
42 fg_fpx = np.tan(np.radians(180 - 90 - Mp))
43
44 # Entonces por GBW:
45 fg = np.sqrt(fT * Ad0_veces * fg_fpx)
46 fpx = fg / fg_fpx

```

## Código exportado

```

1 # Para ubicar fpx en el punto calculado
2 # Se debe cumplir que R2 = 1.159 * R1:
3 R2_R1 = (fT / fpx) - 1
4
5 # Entonces:
6 R1      = 1E3                      # R1 de la Red de Realimentacion de A02
7 R2      = R2_R1 * R1                # R2 de la Red de Realimentacion de A02
8 Avf2   = R2_R1 + 1                 # Ganancia de Lazo Cerrado Ideal de A02

```

```

===== AO1 =====
Ri = 1 kΩ
Rf = 9 kΩ
1/K = 10 veces
===== AO2 =====
R1 = 1 kΩ
R2 = 1.2 kΩ
Avf2 = 2.2 veces
fpx = 463.09 kHz

```

Figura 3: Componentes Circuito VFA-VFA

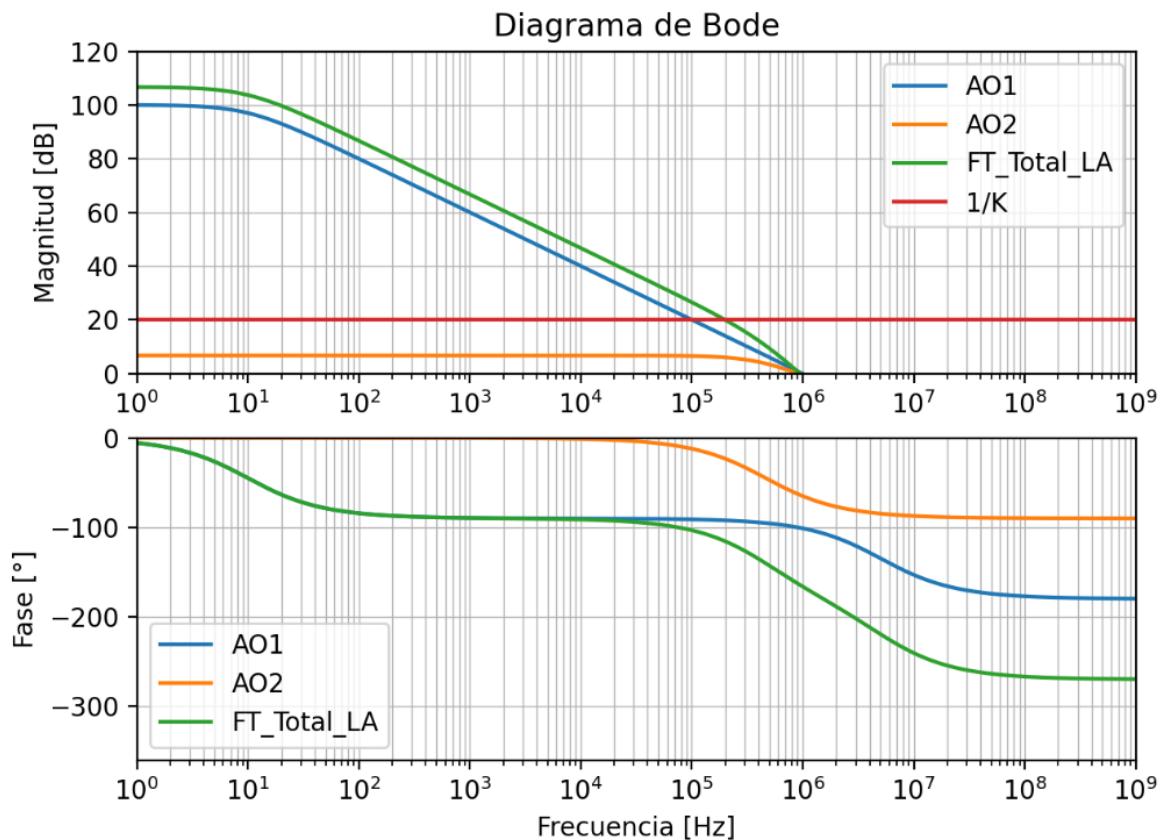


Figura 4: Magnitud y Fase Circuito VFA-VFA

### 3.1.2. Cálculo de Parámetros

Una vez diseñado el *Amplificador Compuesto*, a efecto de evaluar si cumple con las especificaciones inicialmente establecidas, se procede a calcular las características del mismo en lo que respecta a: la *Ganancia de Lazo* ( $T_0$ ), la *Frecuencia del Polo* ( $f_p$ ), la *Distancia entre los Polos* ( $D_p$ ), el *Factor de Calidad del Polo* ( $Q_p$ ) y el *Ancho de Banda a -3[dB]* del *Sistema a Lazo Cerrado* ( $f_H$ ). De igual manera, se adjunta el código trabajado para este procedimiento y las expresiones utilizadas.

$$T_0 = K \cdot Ad(0) \cdot Avf_2(0) \quad (13)$$

$$f_p = \sqrt{T_0 \cdot f_{p1} \cdot f_{px}} \quad (14)$$

$$D_p = \frac{f_{px}}{f_{p1}} \quad (15)$$

$$Q_p = \sqrt{\frac{T_0}{D_p}} \quad (16)$$

$$\frac{-3}{\log f_H - \log f_g} = -20[dB] \quad (17)$$

#### Código exportado

```

1 # Calculos Sistema Compuesto
2 To    = K * Ad0_veces * Avf2      # Ganancia de Lazo
3 fp    = np.sqrt(To * fp1 * fpx)    # Frecuencia de Polo
4 Dp    = fpx / fp1                 # Distancia entre Polos
5 Qp_s = np.sqrt(To / Dp)           # Factor de Calidad del Polo
6 fH    = 10**(-3 / 20) * fg        # Ancho de Banda a -3dB

```

```

===== Resultados =====
Ancho de Banda Potencial: fg = 215.94 kHz
Ganancia de Lazo: To = 21594.16 veces
Distancia entre Polos: Dp = 46308.82
Frecuencia del Polo: fp = 316.23 kHz
Factor de Calidad del Polo: Qp = 0.683
Ancho de Banda a -3dB: fH = 305.03 kHz

```

Figura 5: Resultados Circuito VFA-VFA

Dentro de estos resultados, queda pendiente hallar el *Margen de Fase* ( $M\varphi$ ) del sistema, el cual puede estimarse a partir de la *Respuesta al Escalón*, conociendo dos parámetros: el *Coeficiente de Amortiguamiento* ( $\zeta$ ) y el *Sobrepasamiento* ( $SO$ ). Para facilitar esta tarea, se optó por utilizar el entorno de programación de *Matlab*. A continuación, se muestra la curva de respuesta junto con los parámetros obtenidos y las fórmulas utilizadas.

### 3.1.3. Respuesta al Escalón

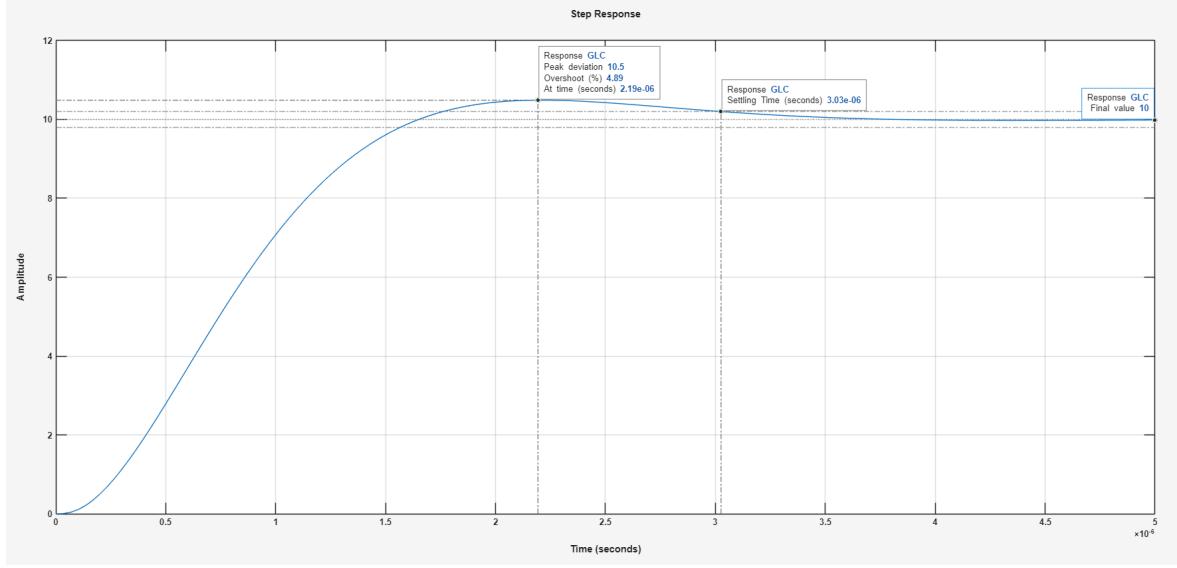


Figura 6: Respuesta al Escalón Circuito VFA-VFA

Código exportado

```

1 # =====
2 #   RESPUESTA AL ESCALON UNITARIO
3 # =====
4 # De acuerdo a lo obtenido en MATLAB:
5 RiseTime      = 1.0539e-06
6 TransientTime = 3.0258e-06
7 SettlingTime  = 3.0258e-06
8 SettlingMin   = 9.1140
9 SettlingMax   = 10.4883
10 Overshoot    = 4.8880
11 Undershoot   = 0
12 Peak         = 10.4883
13 PeakTime     = 2.1931e-06

```

$$\zeta = -\frac{\ln SO}{\sqrt{\pi^2 + (\ln SO)^2}} \quad (18)$$

$$M\varphi = \arctan \left( \frac{2 \cdot \zeta}{\sqrt{\sqrt{1 + 4 \cdot \zeta^4} - 2\zeta^2}} \right) \quad (19)$$

### Código exportado

