



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

1. Introducción	2
2. Objetivos	2
3. Desarrollo	3
3.1. Circuito N°1: VFA - VFA	3
3.1.1. Diseño del Circuito	3
3.1.2. Cálculo de Parámetros	6
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	24
3.3.3. Respuesta al Escalón	25
3.3.4. Resultados	26
3.3.5. Simulación del Circuito	27
4. Conclusión	29

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_T)* 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_p)* esté alrededor de 0.707

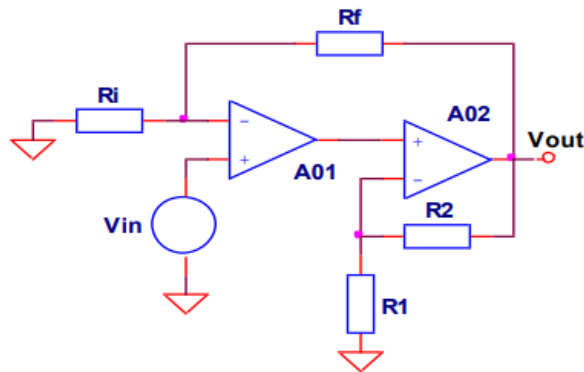


Figura 1: Amplificador Compuesto

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

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

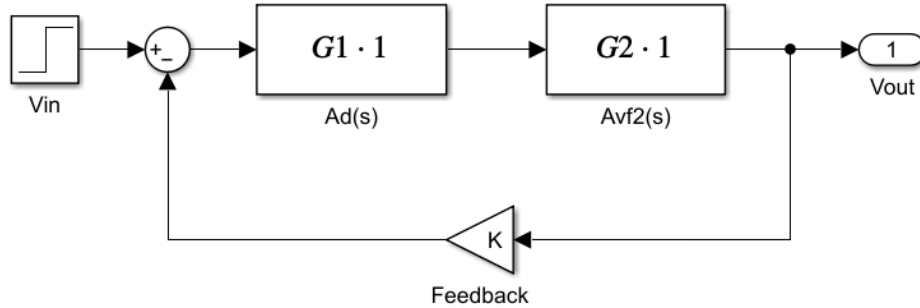


Figura 2: Amplificador Compuesto

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

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

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

Esta representación facilita la resolución del *Método de Black* ya que se puede observar que la *Ganancia de Lazo Cerrado* del sistema 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.

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

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

$$Avfi = \frac{GLA}{|T|} = \frac{1}{K} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (6)$$

$$\frac{R_f}{R_i} = 9 \quad (7)$$

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* ($M\varphi$) e igualarlo al valor deseado de 65° . Además, dado que la *Frecuencia Crítica del Sistema* (f_g) es mucho mayor en relación con la *Frecuencia del 1er Polo del AO1* (f_{p1}), se aproxima el término arcotangente de las mismas a 90° . De este modo, se halla la relación entre la *Frecuencia Crítica* (f_g) y la *Frecuencia del Polo del AO2* (f_{px}) necesaria para cumplir con la igualdad de la ecuación.

$$M\varphi = 180 - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{p1}}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{px}}\right) = 90 - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{px}}\right) = 65 \quad (8)$$

$$\frac{f_g}{f_{px}} = 0,4663 \quad (9)$$

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.

$$Ad(0) \cdot Avf_2(0) \cdot f_{p1} = \frac{1}{K} \cdot f_g \quad (10)$$

$$Avf_2(0) \cdot f_{px} = f_T \quad (11)$$

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.

$$f_g = 215,94[kHz] \quad (12)$$

$$f_{px} = 463,09[kHz] \quad (13)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 1,159 \quad (14)$$

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:  $R_f = 9 * R_i$ 
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:  $f_g / f_{px} = 0.4663$ 
40 # siendo:  $f_g \rightarrow$  Punto Critico
41 #           $f_{px} \rightarrow$  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
47
48 # Para ubicar fpx en el punto calculado
49 # Se debe cumplir que  $R_2 = 1.159 * R_1$ :
50 R2_R1 = (fT / fpx) - 1
51
52 # Entonces:
53 R1 = 1E3          # R1 de la Red de Realimentacion de A02
54 R2 = R2_R1 * R1   # R2 de la Red de Realimentacion de A02
55 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

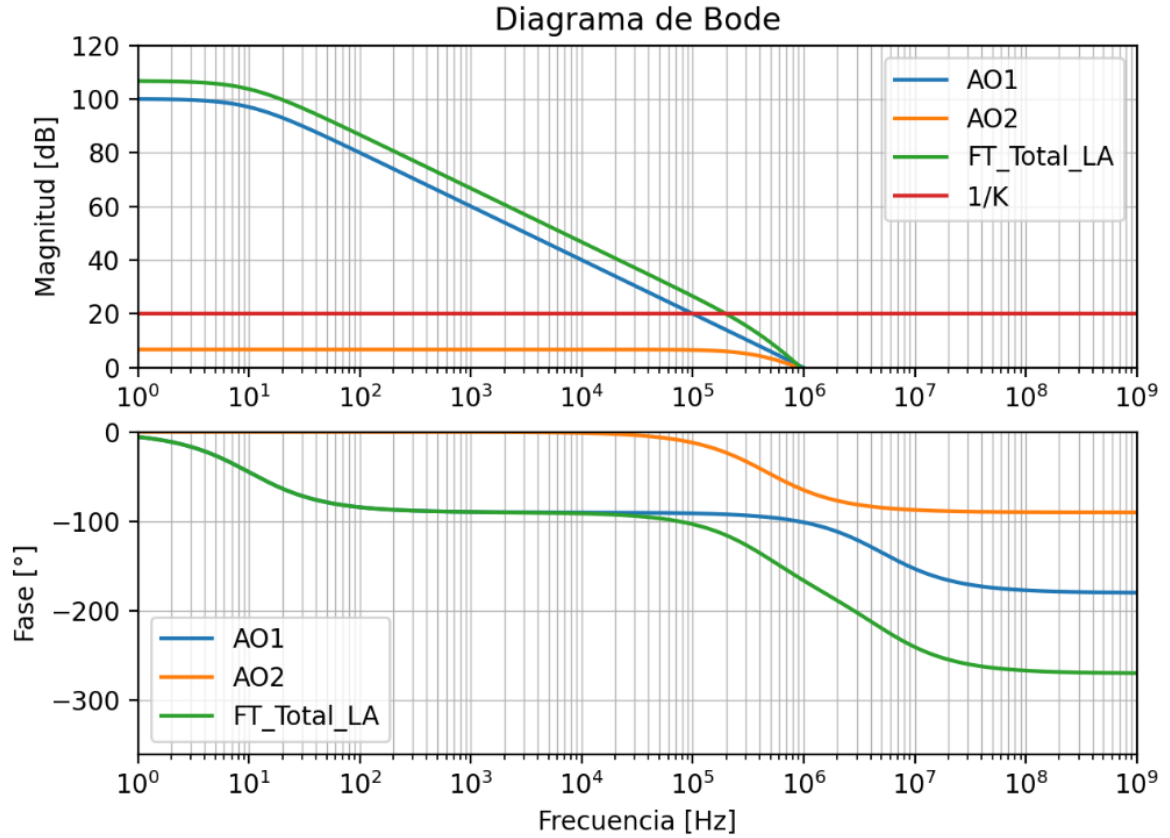


Figura 4: Magnitud y Fase Circuito VFA-VFA

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.

