



FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS, FÍSICAS y NATURALES

SÍNTESIS DE REDES ACTIVAS

Laboratorio N° 3

“Compensación de amplificadores compuestos”

Integrantes:
Angeloni, Luciano
Guyot, Lourdes

Docentes Ing. Pablo Ferreyra
 Ing. César Reale

Córdoba
2025

Índice

1. Circuito I: VFA-VFA	2
1.1. Esquemático y datos	2
1.2. Diseño del amplificador compuesto VFA + VFA	2
1.2.1. Cálculos de Ancho de banda	3
1.2.2. Medición del ancho de banda a -3dB	5
1.2.3. Margen de fase	5
1.2.4. Conclusiones	5
2. Circuito II: VFA-CFA	7
2.1. Esquemático y datos	7
2.2. Diseño del amplificador compuesto VFA + CFA	8
2.2.1. Cálculos de Ancho de banda	9
2.2.2. Medición del ancho de banda a -3dB	10
2.2.3. Simulaciones	10
2.2.4. Conclusiones	11
3. Circuito III: VFA-CFA II	13
3.1. Esquemático y datos	13
3.1.1. Cálculo y medición del margen de fase	16
3.1.2. Margen de fase	17
3.1.3. Simulaciones	17
3.1.4. Conclusiones	19

1. Circuito I: VFA-VFA

1.1. Esquemático y datos

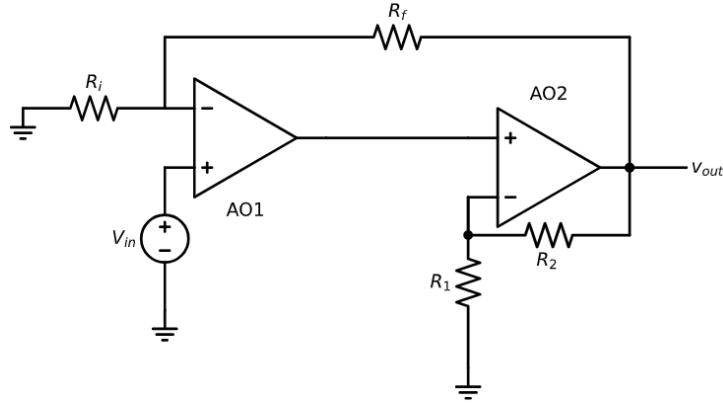


Figura 1: Esquemático del circuito compuesto

Datos:

- Amplificador VFA(AO1) + VFA(AO2)
- Ganancia global de $A_{vf} = 20dB$
- Máxima planicidad de módulo $M_\phi = 65$ o $Q_P = 0,707$
- VFA LM324 de 2 polos con $Ad_0 = 100dB$, $f_T = 1MHz$, $f_1 = 10Hz$, $f_2 = 5,06MHz$

1.2. Diseño del amplificador compuesto VFA + VFA

Se pide diseñar el amplificador compuesto VFA + VFA y, para compensar un VFA con otro VFA, se debe considerar que el segundo VFA (AO2) es ideal, de manera que el amplificador realimentado sea un controlador proporcional. Con esto, se podrá determinar fácilmente los valores de las resistencias R_1 y R_2 para cumplir con las condiciones de ganancia de realimentación y máxima planicidad de módulo.

Para empezar, se buscará la ganancia de lazo abierto. Esta misma es la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada.

$$Av(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (1)$$

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

$$Av(s) = Ad(s) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2)$$

Luego, se calcula la ganancia de lazo T.

Y considerando que hay dos realimentaciones en el circuito, resulta:

$$T(s) = -Ad(s) \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \cdot \left(\frac{R_i}{R_f} + 1\right) \quad (3)$$

Se tiene que la ganancia de lazo cerrado es:

$$Avf(s) = \frac{Av(s)}{1 - T} \quad (4)$$

$$Avf(s) = \frac{Ad(s) \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)}{1 + Ad(s) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_i}{R_f} + 1\right)} \quad (5)$$

En condiciones ideales, la ganancia $Ad(s)$ tiende a infinito, por lo tanto, los cálculos referidos a la ganancia de lazo cerrado se simplifican.

$$Avf(s) = \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{Ad(s) \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)}{1 + Ad(s) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_i}{R_f} + 1\right)} \quad (6)$$

$$Avf(s) = \left(\frac{R_f}{R_i} + 1\right) \quad (7)$$

En el diseño de este amplificador compuesto, está la condición de que la ganancia debe ser $Avf(s) = 20 \text{ dB} = 10 \text{ veces}$. Con este dato, se obtiene la relación entre las resistencias R_i y R_f .

$$\left(\frac{R_f}{R_i} + 1\right) = 10 \quad (8)$$

Despejando la relación de resistencias.

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

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

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

1.2.1. Cálculos de Ancho de banda

Calcular el ancho de banda potencial, la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado y ancho de banda a -3dB.