```
1 # =====
2 # ESTIMACION DEL MARGEN DE FASE
3 # =====
4 # Calculamos Zeta (Coeficiente de Amortiguamiento):
5 Zeta = - np.log(Overshoot / 100) / np.sqrt(((np.pi)**2 + (np.log(
    Overshoot / 100))**2))
6
7 # Calculamos Mp:
8 Mp_step = np.degrees(np.arctan(2 * Zeta / (np.sqrt(np.sqrt(1 + 4
    * Zeta**4) - 2 * Zeta**2))))
```

```
===== Resultados =====
Coeficiente de Amortiguamiento: Zeta = 0.69
Margen de Fase Estimado: Mp = 64.77°
```

Figura 7: Resultados Respuesta al Escalón Circuito VFA-VFA

#### 3.1.4. Resultados

Finalmente, a partir de estos resultados, se puede observar lo siguiente:

- El *Circuito Global* presenta un valor de  $Q_p$  de 0.683, el cual está bastante próximo al deseado de 0.707.
- Se puede notar que las *frecuencias*  $f_p$  y  $f_H$  tienen valores cercanos, lo cual da como resultado un  $\Omega_H$  de aproximadamente 0.96, siendo un buen indicio, ya que para la condición de *MPM*, el  $\Omega_H$  tiene un valor de 1.
- Siguiendo la misma línea, el valor de  $\Omega_G$  que resulta de la relación entre las frecuencias  $f_g$  y  $f_p$  es aproximadamente igual a 0.683; de igual manera, es cercano a 0.644, que sería el valor correspondiente para *MPM*.
- El *Margen de Fase*  $M\varphi$  estimado es de aproximadamente  $64.77^\circ$ , un resultado muy cercano al buscado de  $65^\circ$ .

#### 3.1.5. Simulación del Circuito

El objetivo de este punto es constatar los resultados obtenidos en el desarrollo anterior a través de simulaciones; para ello, se emplea como herramienta el programa *LTspice*. Teniendo en cuenta los componentes que se determinaron, el circuito resultante es el que se muestra a continuación.

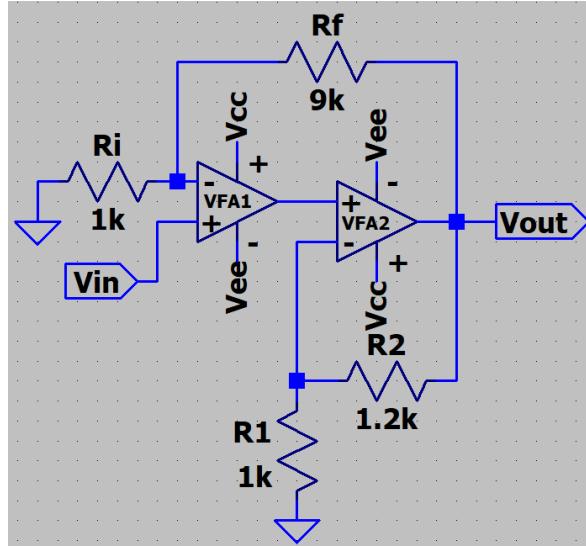


Figura 8: Circuito VFA-VFA

A modo de conocer la *Ganancia Global*, se aplica en la *Entrada del Circuito* ( $V_{in}$ ) una *Señal Senoidal* de Amplitud de 1 [V] y se observa en la *Salida* ( $V_{out}$ ) una Señal de Amplitud de 10 [V]; por lo tanto, se verifica que la *Ganancia Global* del circuito es de 10 veces o 20 [dB]. Seguidamente, se adjunta el oscilograma obtenido en el que se muestran ambas señales.

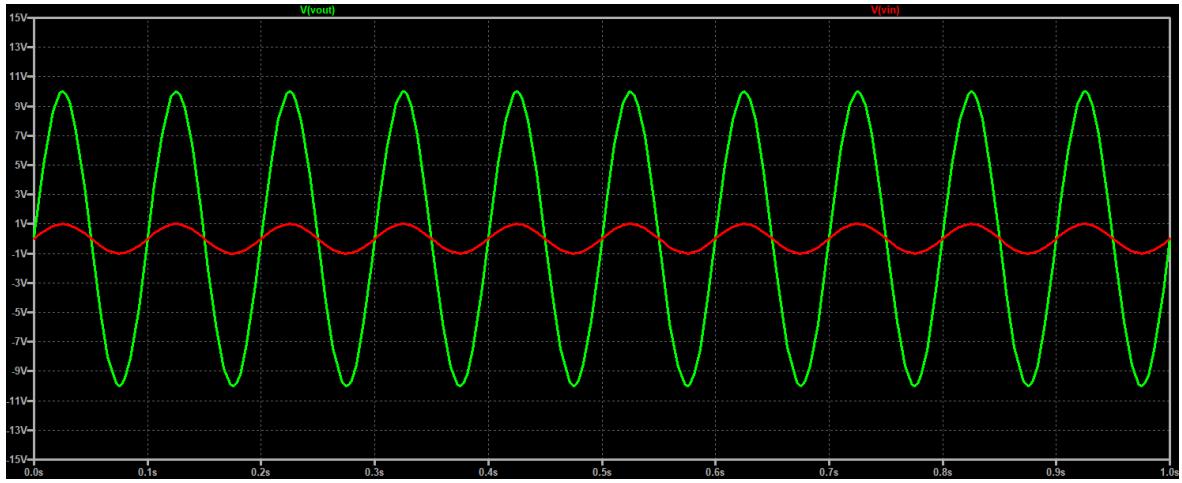


Figura 9: Salida VFA-VFA

Otro valor que es posible corroborar mediante simulación es el *Ancho de Banda a -3 [dB] del Sistema a Lazo Cerrado* a través del *Diagrama de Bode* del circuito, efectuando un *Barrido en Frecuencia*. De acuerdo con la curva obtenida, la frecuencia para la cual se tiene una caída de 3 [dB] ( $f_H$ ) es de aproximadamente 338.8 [kHz], presentando una discrepancia del 11 % con respecto al valor calculado de 305,03 [kHz].

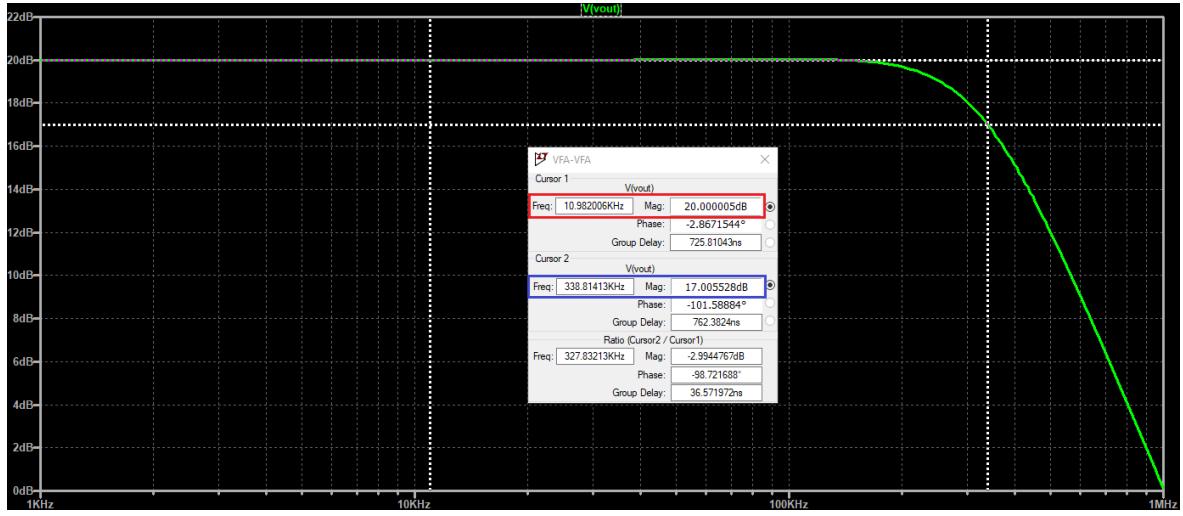


Figura 10: Respuesta en Frecuencia VFA-VFA

Finalmente, se procede a estudiar la *Respuesta al Escalón* y estimar el *Margen de Fase* ( $M\varphi$ ). Se puede observar que el *Pico MÁximo* tiene un valor relativamente próximo al *Valor de Establecimiento*. A partir del mismo, se calcula el *Sobrepasamiento* (SO) y el *Coeficiente de Amortiguamiento* ( $\zeta$ ). Utilizando las expresiones correspondientes, esto trae consigo una estimación de  $M\varphi$  de aproximadamente  $64.49^\circ$ , un resultado bastante cercano al calculado de  $64.77^\circ$  y, por lo tanto, al buscado de  $65^\circ$  para *MPM*.

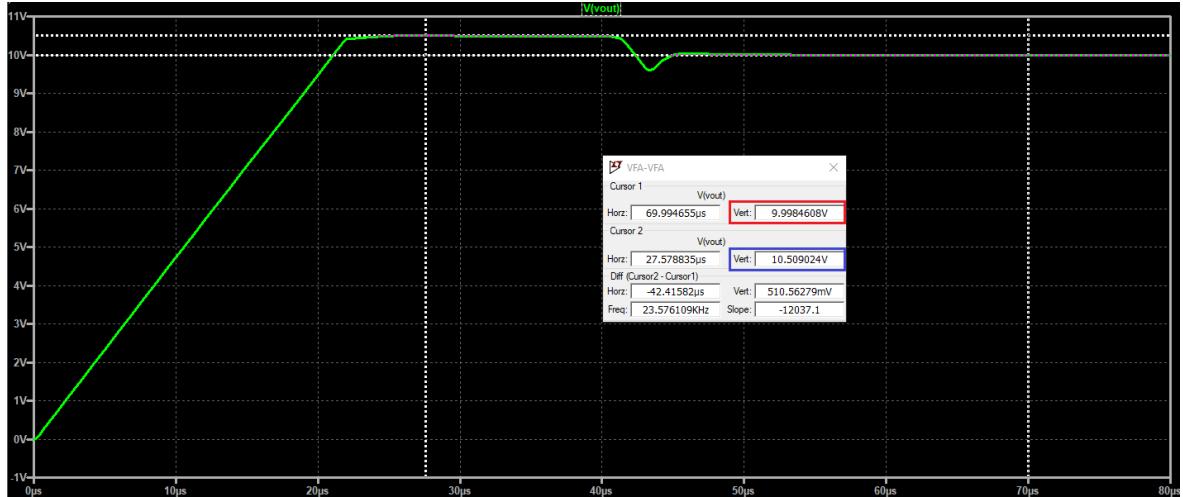


Figura 11: Respuesta al Escalón VFA-VFA

### 3.2. Circuito N°2: VFA - CFA

#### 3.2.1. Diseño del Circuito

En este diseño del *Amplificador Compuesto* se desea trabajar con ambas *Tecnologías* de los *Amplificadores Operacionales*, siendo constituido ahora por un *VFA* y un *CFA*, en ese orden, respectivamente. En cuanto a las especificaciones a cumplir, además de tener en cuenta las trabajadas en el *Circuito N°1*, se agrega que la *Frecuencia Crítica* ( $f_g$ ) sea de 2 [MHz]. Por otro lado, con respecto a los modelos a utilizar, se mantiene como *VFA* el *LM324* y como *CFA* se opta por el *LM6181*, cuyas características se muestran en la siguiente tabla.

Características LM6181	
Parámetro	Valor
$R_T$	2,37 [ $M\Omega$ ]
$C_T$	4,8 [ $pF$ ]
$f_{p1}$	14 [ $kHz$ ]
$f_{p2}$	82,3 [ $MHz$ ]

Cuadro 2: Tabla LM324

De manera análoga al *Circuito N°1*, se puede abordar el *Circuito Global* desde la perspectiva del *Diagrama en Bloques*. El mismo se muestra a continuación, teniendo en cuenta que:  $Ad(s)$  es la *Función de Transferencia del VFA a Lazo Abierto*,  $Avf_2(s)$  es la *Función de Transferencia del CFA a Lazo Cerrado* y, finalmente,  $K$  es la *Cantidad de Realimentación*.

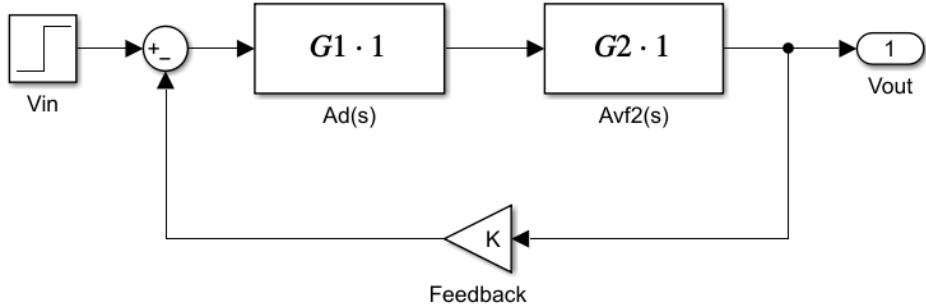


Figura 12: Amplificador Compuesto

Sus expresiones son las siguientes:

$$Ad(s) = \frac{100000}{\left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 10[\text{Hz}]}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 5,06 \cdot 10^6[\text{Hz}]}\right)} \quad (20)$$

$$Avf_2(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{px}[\text{Hz}]}} \quad (21)$$

$$K = \frac{R_i}{R_i + R_f} \quad (22)$$

Aplicando nuevamente el *Método de Black*, se calcula la *Ganancia de Lazo Abierto* (*GLA*) y la *Ganancia de Lazo* (*T*).

$$GLA = \frac{V_o}{V_{in}} \Big|_{V_{o'}=0} = Ad(s) \cdot Avf_2(s) \quad (23)$$

$$T = \frac{V_o}{V_{o'}} \Big|_{V_{in}=0} = -K \cdot Ad(s) \cdot Avf_2(s) = -K \cdot GLA \quad (24)$$

Se puede notar que la *Ganancia Global* del sistema, al igual que en el *Circuito N°1*, depende únicamente de la *Red de Realimentación*; por lo tanto, se mantiene la relación entre las resistencias que la conforman, pudiéndose utilizar los mismos valores en ambos diseños.

$$Avfi = \left| \frac{GLA}{T} \right| = \frac{1}{K} = 1 + \frac{R_f}{R_i} = 10$$

$$\frac{R_f}{R_i} = 9 \quad (25)$$

Para lograr que el *Amplificador Compuesto* opere en condiciones próximas a la *Máxima Planicidad de Módulo*, se plantea el cálculo del *Margen de Fase* ( $M\varphi$ ), igualándolo al valor de  $65^\circ$ . A diferencia del *Circuito N°1*, para este diseño se conoce la *Frecuencia Crítica* ( $f_g$ ); por lo tanto, la única incógnita a hallar es la *Frecuencia del Polo* asociado al *CFA*. Por otro lado, cabe aclarar que, debido a que  $f_g$  tiene un valor cercano al segundo polo del *VFA* y recordando que éste era de  $5.06[\text{MHz}]$ , debe ser incluido en el cálculo de  $M\varphi$ .

$$M\varphi = 180 - \arctan \left( \frac{f_g}{f_{p1}} \right) - \arctan \left( \frac{f_g}{f_{p2}} \right) - \arctan \left( \frac{f_g}{f_{px}} \right) = 65$$

$$f_{px} = 33,33[\text{MHz}] \quad (26)$$

Ahora bien, se sabe que en los *Amplificadores de Tecnología CFA*, se cumple que el polo asociado está definido por el recíproco del producto entre la *Transcapacitancia* ( $C_T$ ) y la *Resistencia* que conecta su *Salida* con su *Entrada Inversora* ( $R_2$ ). En ese sentido, se procede a determinar el valor de  $R_2$  necesario para poder ubicar  $f_{px}$  en el valor recién calculado.

$$f_{px} = \frac{1}{2\pi \cdot C_T \cdot R_2}$$

$$R_2 = 994,7[\Omega] \quad (27)$$

Posteriormente, aplicando el concepto del *Producto Ganancia - Ancho de Banda* ( $GBW$ ) del *Sistema Global* entre las frecuencias de  $f_{p1}$  y  $f_g$ , se llega a la siguiente ecuación que permite calcular el valor de  $R_1$  y así finalizar el diseño del circuito.

$$Ad(0) \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot f_{p1} = \frac{1}{K} \cdot f_g$$

$$R_1 = 52,35[\Omega] \quad (28)$$

De igual manera que para el *Circuito N°1*, los cálculos anteriores se desarrollaron mediante las líneas de código que se muestran a continuación. Así también, se realizaron los respectivos *Diagramas de Bode* de cada uno de los bloques que conforman este *Amplificador Compuesto*.

## Código exportado