$$T_0 = K \cdot Ad(0) \cdot Avf_2(0) \quad (15)$$

$$f_p = \sqrt{T_0 \cdot f_{p1} \cdot f_{px}} \quad (16)$$

$$D_p = \frac{f_{px}}{f_{p1}} \quad (17)$$

$$Q_p = \sqrt{\frac{T_0}{D_p}} \quad (18)$$

$$\frac{-3}{\log f_H - \log f_g} = -20[dB] \quad (19)$$

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 *Coefficiente de Amortiguamiento* (ζ) 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.

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

```


3.1.3. Respuesta al Escalón

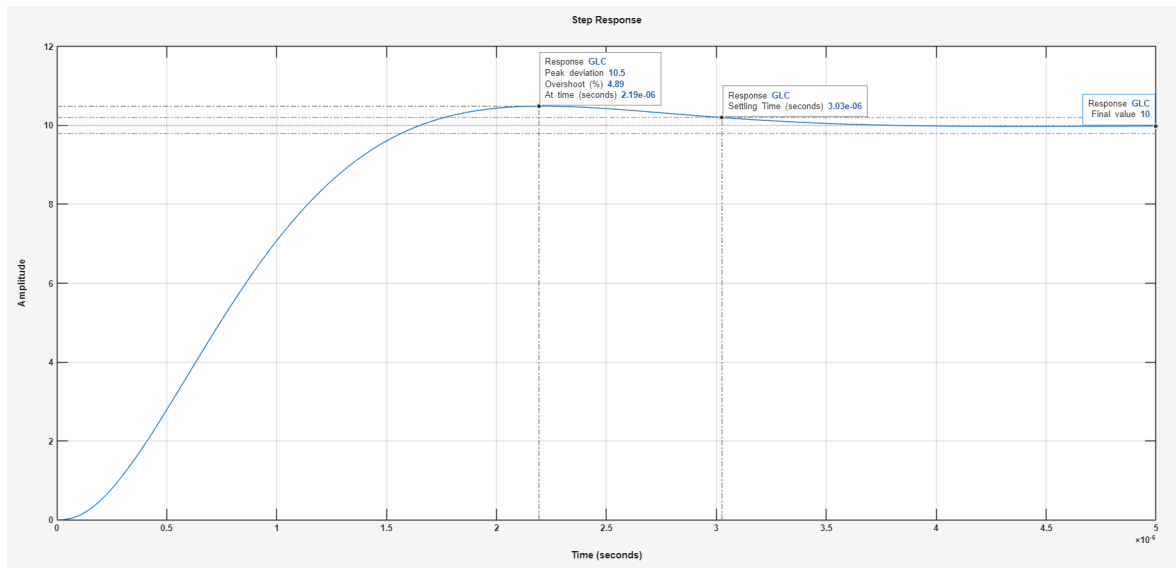


Figura 6: Respuesta al Escalón Circuito VFA-VFA

$$\zeta = -\frac{\ln SO}{\sqrt{\pi^2 + (\ln SO)^2}} \quad (20)$$

$$M\varphi = \arctan\left(\frac{2 \cdot \zeta}{\sqrt{\sqrt{1 + 4 \cdot \zeta^4} - 2\zeta^2}}\right) \quad (21)$$

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 Ω_H de aproximadamente 0.96, siendo un buen indicio, ya que para la condición de *MPM*, el Ω_H tiene un valor de 1.
- Siguiendo la misma línea, el valor de Ω_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° , un resultado muy cercano al buscado de 65° .

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.

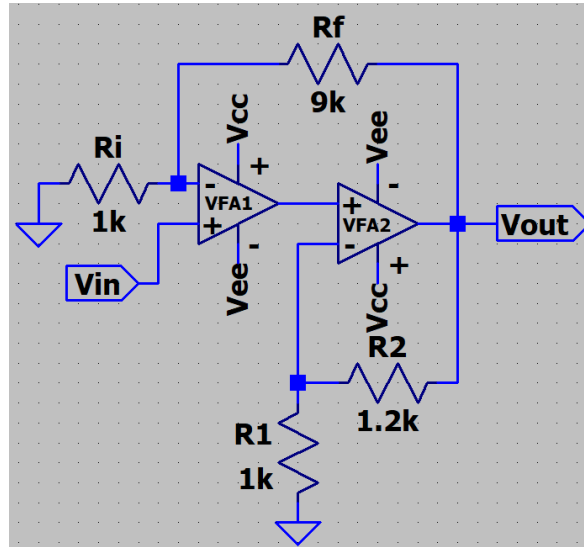


Figura 8: Circuito VFA-VFA

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.

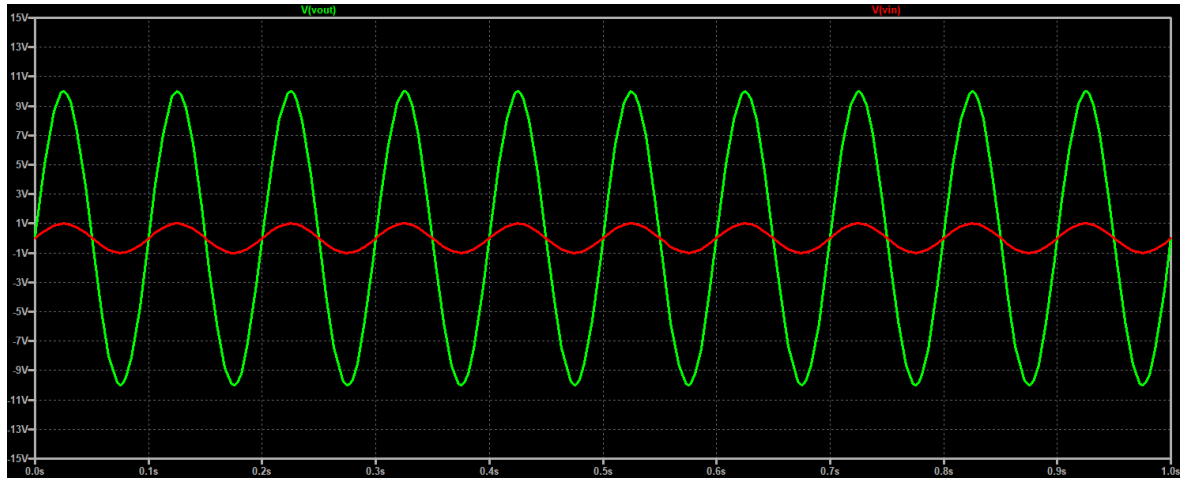


Figura 9: Salida VFA-VFA

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].

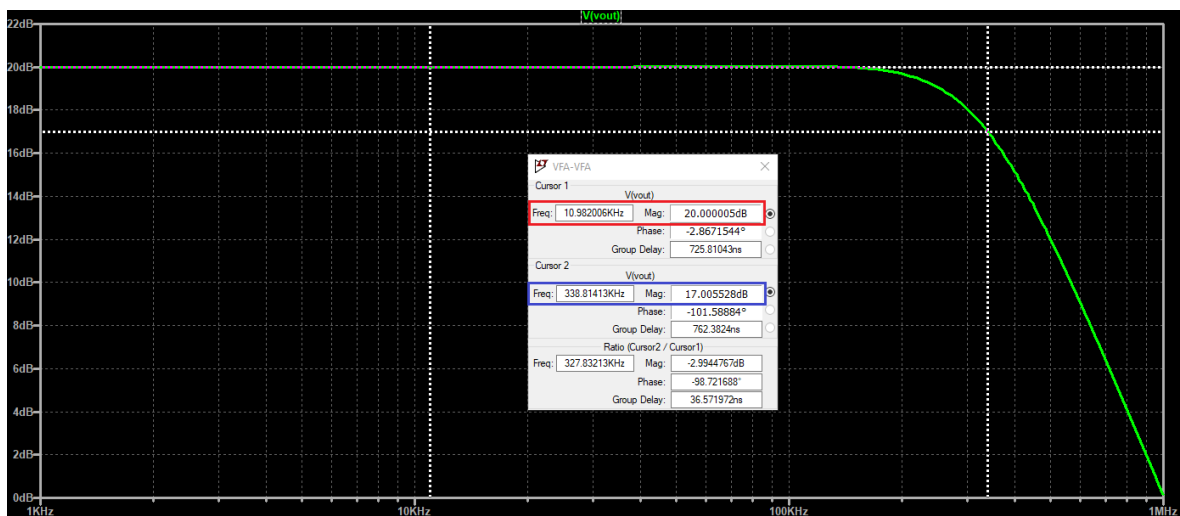


Figura 10: Respuesta en Frecuencia VFA-VFA

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 *Coefficiente de Amortiguamiento* (ζ). Utilizando las expresiones correspondientes, esto trae consigo una estimación de $M\varphi$ de aproximadamente 64.49° , un resultado bastante cercano al calculado de 64.77° y, por lo tanto, al buscado de 65° para MPM .

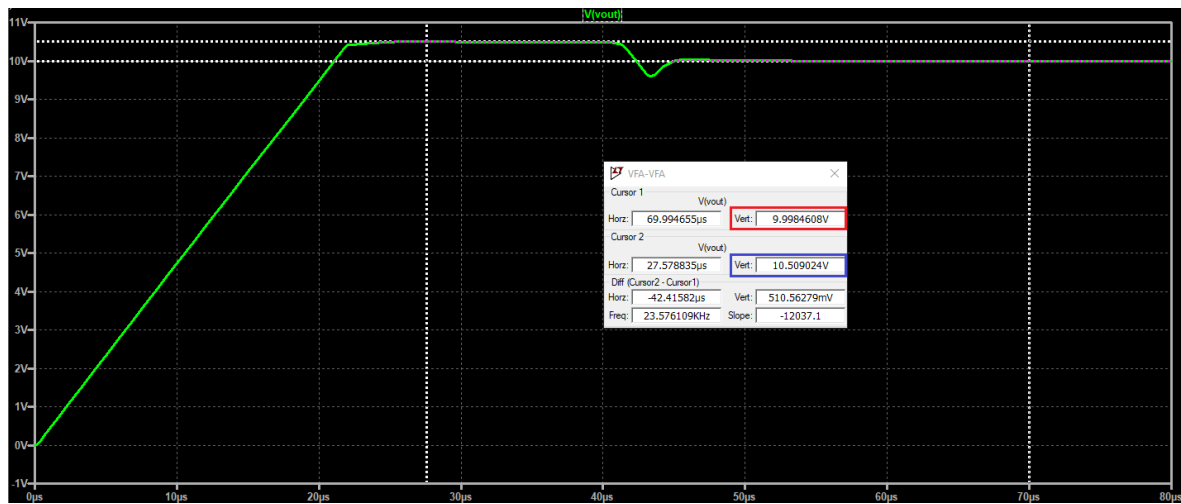


Figura 11: Respuesta al Escalón VFA-VFA

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[MΩ]
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*.

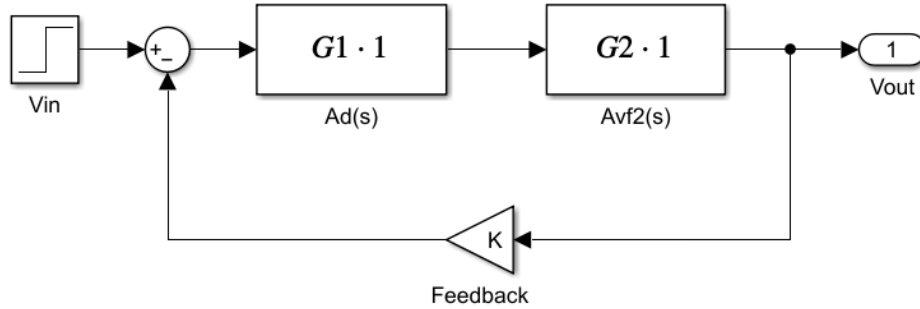