Recordando que uno de los requerimientos es que la máxima planicidad de módulo debe ser $M\varphi = 65^\circ$. A lazo cerrado se encuentra un polo en f_g el cual está relacionado con la ganancia del amplificador AO2.

Como se mencionó anteriormente, se considera que el amplificador AO2 es ideal, entonces la fórmula del margen de fase que permite despejar el valor del polo f_g es:

$$M\varphi = 360^\circ - 180^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_1}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_2}\right) = 65^\circ \quad (11)$$

$$M\varphi = 180^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_1}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_2}\right) = 65,5^\circ \quad (12)$$

$$115^\circ = \arctg\left(\frac{f_g}{f_1}\right) + \arctg\left(\frac{f_g}{f_2}\right) \quad (13)$$

$$f_g = 2,36 \text{ MHz} \quad (14)$$

Es decir que la fase es de 65° a una frecuencia de aproximadamente 2,36 MHz.

EL valor de $f_g = 2,36 \text{ MHz}$ se obtendría ajustando R_1 y R_2 , pero esto no es posible, dado que los polos del segundo amplificador son los mismos que los del primero y esto generaría una agregado de polos y ceros nuevos que afectarían a la respuesta en frecuencia del sistema compensado. Al haber dos realimentaciones, las ganancias $Av_f(s)$ y $T(s)$ se definen como:

$$Av_f(s) = \frac{Ad_0^2}{(1 + \frac{s}{\omega_1})^2(1 + \frac{s}{\omega_2})^2} \quad (15)$$

$$T(s) = T_1(s) + T_2(s) \quad (16)$$

con

$$T_1(s) = -\frac{k \cdot Ad_0^2}{(1 + \frac{s}{\omega_1})^2(1 + \frac{s}{\omega_2})^2} \quad y \quad T_2(s) = -\frac{k_p \cdot Ad_0}{(1 + \frac{s}{\omega_1})(1 + \frac{s}{\omega_2})}$$

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

Luego $1/k$ es la ganancia del lazo principal y $1/k_p$ la ganancia de compensación. Entonces:

$$T(s) = -\frac{k \cdot Ad_0^2 + k_p \cdot Ad_0(1 + \frac{s}{\omega_1})(1 + \frac{s}{\omega_2})}{(1 + \frac{s}{\omega_1})^2(1 + \frac{s}{\omega_2})^2} \quad (17)$$

La función del lazo presenta dos ceros que logran cancelar dos de los cuatros polos del denominador, haciendo que el sistema adquiera un comportamiento igual al que tendría sin la presencia del segundo VFA. Si los ceros se encuentran por lo menos una década superior a la frecuencia de 2,36MHz, se puede afirmar que ahí están los 65° de margen de fase. Se despeja k_p para una caída de -3 dB:

$$\frac{k \cdot Ad_0^2}{0,707} = k_p \cdot Ad_0 \frac{2}{\omega_1} \quad (18)$$

Queda entonces:

$$k_p = \frac{k \cdot Ad_0 \omega_1}{0,707s} \quad (19)$$

Se toma un s que cumpla con la condición anterior para la ubicación del cero ω_z . Como el k_p mínimo es de 0,6 para un margen de 65° , para cualquier valor de k_p mayor a éste se tendrá ese mismo margen de fase.

Otra consideración que hay que tener en cuenta, es que que k_p no debe superar el valor de 1400 porque introduciría los ceros muy cerca de ω_1 .

Sabiendo qué margen de valores tiene k_p , se elige un $k_p = 1$ para hacerle el análisis de Bode de $T(s)$ y se obtiene la función de módulo del cruce por cero a 14,8 Mrps: $-8,15 \text{ dB}$.

Se puede analizar la relación lineal entre ω_z y k_p dentro de esos márgenes, cuando aumenta una década el valor de k_p , el valor de ω_z se reduce una década también. Para aumentar 8,15 dB se debe obtener k_p de la forma:

$$8,15 \text{ dB} = 20 \log(k^+)$$

$$k^+ = 10^{\frac{8,15}{20}} = 2,6$$

Multiplicando k_p por k^+ resulta: $k_p = 2,6$.

Con este valor se puede constatar que se cumple la condición de módulo cuando la fase es de 65° , a unos 14,8 Mrps. Finalmente, las resistencias a seleccionar surgen de la relación:

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{k_p} \quad (20)$$

Se puede anticipar, dado que k_p es mayor que 1, alguna de las dos resistencias resultará negativa. Por lo tanto vemos que esta compensación prácticamente no puede realizarse. En el parte de análisis de respuesta en frecuencia se desarrolla aún más este punto.

1.2.2. Medición del ancho de banda a -3dB

Medir el ancho de banda a -3dB.

Se realiza el análisis gráfico de $T(s)$ en diagrama de Bode con Python.