```
1 # =====
2 # PAQUETES
3 # =====
4 import numpy as np
5 import sympy as sp
6 from scipy.signal import ZerosPolesGain, TransferFunction, bode
7 import pandas as pd
8 import matplotlib.pyplot as plt
9 # =====
10 # CARACTERISTICAS LM324
11 # =====
12 Ad0_dB      = 100          # Ganancia Diferencial en dB
13 Ad0_veces   = 100E3        # Ganancia Diferencial en veces
14 fT          = 1e6          # Frecuencia de Cruce
15 fp1         = 10           # 1er Polo
16 fp2         = 5.06E6       # 2do Polo
17 # =====
18 # CARACTERISTICAS LM6181
19 # =====
20 RT          = 2.37E6        # Transresistencia
21 CT          = 4.8E-12       # Transcapacitancia
22 # =====
23 # ESPECIFICACIONES
24 # =====
25 Avf_dB      = 20           # Ganancia de Lazo Cerrado en dB
26 Avf_veces   = 10           # Ganancia de Lazo Cerrado en veces
27 Mp          = 65           # Margen de Fase para MPM
28 Qp          = 0.707         # Factor de Calidad del Polo para MPM
29 fg          = 2E6          # Ancho de Banda Potencial (Punto Critico)
30 # =====
31 # AMPLIFICADOR COMPUESTO
32 # =====
33 # =====
34 # DESARROLLOS
35 # =====
36 # Para lograr una Ganancia de Lazo Cerrado de 20 [dB]
37 # Se debe cumplir que: Rf = 9 * Ri
38 Ri          = 1E3          # Resistencia Ri
39 Rf          = 9 * Ri        # Resistencia Rf
40
41 # Entonces:
42 K            = Ri / (Ri + Rf) # Cantidad de Realimentacion
43
44 # Para lograr Maxima Planicidad de Modulo (Mp = 65)
45 # siendo: fpx -> Polo del A02
46 fpx          = fg / (np.tan(np.radians(180 - 90 - Mp)) - np.arctan(fg / fp2))
47
48 # Se sabe que: fpx = 1 / (2 * pi * CT * R2)
49 # Entonces:
50 R2           = 1 / (2 * np.pi * CT * fpx)          # R2 de Red de A02
51
52 # Y por GBW:
53 R1           = R2 / ((fg / Ad0_veces) - 1)        # R1 de Red de A02
54 Avf2          = 1 + R2 / R1                         # Ganancia Lazo Cerrado A02
```