Figura 12: Amplificador Compuesto

$$Ad(s) = \frac{100000}{\left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 10^4 [Hz]}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 5,06 \cdot 10^6 [Hz]}\right)} \quad (22)$$

$$Avf_2(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{px} [Hz]}} \quad (23)$$

$$K = \frac{R_i}{R_i + R_f} \quad (24)$$

De acuerdo con el diagrama, se puede notar que la *Ganancia Global* del sistema, al igual que 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.

$$GLA = \left. \frac{V_o}{V_{in}} \right|_{V_{o'}=0} = Ad(s) \cdot Avf_2(s) \quad (25)$$

$$T = \left. \frac{V_o}{V_{o'}} \right|_{V_{in}=0} = -K \cdot Ad(s) \cdot Avf_2(s) \quad (26)$$

$$Avfi = \frac{GLA}{|T|} = \frac{1}{K} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (27)$$

$$\frac{R_f}{R_i} = 9 \quad (28)$$

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° . 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 $5.06[\text{MHz}]$, es necesario incluirlo en el cálculo de $M\varphi$.

$$M\varphi = 180 - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{p1}}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{p2}}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{px}}\right) = 65 \quad (29)$$

$$f_{px} = 33,33[\text{MHz}] \quad (30)$$

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.

$$f_{px} = \frac{1}{2\pi \cdot C_T \cdot R_2} \quad (31)$$

$$R_2 = 994,7[\Omega] \quad (32)$$

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.

$$Ad(0) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot f_{p1} = \frac{1}{K} \cdot f_g \quad (33)$$

$$R_1 = 52,35[\Omega] \quad (34)$$

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:  $R_f = 9 * R_i$ 
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
49 # Se sabe que:  $fpx = 1 / (2 * \pi * CT * R2)$ 
50 # Entonces:
51 R2 = 1 / (2 * np.pi * CT * fpx)      #   R2 de Red de A02
52
53 # Y por GBW:
54 R1  = R2 / ((fg / Ad0_veces) - 1)     #   R1 de Red de A02
55 Avf2 = 1 + R2 / R1                    #   Ganancia Lazo Cerrado A02