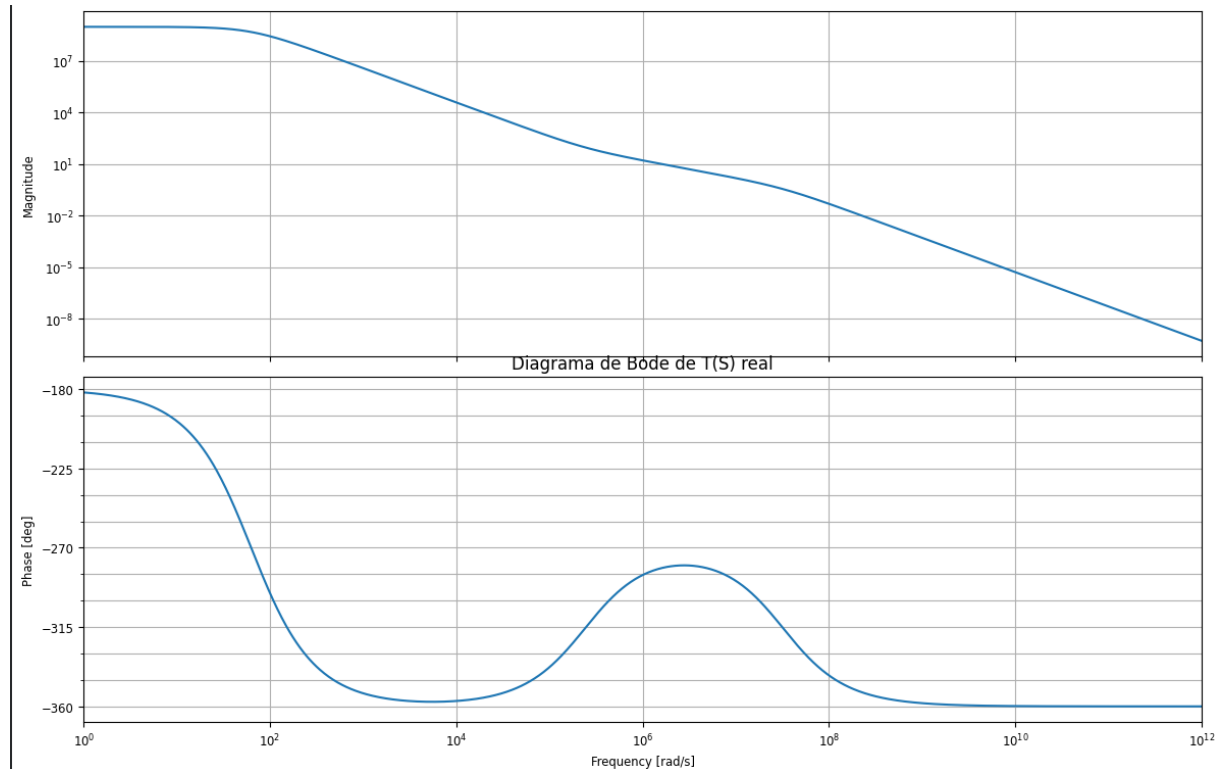


Figura 2: Bode de $T(s)$ en magnitud y fase

A pesar de que si existe un polo en wp, este no es el punto donde la ganancia cae 3 dB, ya que ese punto corresponde a una frecuencia 241.1 kHz. Estas variaciones respecto a lo esperado se deben justamente al hecho de tratar de compensar y modificar al sistema mediante un amplificador que presenta los polos muy cercanos al que se trata de compensar.

Comparación entre el ancho de banda del amplificador VFA original, sin compensar, frente a este compensado

El sistema compensado (G_t) presenta menos ancho de banda que el sistema sin compensar (G_s).

Ejecutando en python un script que devuelva los valores calculados del sistema resultan:

1.2.3. Margen de fase

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

Analizando la respuesta de los sistemas al impulso utilizando Octave, se puede ver que el sistema compensado es más lento que el sistema sin compensar:

1.2.4. Conclusiones

Se puede concluir en que no se puede compensar amplificadores con otros que sean similares en lo que ubicación de polos refiere, ya que se encontraron problemas como la necesidad de resistencias negativas para lograr la compensación, y una reducción del ancho de banda.