```

===== A01 =====
Ri = 1 kΩ
Rf = 9 kΩ
1/K = 10 veces
===== A02 =====
R1 = 52.3 Ω
R2 = 994.6 Ω
Avf2 = 20 veces
fpx = 33.34 MHz

```

Figura 13: Componentes Circuito VFA-CFA

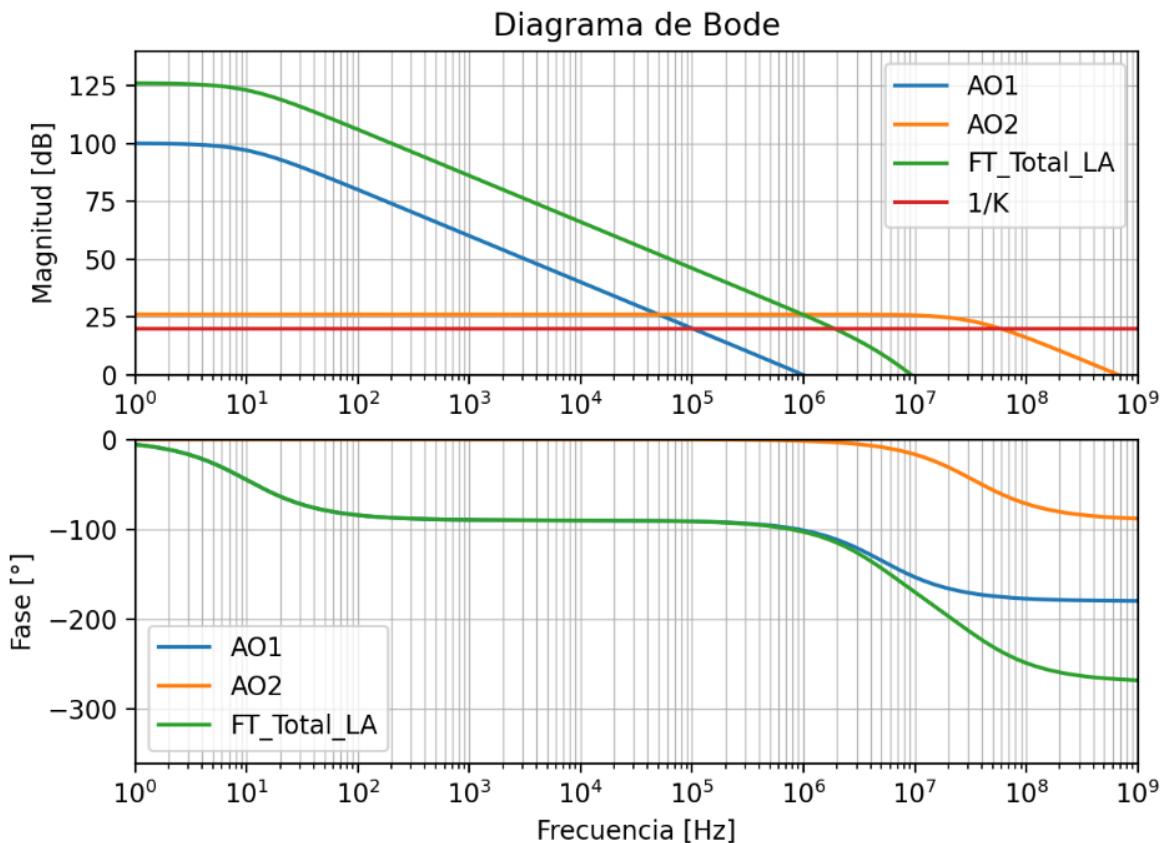


Figura 14: Magnitud y Fase Circuito VFA-CFA

### 3.2.2. Cálculo de Parámetros

Ahora queda evaluar el diseño realizado a través de los mismos parámetros utilizados para el *Circuito N°1*. Estos son: *Ganancia de Lazo ( $T_0$ )*, *Frecuencia del Polo ( $f_p$ )*, *Distancia entre Polos ( $D_p$ )*, *Factor de Calidad del Polo ( $Q_p$ )* y *Ancho de Banda a  $-3[\text{dB}]$  del Sistema a Lazo Cerrado ( $f_H$ )*.

Se trabaja con las mismas expresiones que se mostraron en el diseño anterior, recordando que ahora intervienen los polos  $f_{p1}$  y  $f_{p2}$  correspondientes al *VFA*. A continuación, se comparte el código elaborado para este punto.

### Código exportado

```

1 # Calculos Sistema Compuesto
2 To = K * Ad0_veces * Avf2      # Ganancia de Lazo
3 fp = np.sqrt(To * fp1 * fp2)    # Frecuencia de Polo
4 Dp = fp2 / fp1                 # Distancia entre Polos
5 Qp_s = np.sqrt(To / Dp)         # Factor de Calidad del Polo
6 fH = 10**(3 / 20) * fg          # Ancho de Banda a -3dB

```

```

===== Resultados =====
Ancho de Banda Potencial: fg = 2 MHz
Ganancia de Lazo: To = 200000 veces
Distancia entre Polos: Dp = 506000
Frecuencia del Polo: fp = 3.18 MHz
Factor de Calidad del Polo: Qp = 0.629
Ancho de Banda a -3dB: fH = 2.83 MHz

```

Figura 15: Resultados Circuito VFA-CFA

### 3.2.3. Respuesta al Escalón

Continuando con el proceso de evaluación del sistema, se procede a estimar el *Margen de Fase* ( $M\varphi$ ) a partir de la observación de la *Respuesta al Escalón*, aprovechando las funciones útiles que ofrece *Matlab*. A continuación, se muestra la curva obtenida y los parámetros asociados. Seguido de esto, se efectúa el cálculo de  $M\varphi$  mediante el *Coeficiente de Amortiguamiento* ( $\zeta$ ) y el *Sobrepasamiento* ( $SO$ ).

### Código exportado

```

1 # =====
2 # RESPUESTA AL ESCALON UNITARIO
3 # =====
4 # De acuerdo a lo obtenido en MATLAB:
5 RiseTime = 1.1462e-07
6 TransientTime = 2.9591e-07
7 SettlingTime = 2.9591e-07
8 SettlingMin = 9.0603
9 SettlingMax = 10.3004
10 Overshoot = 3.0041
11 Undershoot = 0
12 Peak = 10.3004
13 PeakTime = 2.4275e-07

```

## Código exportado

```

1 # =====
2 # ESTIMACION DEL MARGEN DE FASE
3 # =====
4 # Calculamos Zeta (Coeficiente de Amortiguamiento):
5 Zeta = - np.log(Overshoot / 100) / np.sqrt(((np.pi)**2 + (np.log(
    Overshoot / 100))**2))
6 # Calculamos Mp:
7 Mp_step = np.degrees(np.arctan(2 * Zeta / (np.sqrt(np.sqrt(1 + 4
    * Zeta**4) - 2 * Zeta**2))))

```

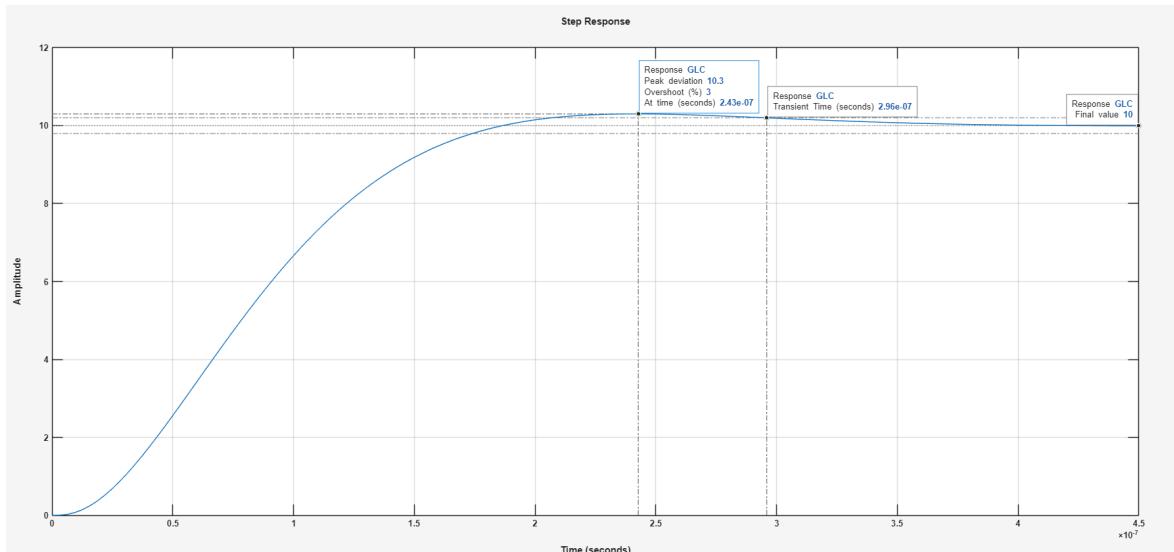


Figura 16: Respuesta al Escalón Circuito VFA-CFA