```

```

===== AO1 =====
Ri = 1 kΩ
Rf = 9 kΩ
1/K = 10 veces
===== AO2 =====
R1 = 52.3 Ω
R2 = 994.6 Ω
Avf2 = 20 veces
fpx = 33.34 MHz

```

Figura 13: Componentes Circuito VFA-CFA

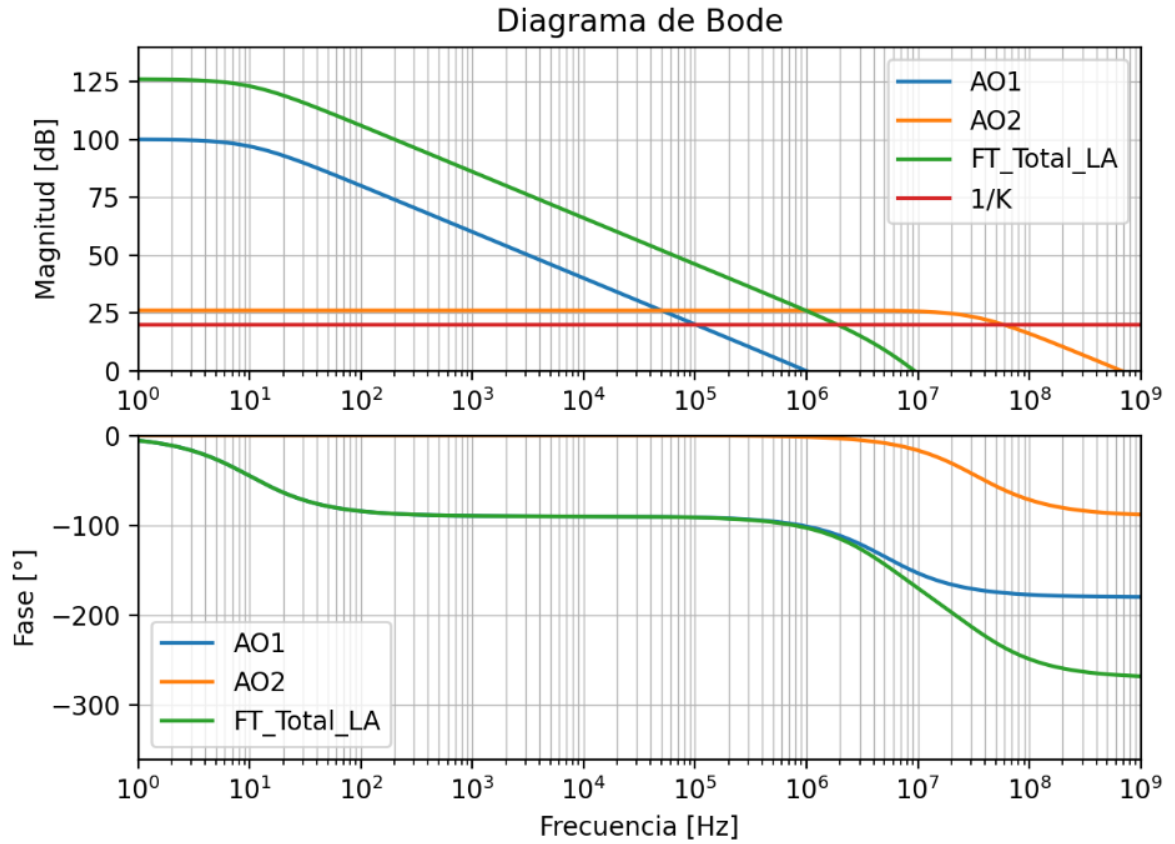


Figura 14: Magnitud y Fase Circuito VFA-CFA

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[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 *Coefficiente de Amortiguamiento* (ζ) 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
14 # =====
15 # ESTIMACION DEL MARGEN DE FASE
16 # =====
17 # Calculamos Zeta (Coeficiente de Amortiguamiento):
18 Zeta = - np.log(Overshoot / 100) / np.sqrt(((np.pi)**2 + (np.log(
19     Overshoot / 100))**2))
20 # Calculamos Mp:
21 Mp_step = np.degrees(np.arctan(2 * Zeta / (np.sqrt(np.sqrt(1 + 4
22     * Zeta**4) - 2 * Zeta**2))))

```

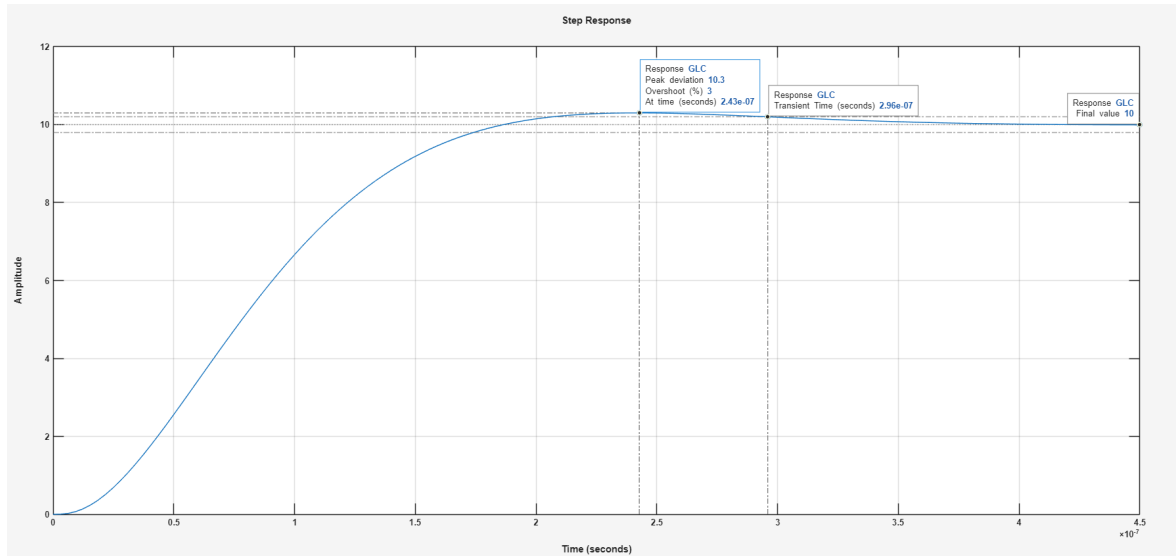


Figura 16: Respuesta al Escalón Circuito VFA-CFA

```

===== 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 Ω_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 Ω_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° , pudiéndose considerar que se encuentra cerca del deseado de 65° debido a que se mantiene dentro de un rango de tolerancia aceptable de $\pm 3\%$.