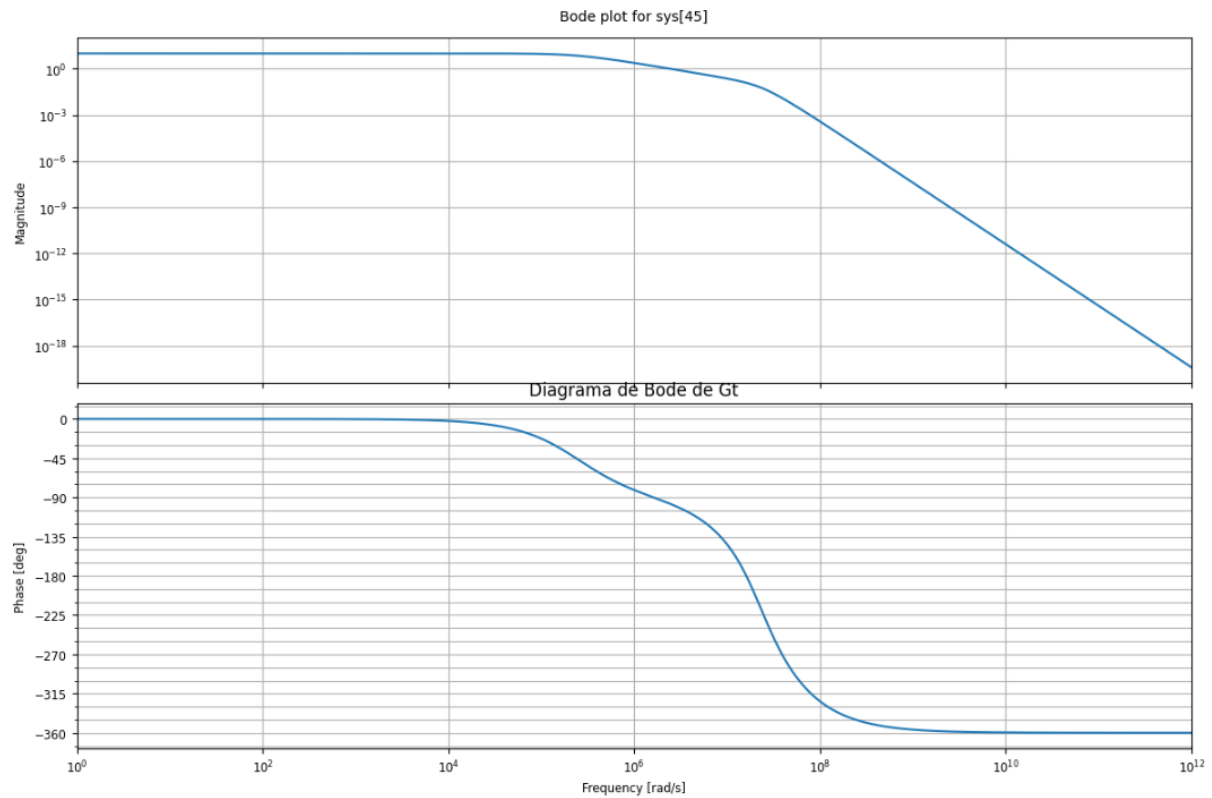


Figura 3: Bode de la ganancia total en magnitud y fase

Esta compensación debe hacerse con amplificadores que tengan polos de orden superior, en especial el polo dominante. Y que finalmente, si se desea compensar el sistema considerando al sistema ideal, se debe constatar que los polos del compensador (lazo cerrado) tienen vasta diferencia con los polos del sistema a compensar.

Debido a la resistencia negativa, este laboratorio no puede simularse con el objetivo de que tenga implicancias útiles o reales, por lo que los puntos de obtención del margen de fase mediante la respuesta al escalón del sistema simulado no serán calculados, como tampoco será posible medir empíricamente (en la simulación) la frecuencia en la que la señal cae 3 dB