```

===== Resultados =====
Coeficiente de Amortiguamiento: Zeta = 0.74
Margen de Fase Estimado: Mp = 67.40°

```

Figura 17: Resultados Respuesta al Escalón Circuito VFA-CFA

### 3.2.4. Resultados

En función de los resultados, se pueden notar lo siguiente:

- El *Amplificador Compuesto* tiene un valor de  $Q_p$  igual a 0.629, que difiere en un 11 % en relación con el buscado de 0.707.
- Con respecto a las frecuencias de  $f_H$  y  $f_p$ , la relación entre ellas da como resultado un  $\Omega_H$  de 0.89, un valor que podría considerarse cercano al correspondiente para la condición de *MPM*, que es igual a 1. Teniendo en cuenta esto, el resultado tiene un desvío del 11 %.
- Asimismo, al revisar las frecuencias  $f_g$  y  $f_p$ , se tiene un valor de  $\Omega_G$  de aproximadamente 0.629, siendo bastante próximo al que se toma como referencia para el

caso de *MPM*, que es igual a 0.644.

- Finalmente, el *Margen de Fase* ( $M\varphi$ ) estimado es de  $67.4^\circ$ , pudiéndose considerar que se encuentra cerca del deseado de  $65^\circ$  debido a que se mantiene dentro de un rango de tolerancia aceptable de  $+/- 3\%$ .

### 3.2.5. Simulación del Circuito

De igual manera que para el *Circuito N°1*, a modo de verificar los resultados anteriores, se procede a realizar las simulaciones pertinentes. En ese sentido, se muestra a continuación el esquema circuitual del diseño obtenido en base a los componentes calculados.

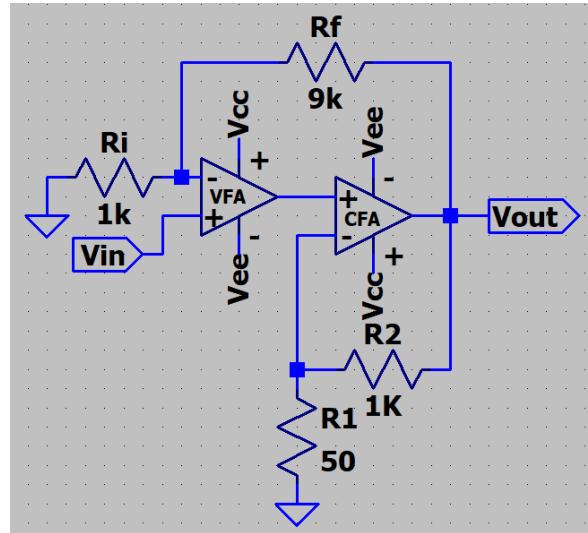


Figura 18: Circuito VFA-CFA

Para determinar la *Ganancia Global* del sistema, se aplica en la *Entrada del Circuito* ( $V_{in}$ ) una *Señal Senoidal* de Amplitud de 1 [V]. De acuerdo con el oscilograma proporcionado, se puede apreciar una Señal de Amplitud de 10 [V] en la *Salida* ( $V_{out}$ ), lo que verifica que la *Ganancia Global* es de 10 veces o 20 [dB].



Figura 19: Salida VFA-CFA

Continuando con las simulaciones, se realiza el *Barrido en Frecuencia* del circuito para así determinar el *Ancho de Banda de -3 [dB] a Lazo Cerrado* a través del *Diagrama de Bode*. En la siguiente curva se puede notar que la frecuencia para la cual se presenta una caída de 3 [dB] ( $f_H$ ) es de aproximadamente 2.64 [MHz], desviándose en un 6.7 % con respecto al valor calculado de 2.83 [MHz].

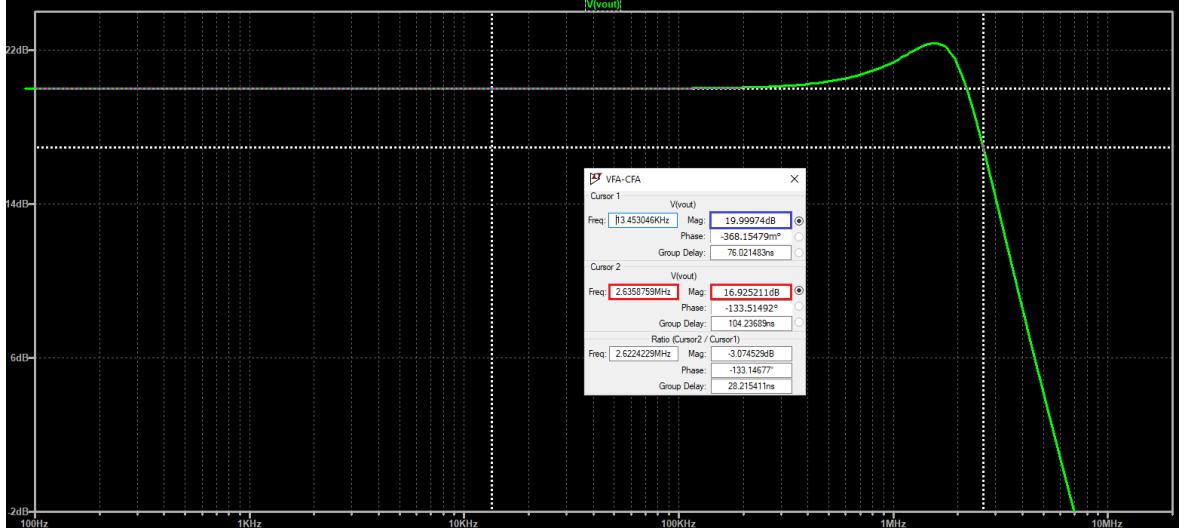


Figura 20: Respuesta en Frecuencia VFA-CFA

Como última simulación, se estima el *Margen de Fase* ( $M\varphi$ ) observando la *Respuesta al Escalón*. En la gráfica se detecta que la magnitud del Pico Máximo es muy cercana al *Valor de Establecimiento*, que es de 10. A partir de ambos datos, se calcula el *Sobrepasamiento* ( $SO$ ) y, posteriormente, el *Coeficiente de Amortiguamiento* ( $\zeta$ ). Finalmente, el  $M\varphi$  calculado es de aproximadamente  $67.11^\circ$ , un resultado bastante óptimo por su similitud al obtenido en *Matlab*, que es de  $67.4^\circ$ .

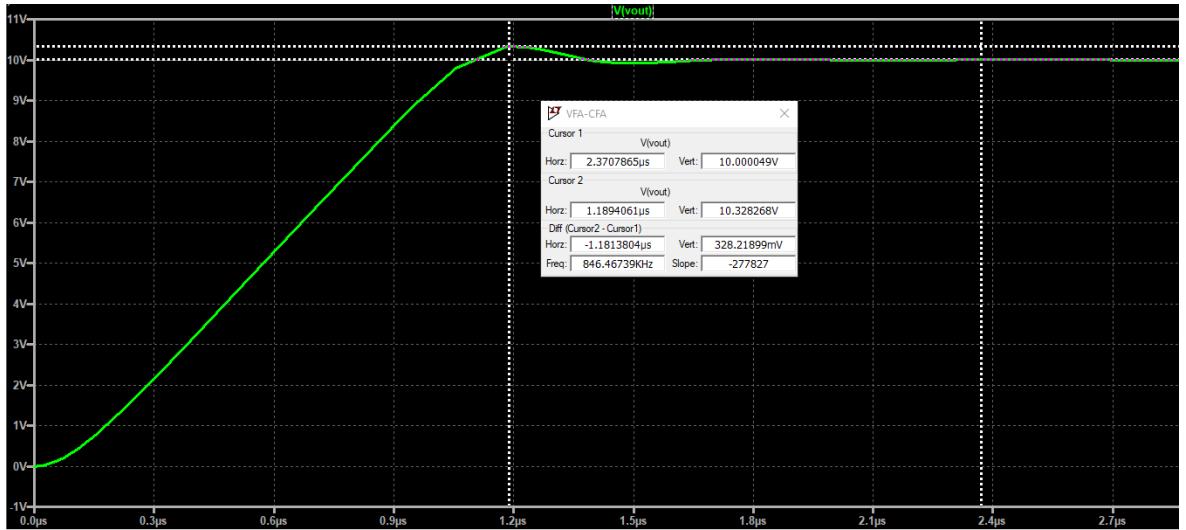


Figura 21: Respuesta al Escalón VFA-CFA

### 3.3. Circuito N°3: VFA - CFA (Cero-Polo)

#### 3.3.1. Diseño del Circuito

Este último diseño consiste en incluir un *Compensador Cero-Polo* al circuito anterior entre la *Salida del VFA* y la *Entrada del CFA*. Con respecto a las características de este compensador, se puede mencionar que, como su nombre lo indica, agrega un cero y un polo al sistema en ese orden, es decir, la *Frecuencia del Cero* ( $f_{zc}$ ) es menor a la *Frecuencia del Polo* ( $f_{pc}$ ); y que, además, tiene un *Efecto de Atenuación* ( $Comp(0)$ ) que resulta de la relación entre estas frecuencias. A continuación, se muestra el circuito del compensador, su *Función de Transferencia* y cómo se definen  $f_{zc}$ ,  $f_{pc}$  y  $Comp(0)$ .

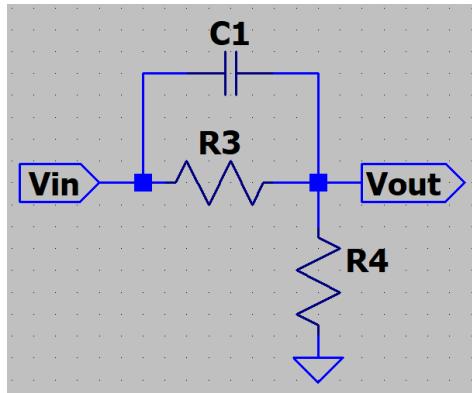


Figura 22: Compensador Cero-Polo

$$C(s) = Comp(0) \cdot \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{zc}[\text{Hz}]}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{pc}[\text{Hz}]}} \quad (29)$$

$$f_{zc} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R_3} \quad (30)$$

$$f_{pc} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R_3 // R_4} \quad (31)$$

$$Comp(0) = \frac{f_{zc}}{f_{pc}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (32)$$

Para dar inicio al diseño de este circuito, se parte del siguiente *Diagrama de Bloques* a fin de simplificar el *Método de Black* y así poder determinar la *Ganancia Global* requerida del sistema. El diagrama está conformado por:  $Ad(s)$  es la *Función de Transferencia del VFA a Lazo Abierto*,  $C(s)$  es la *Función de Transferencia del Compensador Cero-Polo*,  $Avf_2(s)$  es la *Función de Transferencia del CFA a Lazo Cerrado*, y finalmente,  $K$  es la *Cantidad de Realimentación*.

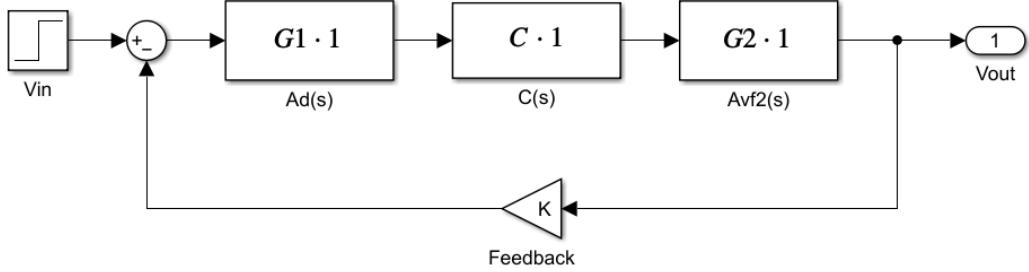


Figura 23: Amplificador Compuesto

Sus expresiones son las siguientes:

$$Ad(s) = \frac{100000}{(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 10[\text{Hz}]}) \cdot (1 + \frac{s}{2\pi \cdot 5.06 \cdot 10^6[\text{Hz}]})} \quad (33)$$

$$C(s) = Comp(0) \cdot \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{zc}[\text{Hz}]}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{pc}[\text{Hz}]}} \quad (34)$$

$$Avf_2(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{px}[\text{Hz}]}} \quad (35)$$

$$K = \frac{R_f}{R_i + R_f} \quad (36)$$

A continuación, siguiendo el *Método de Black*, se calcula la *Ganancia a Lazo Abierto* (*GLA*) y la *Ganancia de Lazo* (*T*).

$$GLA = \left. \frac{V_o}{V_{in}} \right|_{V_{o'}=0} = Ad(s) \cdot C(s) \cdot Avf_2(s) \quad (37)$$

$$T = \left. \frac{V_o}{V_{o'}} \right|_{V_{in}=0} = -K \cdot Ad(s) \cdot C(s) \cdot Avf_2(s) = -K \cdot GLA \quad (38)$$

En base a lo obtenido, se puede observar que, a pesar de haber agregado el *Compensador*, la *Ganancia Global* del circuito continúa dependiendo únicamente de la *Red de Realimentación*; por lo tanto, se sigue cumpliendo la relación entre las resistencias de dicha red y se pueden utilizar los valores definidos para los diseños anteriores.

$$\begin{aligned} Avfi &= \left| \frac{GLA}{T} \right| = \frac{1}{K} = 1 + \frac{R_f}{R_i} = 10 \\ \frac{R_f}{R_i} &= 9 \end{aligned} \quad (39)$$

En cuanto a las especificaciones para este *Amplificador Compuesto*, se pide que la *Frecuencia del Cero del Compensador* ( $f_{zc}$ ) sea tal que cancele la *Frecuencia del Segundo Polo del VFA* ( $f_{p2}$ ), y que la *Frecuencia del Polo del Compensador* ( $f_{pc}$ ) se ubique a una octava de  $f_{zc}$ . En ese sentido, las frecuencias  $f_{zc}$  y  $f_{pc}$  tienen los valores de 5.06 [MHz] y 10.12 [MHz] respectivamente, y, por lo tanto, la atenuación  $Comp(0)$  sería igual a 0.5.

$$Comp(0) = \frac{f_{zc}}{f_{pc}} = \frac{1}{2} \quad (40)$$

$$C(s) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 5,06 \cdot 10^6 [Hz]}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 10,12 \cdot 10^6 [Hz]}} \quad (41)$$

Teniendo en cuenta el dato de la atenuación, se puede establecer la siguiente relación entre las resistencias  $R_3$  y  $R_4$  asociadas al *Compensador*.

$$\begin{aligned} Comp(0) &= \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{1}{2} \\ \frac{R_3}{R_4} &= 1 \end{aligned} \quad (42)$$

Posteriormente, definiendo un valor típico para las resistencias como  $1 [k\Omega]$ , se procede a calcular el capacitor  $C$  de la red mediante la expresión de  $f_{zc}$ . De esta manera, se finaliza con el diseño del Compensador.

$$\begin{aligned} R_3 &= R_4 = 1 [k\Omega] \\ f_{zc} &= \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R_3} = 5,06 [MHz] \\ C &= 31,45 [pF] \end{aligned} \quad (43)$$

Otro detalle en la consigna es que, debido a la atenuación producida por el *Compensador* en la *Ganancia de Lazo Abierto* del sistema, se pide ajustar adecuadamente la *Red de Realimentación* asociada al *CFA*, para compensar dicha atenuación. Entonces, teniendo en cuenta que  $Comp(0)$  equivale a 0.5,  $Avf_2(0)$  debería duplicar su valor actual, pasando de ser una *Ganancia* de 20 veces a una de 40. Esto último implica modificar las resistencias de su propia red de realimentación

Continuando con la idea anterior, dado que el amplificador en cuestión es de *Tecnología CFA*, es posible ajustar la ganancia del mismo manteniendo la ubicación en frecuencia del polo asociado. Esto se logra modificando  $R_1$  y dejando  $R_2$  fija.

$$\begin{aligned} Avf_2(0) &= 1 + \frac{R_2}{R_1} \\ R_1 &= 25,5 [\Omega] \end{aligned} \quad (44)$$

De esta manera, se da por terminada la etapa del diseño, y ahora corresponde evaluar la misma a través de las características trabajadas en los otros circuitos. Los cálculos anteriores fueron desarrollados mediante el código que se muestra a continuación. Asimismo, se adjuntan los *Diagramas de Bode* de los bloques que constituyen el *Circuito Global*.

## Código exportado