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 circuital del diseño obtenido en base a los componentes calculados.

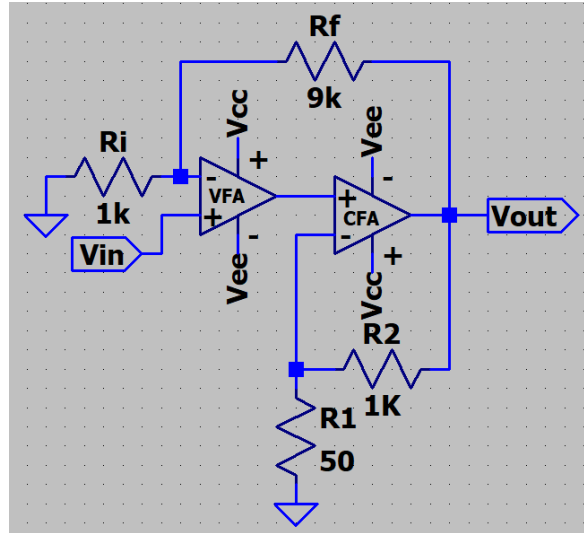


Figura 18: Circuito VFA-CFA

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].

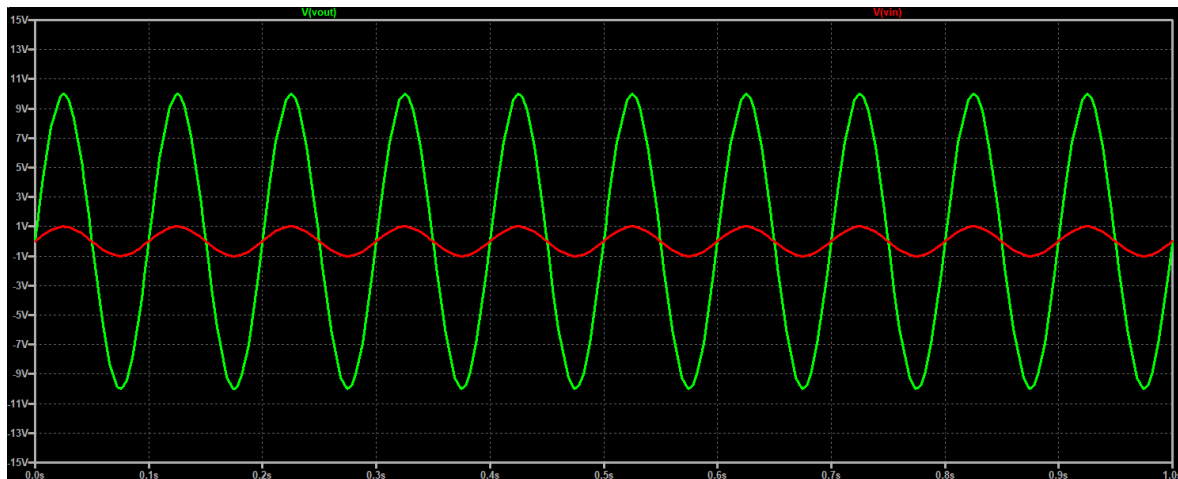


Figura 19: Salida VFA-CFA

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].

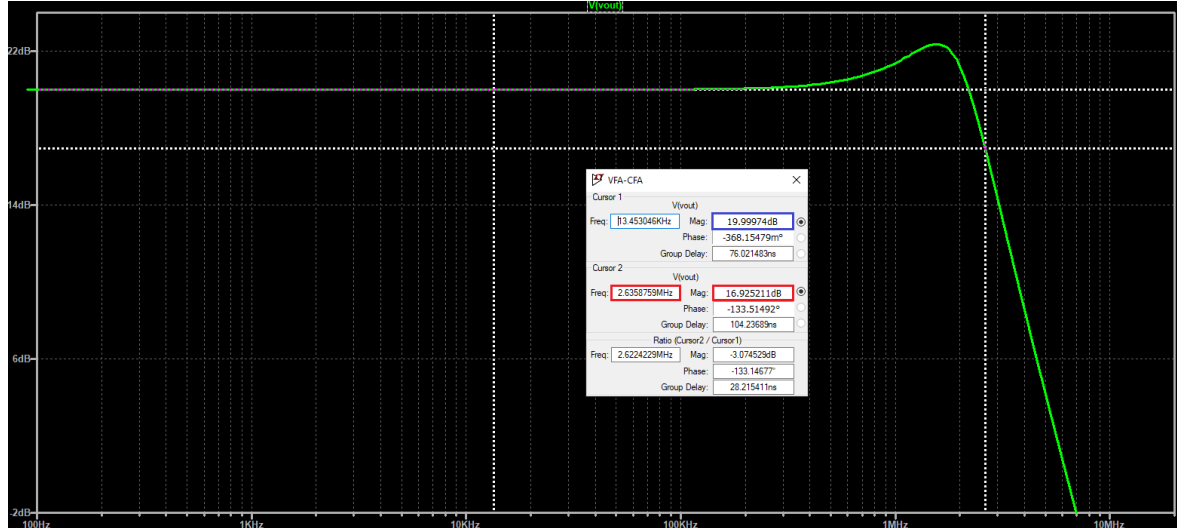


Figura 20: Respuesta en Frecuencia VFA-CFA

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* (ζ). Finalmente, el $M\varphi$ calculado es de aproximadamente 67.11° , un resultado bastante óptimo por su similitud al obtenido en *Matlab*, que es de 67.4° .