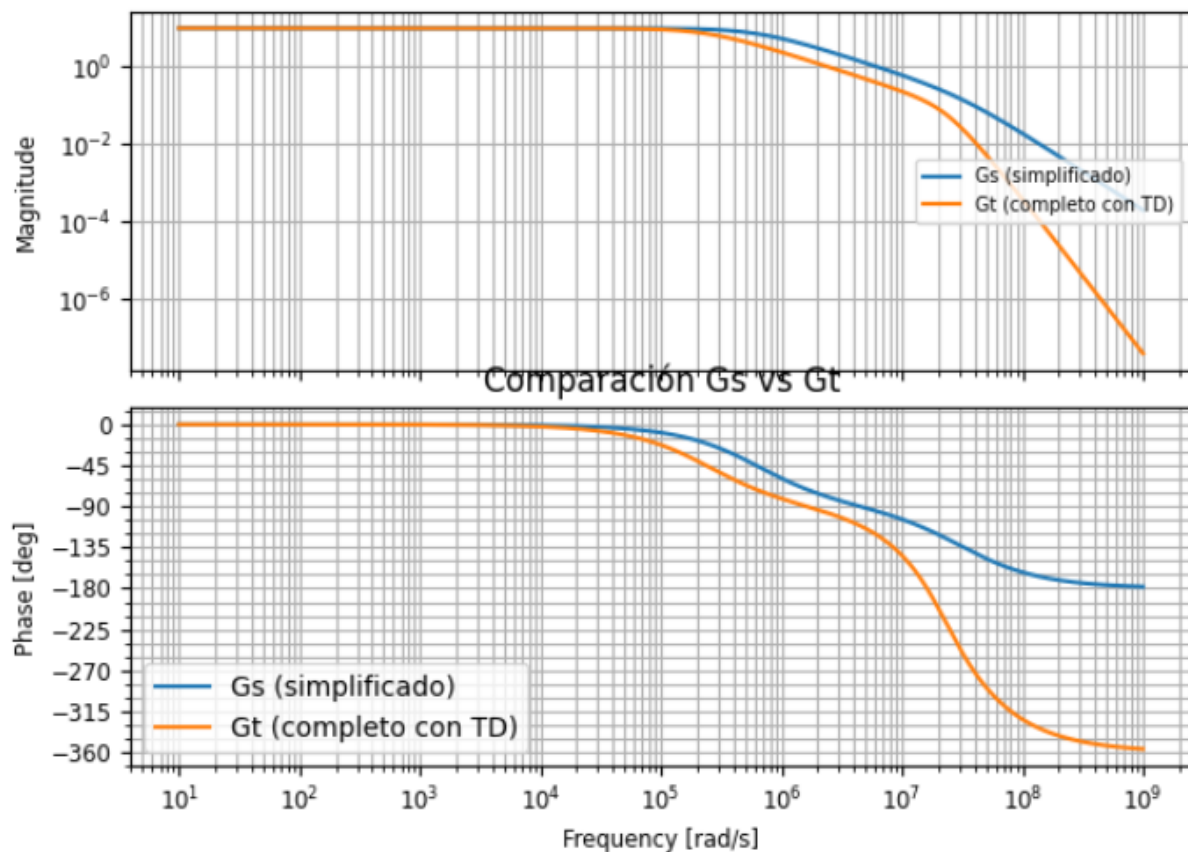


Figura 4: Comparación entre el Bode del sistema compensado y sin compensar

```

El ancho de banda potencial es:    13.3 Mrad/s
La fase en la frecuencia wg es:    66.3 grados
La frecuencia del polo wp se encuentra en: 20.7 Mrad/s
La frecuencia de wh se encuentra también donde está wp
El ancho de banda a 3dB es desde 0 rad/s hasta 241.1 krad/s
    
```

2. Circuito II: VFA-CFA

2.1. Esquemático y datos

Datos:

- Amplificador VFA(AO1) + CFA(AO2)
- Ganancia global de $A_{vf} = 20dB$
- Máxima planicidad de módulo $M_\phi = 65^\circ$ o $Q_P = 0,707$
- VFA: LM324 de 2 polos con $Ad_0 = 100dB$, $f_T = 1MHz$, $f_1 = 10Hz$, $f_2 = 5,06MHz$
- CFA: LM6181 con $R_T = 2,37M\Omega$, $C_T = 4,8pF$, cuya transimpedancia Z_T presenta 2 polos ($f_1 = 14kHz$, $f_2 = 82,3MHz$)

Este tipo de amplificador compuesto ofrece ventajas, ya que ambos tipos de amplificadores operacionales poseen distintos valores de ancho de banda, compensándose entre sí. El VFA corta antes en baja con sus polos y el CFA tiene mejor Slew Rate.

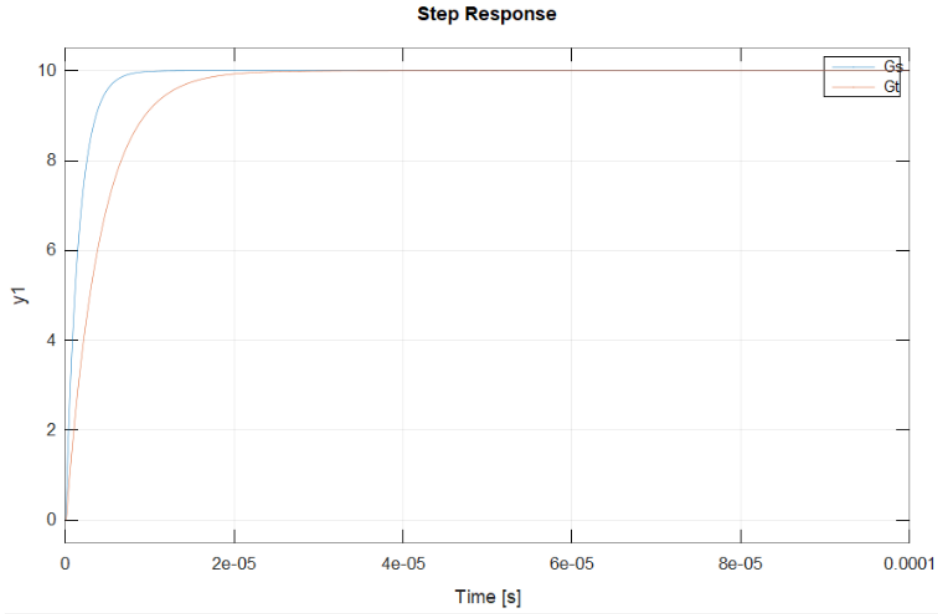


Figura 5: Comparación respuesta al escalón entre sistema compensado y sin compensar