```
1 # =====
2 # PAQUETES
3 # =====
4 import numpy as np
5 import sympy as sp
6 from scipy.signal import ZerosPolesGain, TransferFunction, bode
7 import pandas as pd
8 import matplotlib.pyplot as plt
9 # =====
10 # CARACTERISTICAS LM324
11 # =====
12 Ad0_dB      = 100          # Ganancia Diferencial en dB
13 Ad0_veces   = 100E3        # Ganancia Diferencial en veces
14 fT          = 1e6           # Frecuencia de Cruce
15 fp1         = 10            # 1er Polo
16 fp2         = 5.06E6        # 2do Polo
17 # =====
18 # CARACTERISTICAS LM6181
19 # =====
20 RT          = 2.37E6        # Transresistencia
21 CT          = 4.8E-12        # Transcapacitancia
22 fpx         = 33.34E6        # Polo del CFA sin Compensador
23 Avf2        = 20            # Ganancia del CFA sin Compensador
24 R2          = 994.6          # R2 de A02 sin Compensador
25 R1          = 52.3           # R1 de A02 sin Compensador
26 # =====
27 # ESPECIFICACIONES
28 # =====
29 Avf_dB      = 20            # Ganancia de Lazo Cerrado en dB
30 Avf_veces   = 10            # Ganancia de Lazo Cerrado en veces
31 # =====
32 # COMPENSADOR CERO - POLO
33 # =====
34 fzc          = 5.06E6        # Cero, cancela 2do Polo del VFA
35 fpc          = 2 * 5.06E6     # Polo, a una Octava del Cero
36 Comp = fzc / fpc          # Atenuacion producida por el Compensador
37
38 # Para ubicar adecuadamente fzc y fpc
39 # Se debe cumplir que: R3 = R4
40 # siendo: R3 -> Resistencia en Paralelo al Capacitor
41 #           R4 -> Resistencia a Masa
42 R3 = 1E3
43 R4 = 1E3
44 # Y para hallar C:
45 C = 1 / (2 * np.pi * fzc * R3)      # Capacitor
46
47 # =====
48 # AMPLIFICADOR COMPUESTO
49 # =====
50 # =====
51 # DESARROLLOS
52 # =====
53 # Para lograr una Ganancia de Lazo Cerrado de 20 [dB]
54 # Se debe cumplir que: Rf = 9 * Ri
55 Ri = 1E3                      # Resistencia Ri
56 Rf = 9 * Ri                    # Resistencia Rf
```

## Código exportado

```

1 # Entonces:
2 K = Ri / (Ri + Rf)    # Cantidad de Realimentacion
3
4 # Para compensar la Atenuacion
5 Avf2 = Avf2 / Comp
6 # Entonces:
7 R2 = 994.6             # Manteniendo ubicacion de fpx
8 R1 = R2 / (Avf2 - 1)   # Nuevo valor de R1 de A02

```