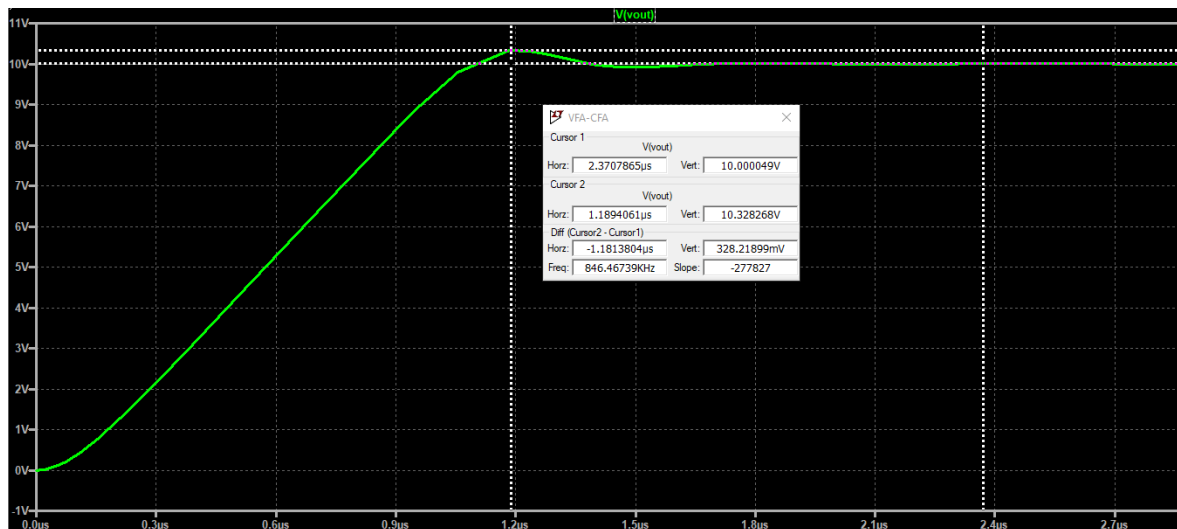


Figura 21: Respuesta al Escalón VFA-CFA

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 $Comp(0)$.

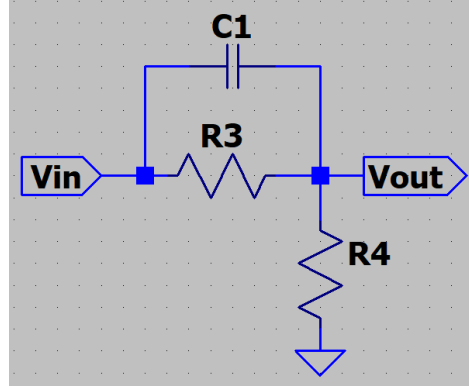


Figura 22: Compensador Cero-Polo

$$C(s) = Comp(0) \cdot \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{zc}[Hz]}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{pc}[Hz]}} \quad (35)$$

$$f_{zc} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R_3} \quad (36)$$

$$f_{pc} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R_3 // R_4} \quad (37)$$

$$Comp(0) = \frac{f_{zc}}{f_{pc}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (38)$$

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*.

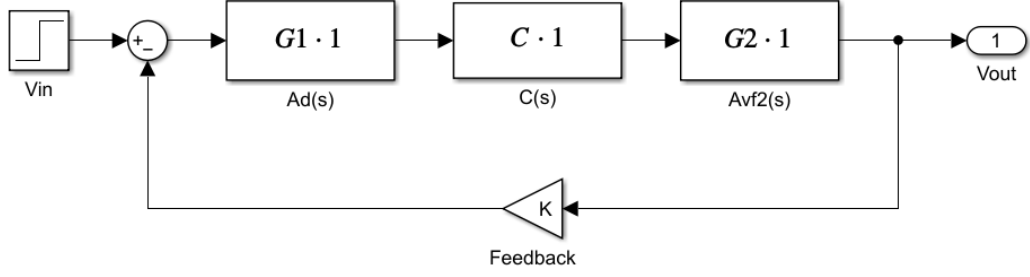


Figura 23: Amplificador Compuesto

$$Ad(s) = \frac{100000}{\left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 10 [Hz]}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 5,06 \cdot 10^6 [Hz]}\right)} \quad (39)$$

$$C(s) = Comp(0) \cdot \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{zc} [Hz]}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{pc} [Hz]}} \quad (40)$$

$$Avf_2(s) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{px} [Hz]}} \quad (41)$$

$$K = \frac{R_i}{R_i + R_f} \quad (42)$$

En base al esquema, 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.

$$GLA = \left. \frac{V_o}{V_{in}} \right|_{V_{o'}=0} = Ad(s) \cdot C(s) \cdot Avf_2(s) \quad (43)$$

$$T = \left. \frac{V_o}{V_{o'}} \right|_{V_{in}=0} = -K \cdot Ad(s) \cdot C(s) \cdot Avf_2(s) \quad (44)$$

$$Avfi = \frac{GLA}{|T|} = \frac{1}{K} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (45)$$

$$\frac{R_f}{R_i} = 9 \quad (46)$$

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.

$$Com(0) = \frac{f_{zc}}{f_{pc}} = \frac{1}{2} \quad (47)$$

$$C(s) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 5,06 \cdot 10^6 [Hz]}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 10,12 \cdot 10^6 [Hz]}} \quad (48)$$

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*. Posteriormente, definiendo un valor típico para las resistencias como 1 [kΩ], 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*.

$$Comp(0) = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{1}{2} \quad (49)$$

$$\frac{R_3}{R_4} = 1 \quad (50)$$

$$R_3 = R_4 = 1[k\Omega] \quad (51)$$

$$f_{zc} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R_3} = 5,06[MHz] \quad (52)$$

$$C = 31,45[pF] \quad (53)$$

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*, a modo de 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.

$$Avf_2(0) = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (54)$$

$$R_1 = 25,5[\Omega] \quad (55)$$

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

```

Código exportado

```

1  # =====
2  #   CARACTERISTICAS LM324
3  # =====
4  Ad0_dB      = 100          #   Ganancia Diferencial en dB
5  Ad0_veces   = 100E3        #   Ganancia Diferencial en veces
6  fT          = 1e6          #   Frecuencia de Cruce
7  fp1         = 10           #   1er Polo
8  fp2         = 5.06E6       #   2do Polo
9  # =====
10 #   CARACTERISTICAS LM6181
11 # =====
12 RT          = 2.37E6        #   Transresistencia
13 CT          = 4.8E-12       #   Transcapacitancia
14 fpx         = 33.34E6       #   Polo del CFA sin Compensador
15 Avf2        = 20            #   Ganancia del CFA sin Compensador
16 R2          = 994.6         #   R2 de AO2 sin Compensador
17 R1          = 52.3          #   R1 de AO2 sin Compensador
18 # =====
19 #   ESPECIFICACIONES
20 # =====
21 Avf_dB      = 20            #   Ganancia de Lazo Cerrado en dB
22 Avf_veces   = 10            #   Ganancia de Lazo Cerrado en veces
23 # =====
24 #   COMPENSADOR CERO - POLO
25 # =====
26 fzc         = 5.06E6        #   Cero, cancela 2do Polo del VFA
27 fpc         = 2 * 5.06E6    #   Polo, a una Octava del Cero
28 Comp        = fzc / fpc     #   Atenuacion producida por el Compensador
29
30 # Para ubicar adecuadamente fzc y fpc
31 # Se debe cumplir que: R3 = R4
32 # siendo: R3 -> Resistencia en Paralelo al Capacitor
33 #           R4 -> Resistencia a Masa
34 R3 = 1E3
35 R4 = 1E3
36 # Y para hallar C:
37 C = 1 / (2 * np.pi * fzc * R3)    # Capacitor
38
39 # =====
40 #   AMPLIFICADOR COMPUESTO
41 # =====
42 # =====
43 #   DESARROLLOS
44 # =====
45 # Para lograr una Ganancia de Lazo Cerrado de 20 [dB]
46 # Se debe cumplir que: Rf = 9 * Ri
47 Ri = 1E3          # Resistencia Ri
48 Rf = 9 * Ri        # Resistencia Rf
49 # Entonces:
50 K  = Ri / (Ri + Rf) # Cantidad de Realimentacion
51
52 # Para compensar la Atenuacion
53 Avf2 = Avf2 / Comp
54 # Entonces:
55 R2 = 994.6         # Manteniendo ubicacion de fpx
56 R1 = R2 / (Avf2 - 1) # Nuevo valor de R1 de AO2

```