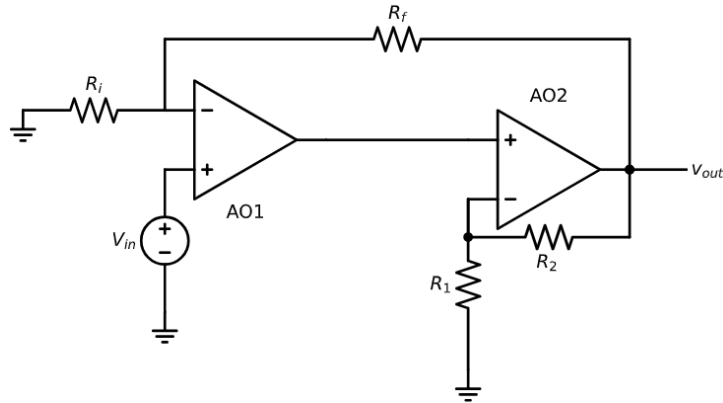


Figura 6: Esquemático del circuito compuesto

2.2. Diseño del amplificador compuesto VFA + CFA

Diseñar el amplificador compuesto VFA + CFA para máxima planicidad de módulo y que además cumpla con un ancho de banda potencial aproximado de $f_g = 2\text{MHz}$. Tener en cuenta la presencia del segundo polo del VFA.

Este amplificador presenta un polo "móvil", por lo que permite mejores opciones a la hora de compensar el sistema. Como $F_g = 2\text{MHz}$, se tendrá una frecuencia de corte $f_p = 3,1\text{MHz}$.

En un CFA la función de la ganancia es:

$$Z_t(s) = \frac{R_T}{(1 + sC_T R_T)(1 + \frac{s}{2\pi f_2})} \quad (21)$$

Y, según lo visto en clase, la función de transferencia del compensador quedaría:

$$A_{vf}(s) = \frac{A_{vfi}}{(1 + sR_2 C_T)} \quad (22)$$

Siendo $sC_T R_2$ la expresión del polo de banda ancha. R_2 es constante, permitiendo variar la ganancia a través de R_1 .

Para el diseño del amplificador compuesto completo, se deben plantear las funciones de las ganancias de lazo abierto y de lazo:

$$A_v(s) = \frac{A_{d0} A_{vfi}}{(1 + \frac{s}{\omega_1})(1 + \frac{s}{\omega_2}(1 + sR_2 C_T))} \quad (23)$$

$$T(s) = \frac{k A_{d0} A_{vfi}}{(1 + \frac{s}{\omega_1})(1 + \frac{s}{\omega_2}(1 + sR_2 C_T))} \quad (24)$$

Se pide que la fase de $T(s)$ sea de 65° a una frecuencia de $f_g = 2$ MHz. Por lo tanto, dado que la parte compleja solo se encuentra en el denominador, se iguala:

$$M\varphi = 180^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_1}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_2}\right) - \arctg(f_g, 2\pi R_2 C_t) = 65^\circ \quad (25)$$

Despejando

$$R_2 = \frac{1}{2\pi f_g C_t} \cdot \text{tg}(115^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_1}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_2}\right)) \quad (26)$$

Reemplazando queda $R_2 = 925 \Omega$ y R_1 se elige 10 veces menos, $R_1 = 92,5 \Omega$ para tener una $A_{vfi} = 11$. Como el valor de ω_g debe ser 12,6 Mrps, y para estos valores de resistencia es de 6,77Mrps, se toman las décadas que tienen de distancia estos valores, siendo la misma 0,27 décadas, y como la pendiente del bode en este punto es de 20 dB/década, la ganancia que debemos aplicarle al bode resulta ser de unos 5,4 dB. Luego:

$$20 \cdot \log(G) = 5,4 \text{ dB}$$

$$G = 10^{\frac{5,4}{20}} = 1,86$$

Por ende, se tiene una $A_{vfi} = 20,46$ y se despeja R_1 de manera:

$$R_1 = \frac{R_2}{20,46 - 1} = \frac{925 \Omega}{19,46} \cong 45 \Omega$$

2.2.1. Cálculos de Ancho de banda

Calcular el ancho de banda potencial, la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado y ancho de banda a -3dB.