```

===== AO1 =====
Ri = 1 kΩ
Rf = 9 kΩ
1/K = 10 veces
===== AO2 =====
R1 = 25.5 Ω
R2 = 994.6 Ω
Avf2 = 40 veces
fpx = 33.34 MHz
===== Compensador =====
R3 = 1 kΩ
R4 = 1 kΩ
C = 31.45 pF
Atenuación = 0.5 veces
fzc = 5.06 MHz
fpc = 10.12 MHz

```

Figura 24: Componentes Circuito VFA-CFA Cero-Polo

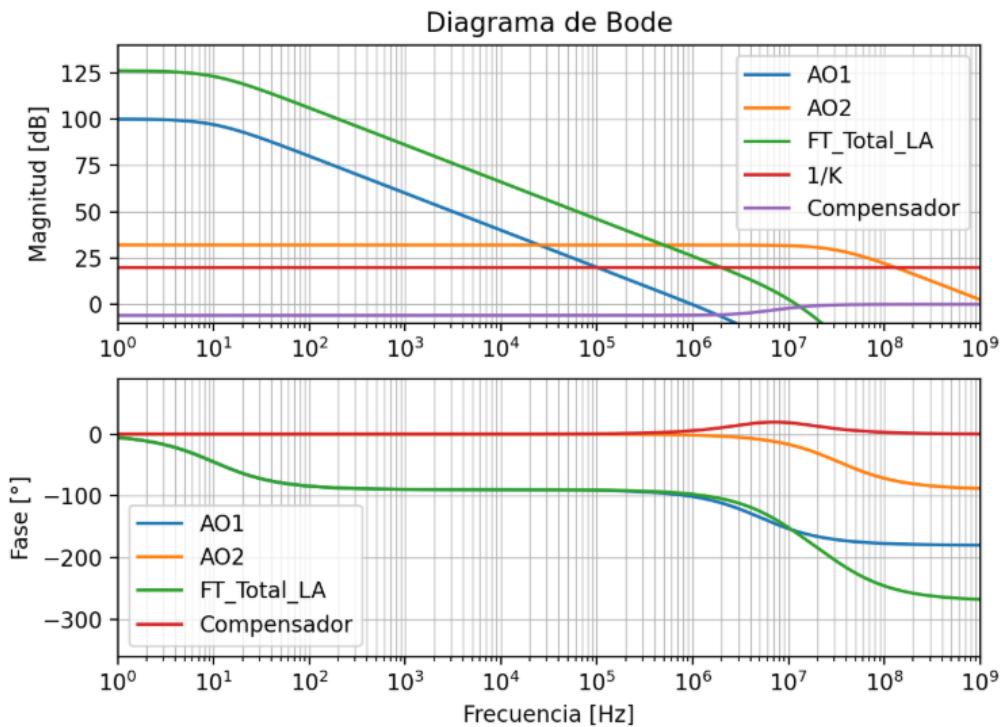


Figura 25: Magnitud y Fase Circuito VFA-CFA Cero-Polo

### 3.3.2. Cálculo de Parámetros

Se da inicio a este apartado calculando, primeramente, el *Margen de Fase* ( $M\varphi$ ) del circuito mediante el siguiente desarrollo. En el mismo, se tienen en cuenta las frecuencias del *Primer Polo del VFA* ( $f_{p1}$ ), del *Polo del Compensador* ( $f_{pc}$ ) y del *Polo del CFA* ( $f_{px}$ ). Con respecto a la *Frecuencia Crítica* ( $f_g$ ), se mantiene el valor de 2 [MHz].

$$M\varphi = 180 - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{p1}}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{pc}}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{px}}\right) = 75,39 \quad (45)$$

Una vez obtenido el  $M\varphi$  se procede a calcular el resto de los parámetros característicos: *Ganancia de Lazo* ( $T_0$ ), *Frecuencia del Polo* ( $f_p$ ), *Distancia entre Polos* ( $D_p$ ), *Factor de Calidad del Polo* ( $Q_p$ ) y *Ancho de Banda a -3[dB]* del Sistema a Lazo Cerrado ( $f_H$ ).

De igual manera que en el diseño anterior, se utilizan las mismas expresiones definidas en el *Circuito N°1*, teniendo en cuenta las frecuencias  $f_{p1}$  y  $f_{pc}$ . Seguidamente, se muestra el código utilizado para efectuar los cálculos.

#### Código exportado

```

1 # Hallar fg por GBW:
2 fg = Ad0_veces * Avf2 * Comp * fp1 * K
3 # El Mp queda:
4 Mp_s = (np.radians(180 - 90) - np.arctan(fg / fpx) - np.arctan(fg
   / fpc)) * 180 / np.pi
5
6 # Calculos Sistema Compuesto
7 To = K * Ad0_veces * Avf2 * Comp      # Ganancia de Lazo
8 fp = np.sqrt(To * fp1 * fpc)            # Frecuencia de Polo
9 Dp = fpc / fp1                         # Distancia entre Polos
10 Qp_s = np.sqrt(To / Dp)                # Factor de Calidad del
    Polo
11 fH = 10**((3 / 20) * fg)              # Ancho de Banda a -3dB

```