```

===== A01 =====
Ri = 1 kΩ
Rf = 9 kΩ
1/K = 10 veces
===== A02 =====
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

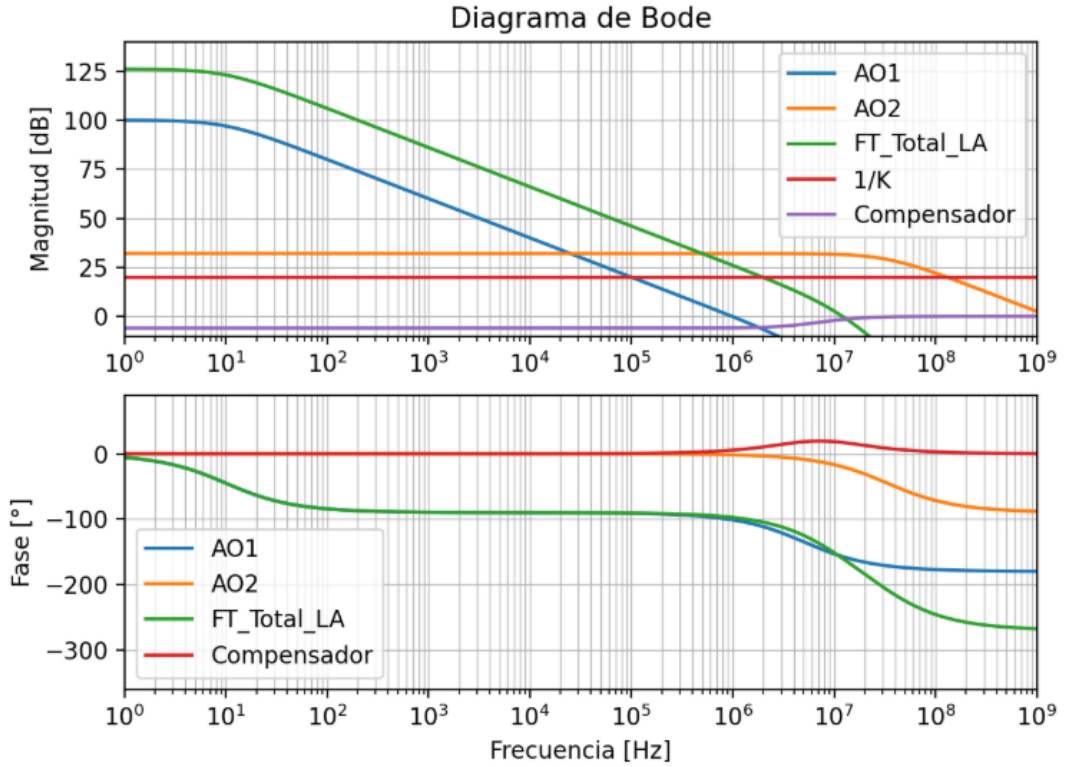


Figura 25: Magnitud y Fase Circuito VFA-CFA Cero-Polo

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].

$$M\varphi = 180 - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{p1}}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{pc}}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{px}}\right) = 75,39 \quad (56)$$

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 *Coefficiente de Amortiguamiento* (ζ). 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*.

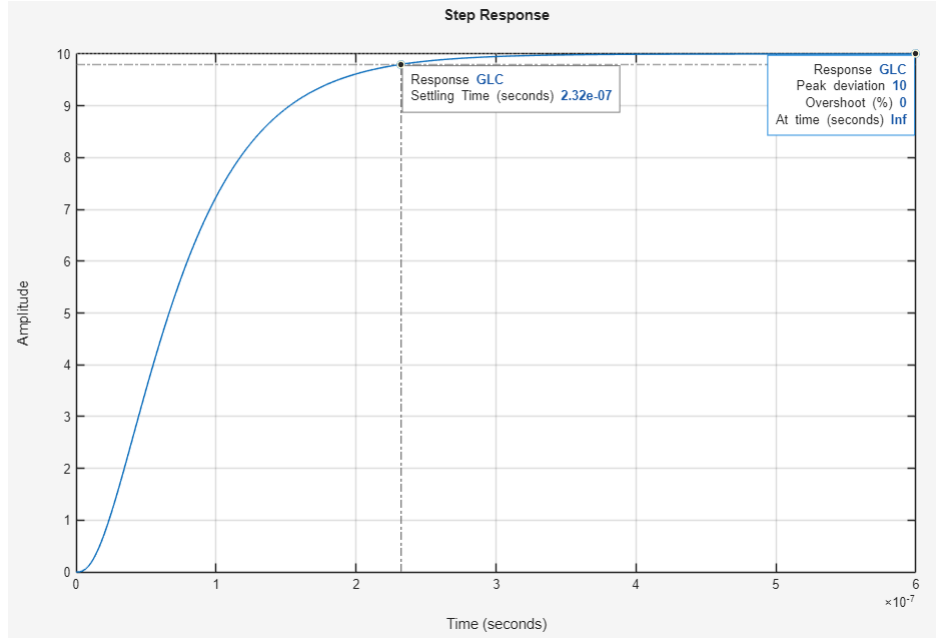


Figura 27: Respuesta al Escalón Circuito VFA-CFA Cero-Polo

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 Ω_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 Ω_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 Ω_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 Ω_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° , el cual se acerca bastante al límite superior, teniendo en cuenta un rango de tolerancia de $\pm 3^\circ$, del $M\varphi$ que se cumple en la condición *MPR*, que es 72.2° .

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.

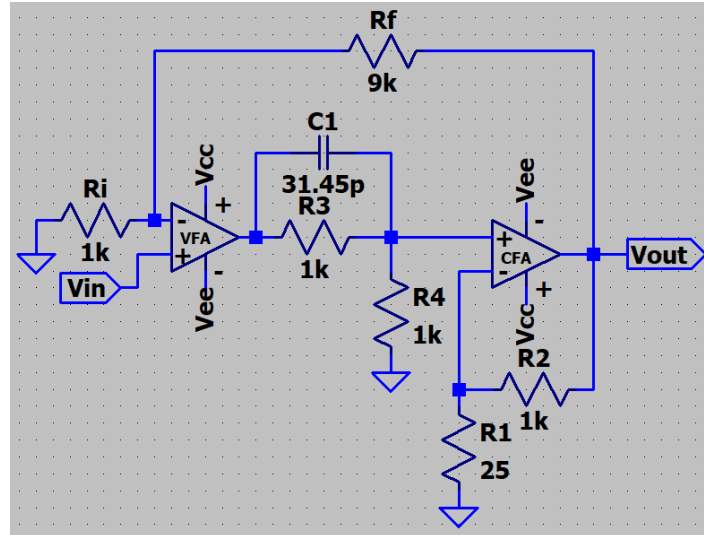


Figura 28: Circuito VFA-CFA Cero-Polo

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].