Al trabajar en máxima planicidad de módulo la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\omega_g = 0,644 \cdot \omega_p \quad (27)$$

Y como se especifica para el diseño que el ancho de banda potencial que se requiere es de $f_g = 2$ MHz. Por lo tanto reemplazando y despejando de la ecuación anterior f_p .

$$\begin{aligned} 2\pi f_g &= 0,644 \cdot 2\pi f_p \\ \Rightarrow f_p &= \frac{f_g}{0,644} = \frac{2 \text{ MHz}}{0,644} = 3,1 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (28)$$

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

2.2.2. Medición del ancho de banda a -3dB

Medir el ancho de banda a -3dB.

Utilizando Python, se obtuvieron los diagramas de Bode del lazo T del sistema:

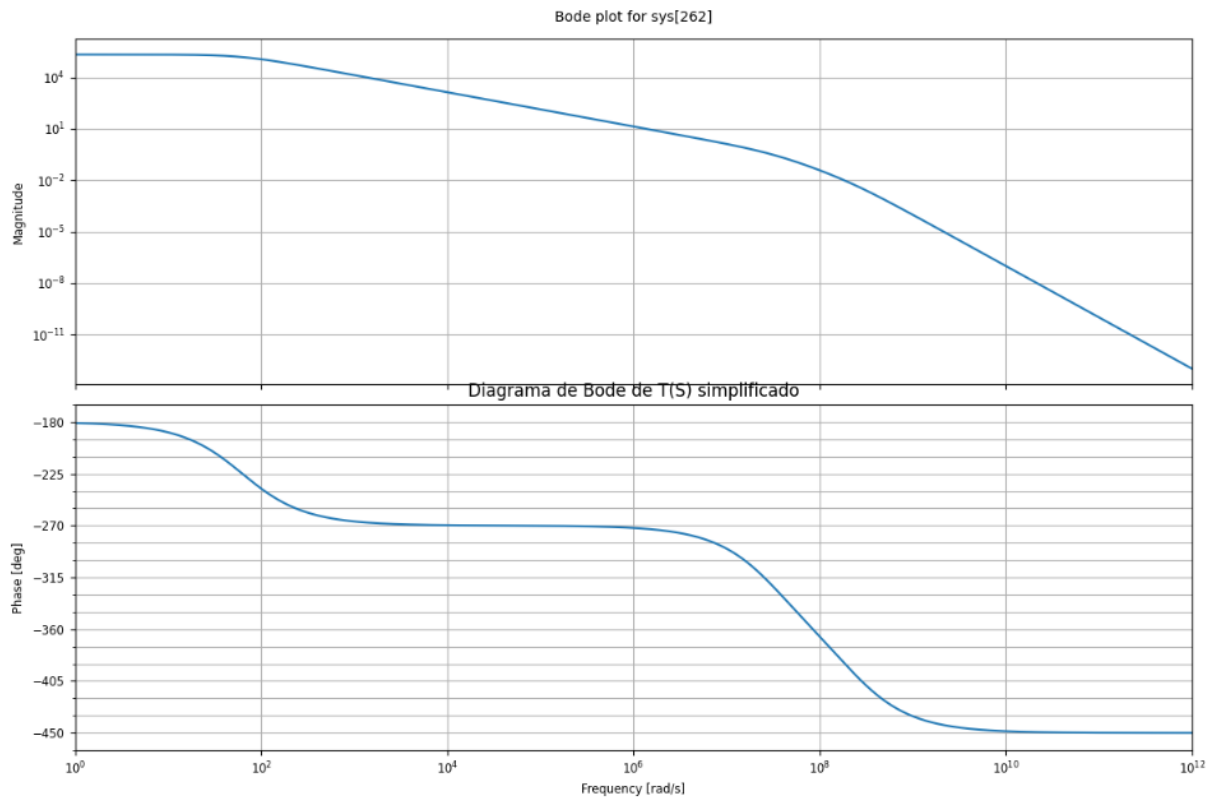


Figura 7: Bode de T(s) en magnitud y fase

Como se mencionó anteriormente, $\omega_g = 12,6MHz$

2.2.3. Simulaciones

Se realizan las simulaciones del sistema en LTSpice analizado en esta sección de manera de constatar los cálculos realizados.

Se puede verificar en el sistema el hecho de que la ganancia no es exactamente 10 dado que la función de transferencia es de tipo 0, es decir, no presenta polos en el origen, condición que produce un error en estado estable.

A la entrada se inyecta 1V a 10kHz y se tiene aproximadamente 10V a la salida, como muestra la figura siguiente:

Haciendo un acercamiento a la curva de tensión de salida, se puede notar que la ganancia final del sistema no es de 10, si no de un valor bastante cercano:

Con un barrido en frecuencia para determinar el ancho de banda hasta obtener una frecuencia que produzca a la salida un valor aproximado equivalente a 7,07 veces el valor de la entrada, aspecto que implica una caída de 3 dB en la ganancia del amplificador.

En esta imagen se puede apreciar el sobrepasamiento y el valor en estado estable.