```

=====
Resultados =====
Ancho de Banda Potencial: fg = 2 MHz
Ganancia de Lazo: To = 200000 veces
Distancia entre Polos: Dp = 1012000
Frecuencia del Polo: fp = 4.50 MHz
Factor de Calidad del Polo: Qp = 0.445
Ancho de Banda a -3dB: fH = 2.83 MHz
Margen de Fase: Mp = 75.39

```

Figura 26: Resultados Circuito VFA-CFA Cero-Polo

### 3.3.3. Respuesta al Escalón

Siguiendo con la estimación del  $M\varphi$  a partir de la *Respuesta al Escalón*, se obtuvo la siguiente curva. De acuerdo con la misma, se puede observar que, a diferencia de los circuitos anteriores, esta vez no se produce un *Sobrepasamiento (SO)* y, por lo tanto, tampoco existe un *Coeficiente de Amortiguamiento ( $\zeta$ )*. De hecho, se podría decir que la curva resultante sugiere que el diseño del *Amplificador Compuesto*, junto con un *Compensador*, se comporta como si se tratara de un *Sistema de Primer Orden*, es decir, de un Único Polo. Más adelante se buscará comparar este resultado con la *Simulación en LTspice*.

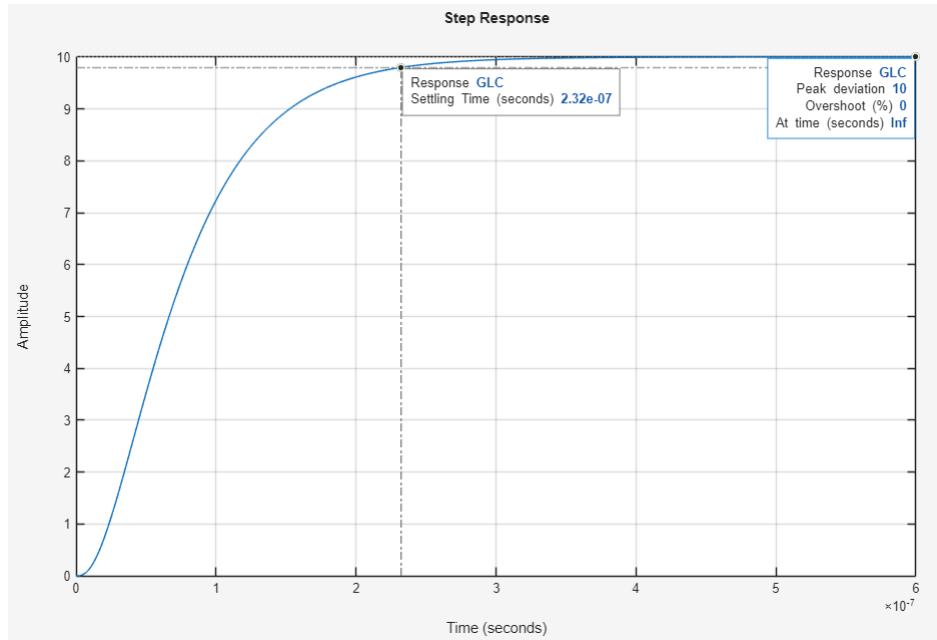


Figura 27: Respuesta al Escalón Circuito VFA-CFA Cero-Polo

### 3.3.4. Resultados

En base al desarrollo anterior, se realizan las siguientes observaciones:

- El circuito posee un valor de  $Q_p$  de 0.445, el cual difiere bastante del asociado a la condición de *MPM*, que es de 0.707. Sin embargo, podría decirse que tiene cierta proximidad al valor de  $Q_p$  de 0.577, que corresponde a la condición de *Máxima Planicidad de Retardo (MPR)* y presenta un desvío del 22.88 % con respecto a este último.
- Pasando a hablar de las frecuencias  $f_H$  y  $f_p$ , el parámetro  $\Omega_H$ , que se define por la relación entre ellas, es aproximadamente igual a 0.63, lo cual, nuevamente, está bastante alejado del valor necesario para la condición *MPM*; sin embargo, tiene cierta tendencia al  $\Omega_H$  asociado a la condición *MPR*, que es de 0.786. La discrepancia con respecto a este valor es de 19.85 %.
- Continuando con el análisis, el parámetro  $\Omega_G$ , que resulta de la relación entre las frecuencias  $f_g$  y  $f_p$ , está alrededor de 0.44. Este valor difiere aproximadamente en un 20 % en relación al  $\Omega_G$  de 0.55, que corresponde a la condición de *MPR*.

- Para cerrar este apartado, el *Margen de Fase* ( $M\varphi$ ) del *Circuito Global* calculado equivale a  $75.39^\circ$ , el cual se acerca bastante al límite superior, teniendo en cuenta un rango de tolerancia de  $+/- 3^\circ$ , del  $M\varphi$  que se cumple en la condición *MPR*, que es  $72.2^\circ$ .

### 3.3.5. Simulación del Circuito

Nuevamente, se procede a evaluar los resultados obtenidos utilizando como herramienta las simulaciones. A continuación, se presenta el circuito resultante, armado en función de los componentes calculados previamente.

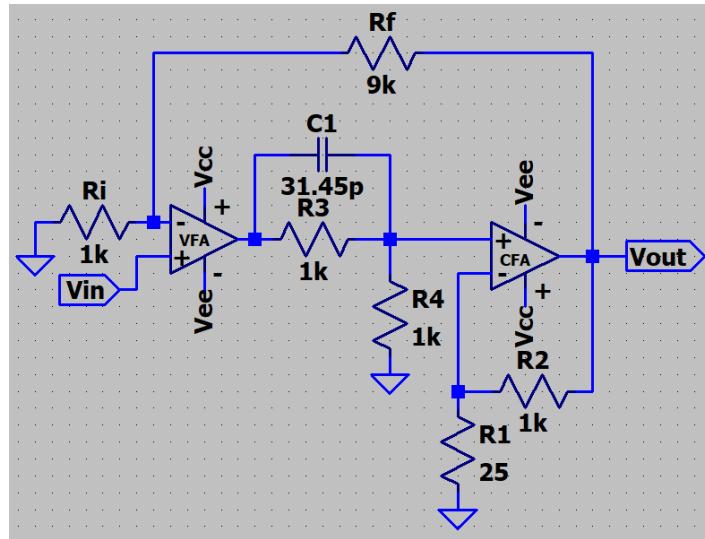


Figura 28: Circuito VFA-CFA Cero-Polo

A fin de conocer la *Ganancia Global*, se inyecta en la *Entrada del Circuito* ( $V_{in}$ ) una *Señal Senoidal* de Amplitud igual a 1 [V]. Se puede notar que la *Señal de Salida* ( $V_{out}$ ) tiene una amplitud igual a 10 [V], lo que indica que la *Ganancia Global* es de 10 veces o 20 [dB].

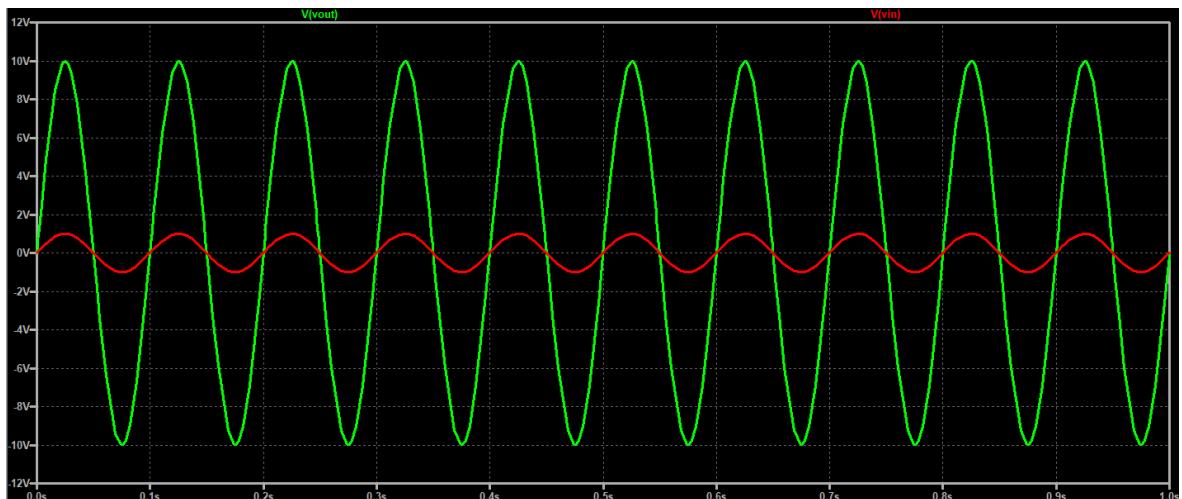


Figura 29: Salida VFA-CFA Cero-Polo

La siguiente simulación consiste en obtener el *Diagrama de Bode* del circuito. En la siguiente curva se observa que la frecuencia que determina el Ancho de Banda a -3 [dB] ( $f_H$ ) es de aproximadamente 2.92 [MHz], la cual difiere en un 3.2 % en relación con el valor calculado de 2.83 [MHz].

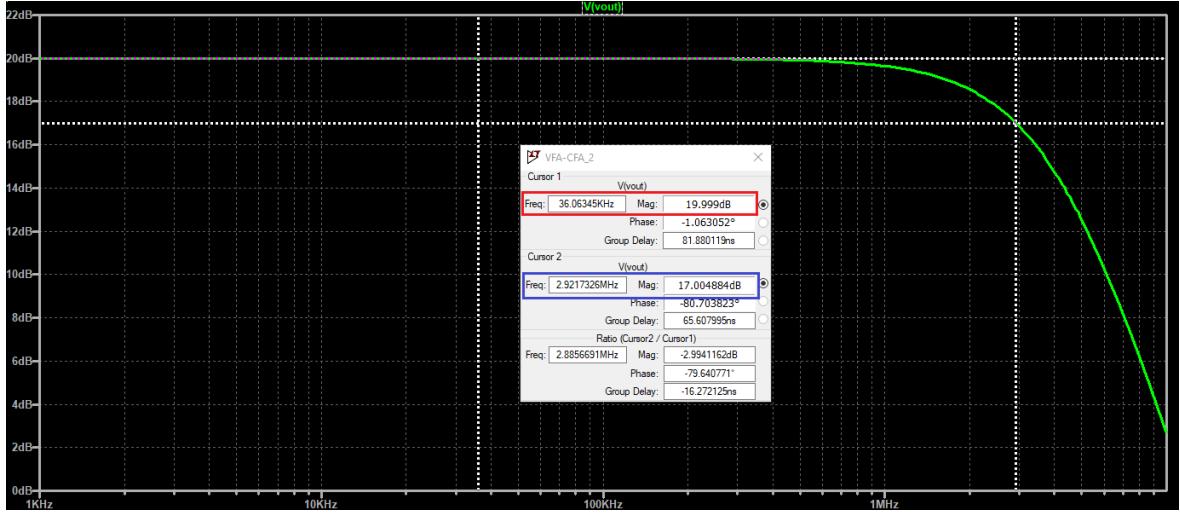


Figura 30: Respuesta en Frecuencia VFA-CFA Cero-Polo

Para terminar este estudio, se realiza la estimación del *Margen de Fase* ( $M\varphi$ ) en función de la *Respuesta al Escalón*. La curva proporcionada por el *Simulador LTspice* muestra un *Pico Máximo* de un valor bastante pequeño; prácticamente, se podría considerar al *Circuito Global* como un *Sistema de Primer Orden*. Teniendo en cuenta el valor anterior, es posible estimar el valor de  $M\varphi$  en función de los parámetros conocidos. Lo anterior conduce a un  $M\varphi$  de aproximadamente 71.78°. Este resultado difiere en un 4.8 % del calculado de 75.39°; sin embargo, cabe destacar que se encuentra dentro del rango de +/- 3° con respecto al valor correspondiente a *MPR* de 72.2°.

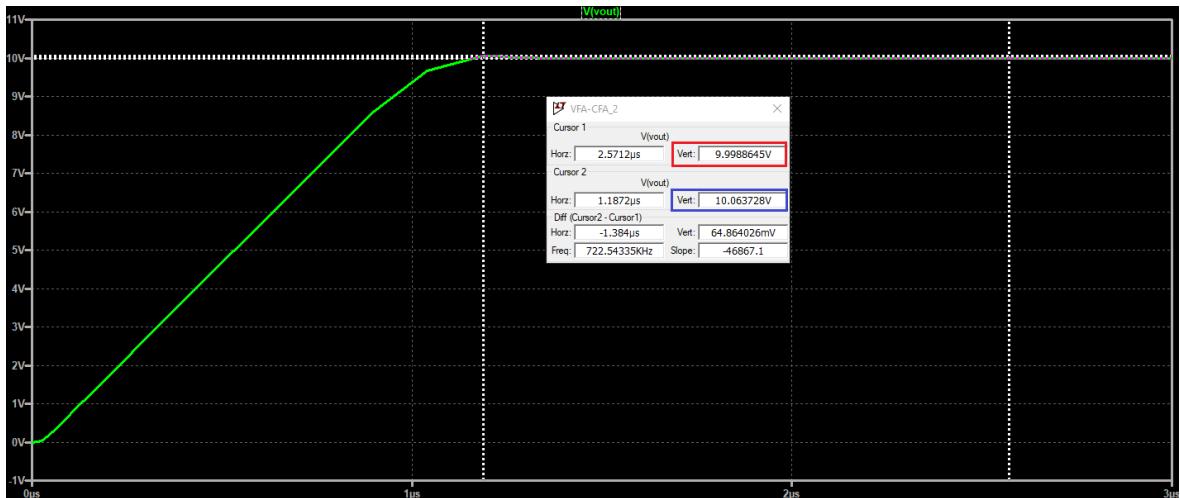


Figura 31: Respuesta al Escalón VFA-CFA Cero-Polo

### Código exportado

```
1 # =====
2 #   RESPUESTA AL ESCALON UNITARIO
3 # =====
4 # De acuerdo a lo obtenido en LTspice:
5 Peak          = 10.063728
6 Overshoot     = (Peak - 10) / 10 * 100
7 # =====
8 #   RESPUESTA AL ESCALON UNITARIO
9 # =====
10 # Calculamos Zeta (Coeficiente de Amortiguamiento):
11 Zeta = - np.log(Overshoot / 100) / np.sqrt(((np.pi)**2 + (np.log(
    Overshoot / 100))**2))
12
13 # Calculamos Mp:
14 Mp_step = np.degrees(np.arctan(2 * Zeta / (np.sqrt(np.sqrt(1 + 4
    * Zeta**4) - 2 * Zeta**2))))
```

```
===== Resultados =====
Coeficiente de Amortiguamiento: Zeta = 0.85
Margen de Fase Estimado: Mp = 71.78°
```

Figura 32: Resultados Respuesta al Escalón Circuito VFA-CFA Cero-Polo

## 4. Conclusión

En este laboratorio se abordó el diseño de *Amplificadores Compuestos* con el objetivo de aplicar los conceptos aprendidos de *Compensación*. Tanto para el *Primer* como para el *Segundo Diseño*, no fue necesario agregar un compensador propiamente dicho; sino que bastó con seleccionar adecuadamente los componentes asociados para lograr el funcionamiento en condiciones cercanas a *MPM*. En cambio, para el *Tercer Diseño*, la consigna exigía incluir un *Compensador Cero-Polo* y estudiar los efectos que producía en el circuito.

A modo de realizar un recorrido por los tres diseños trabajados: el *Circuito N°1*, conformado por *Amplificadores de Tecnología VFA*, de acuerdo con los resultados, tanto en los cálculos como en la simulación, presentó un *Margen de Fase ( $M\varphi$ )* que se acercaba por debajo al buscado de  $65^\circ$ ; posteriormente, el *Circuito N°2*, al reemplazar uno de los *VFA* por un *Amplificador de Tecnología CFA*, el  $M\varphi$  obtenido en los cálculos y en la simulación, mostró un valor ligeramente por encima de  $65^\circ$ ; sin embargo, se mantenía en el rango de tolerancia de  $+/- 3$ ; finalmente, al agregar el *Compensador Cero-Polo* para el *Circuito N°3*, nuevamente, los cálculos y simulaciones evidencianaron un incremento en el  $M\varphi$ , esta vez siendo notablemente mayor a  $65^\circ$  y aproximándose a la condición de *MPR*.

Además, el trabajo permitió incorporar herramientas de análisis y simulación, principalmente *Python* para el procesamiento de datos y *LTspice* para simulaciones circuítulas, lo que potenció la comprensión y validación de los diseños y enriqueció el proceso formativo.