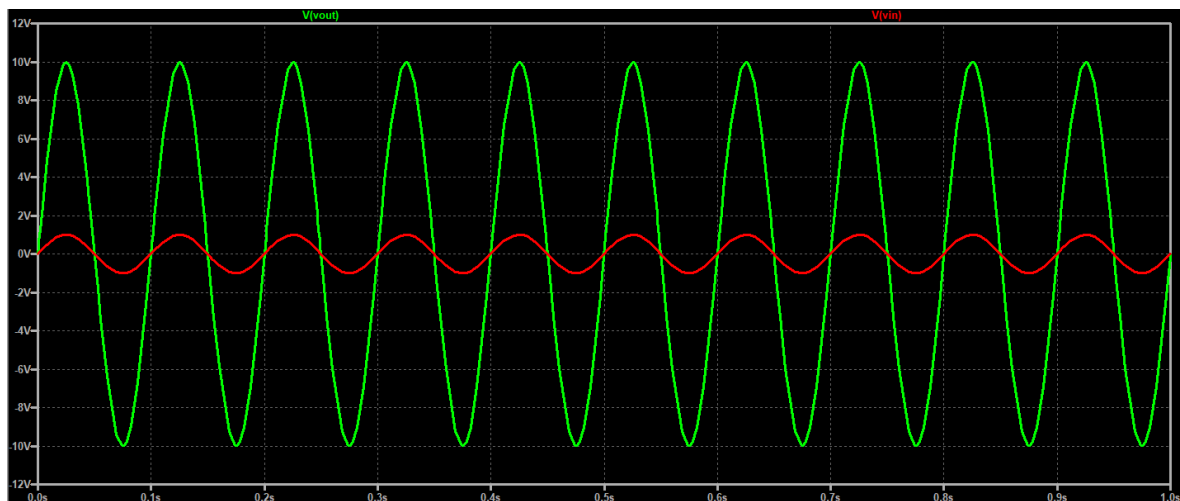


Figura 29: Salida VFA-CFA Cero-Polo

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].

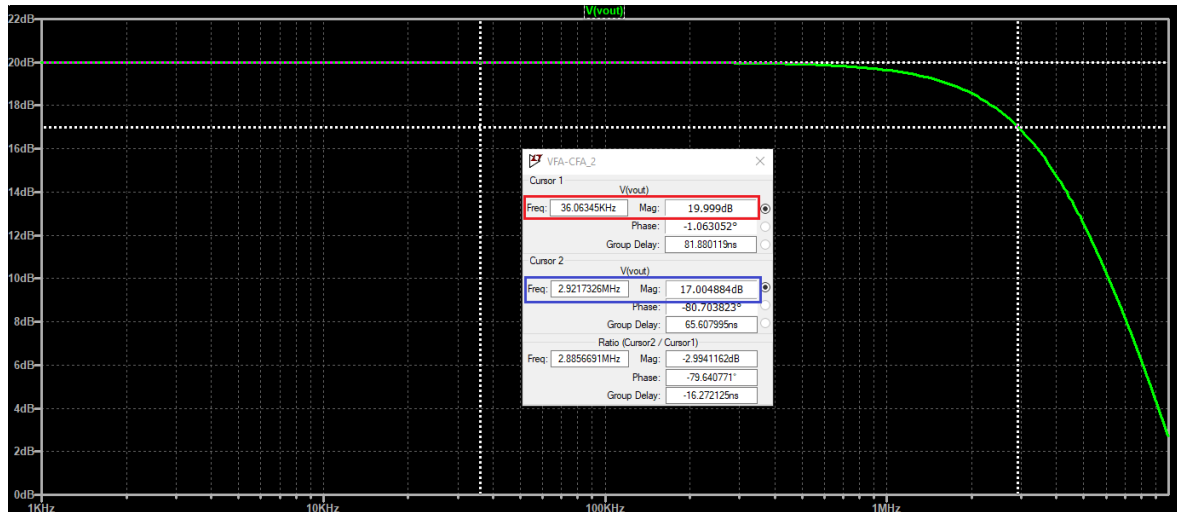


Figura 30: Respuesta en Frecuencia VFA-CFA Cero-Polo

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 $\pm 3^\circ$ con respecto al valor correspondiente a *MPR* de 72.2°.

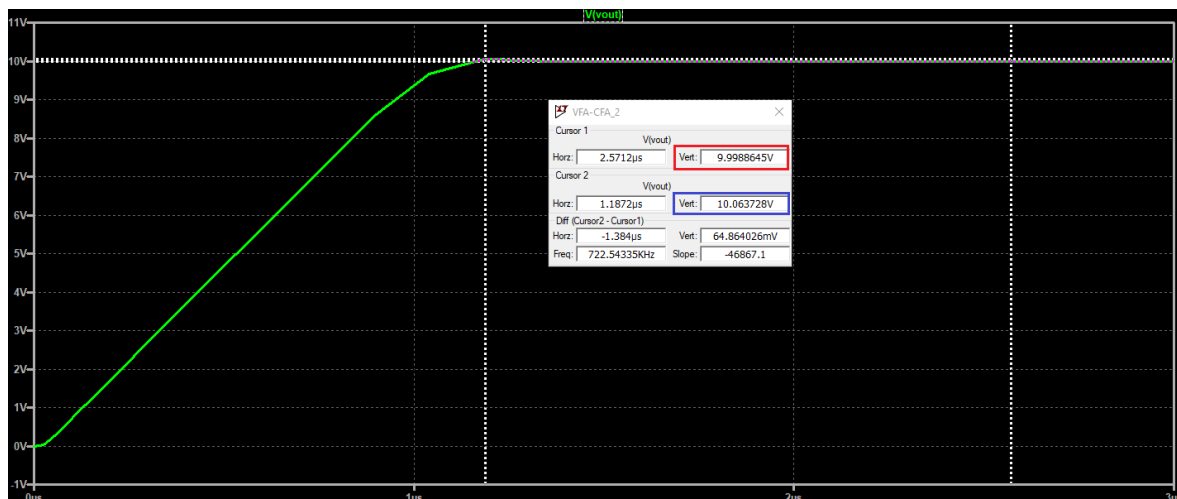


Figura 31: Respuesta al Escalón VFA-CFA Cero-Polo

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° ; 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° ; 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 evidenciaron un incremento en el $M\varphi$, esta vez siendo notablemente mayor a 65° 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 circuitales, lo que potenció la comprensión y validación de los diseños y enriqueció el proceso formativo.