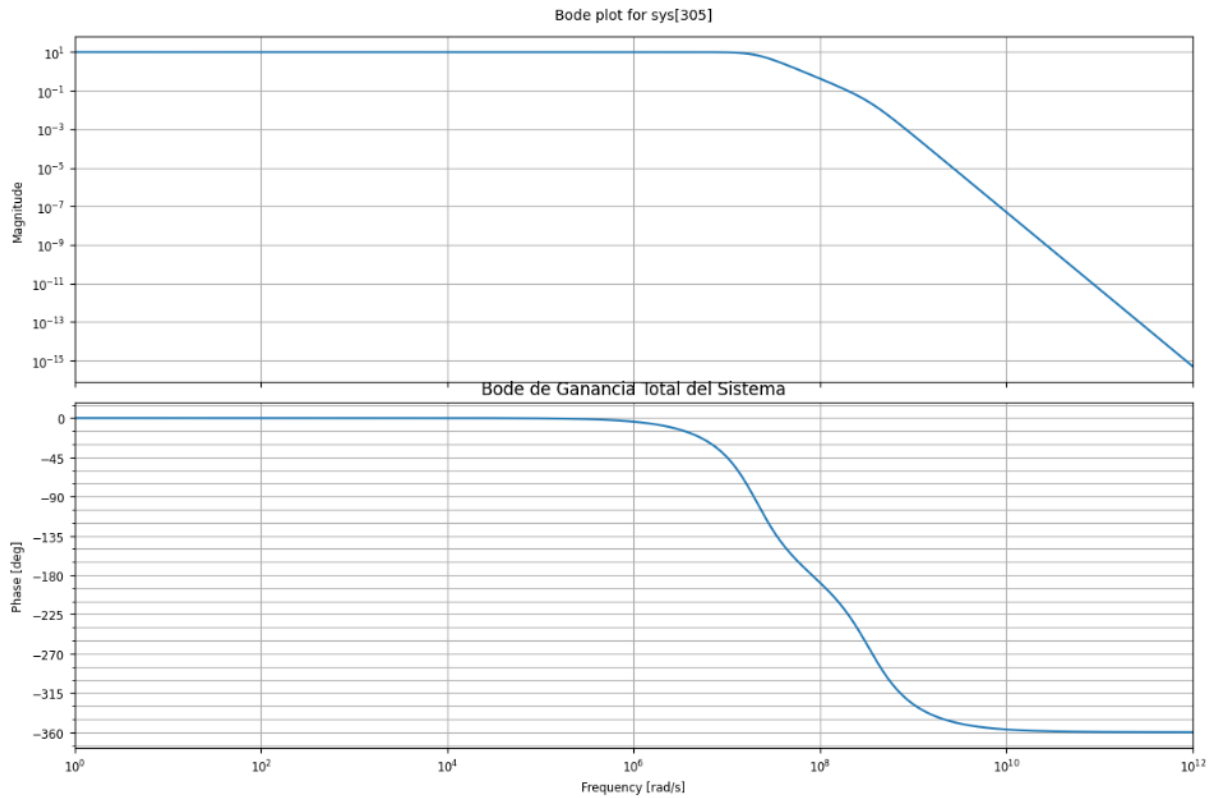


Figura 8: Bode de la ganancia total real en magnitud y fase

El ancho de banda resulta ser de 3,37 MHz, un valor muy cercano al de los cálculos previos. La diferencia puede explicarse debido a pequeñas variaciones entre los modelos y los valores aplicados en los cálculos.

El valor del sobrepasamiento resulta ser de 10,317 V, y en conjunto con el valor en estado estable que resulta ser 9,997 V, se puede determinar el sobrepasamiento porcentual de la siguiente forma:

$$OS = \frac{V_{max} - V_{SS}}{V_{SS}} = \frac{10,317 - 9,997}{9,997} = 0,032 \quad (29)$$

Con este valor se puede calcular el factor de amortiguamiento:

$$\zeta = \frac{\ln(OS)}{\sqrt{\pi^2 + \ln(OS)^2}} = \frac{\ln(0,032)}{\sqrt{\pi^2 + \ln(0,032)^2}} = 0,739 \quad (30)$$

Finalmente el margen de fase queda:

$$M\varphi = \arctg\left(\frac{2\zeta}{\sqrt{-2\zeta^2 + \sqrt{1 + 4\zeta^4}}}\right) = \arctg\left(\frac{2 * 0,739}{\sqrt{-2 * 0,739^2 + \sqrt{1 + 4 * 0,739^4}}}\right) = 67^\circ \quad (31)$$

2.2.4. Conclusiones

Este tipo de circuito compensado permitió notar la utilidad de tener un polo "móvil", además de contar con un ajuste de ganancia "independiente" de la ubicación de este polo. Es decir, se permiten dos grados de libertad, ya que con R2 se posiciona el polo móvil y con R1 se determina la ganancia. Con estos dos parámetros se facilita mucho la compensación de un amplificador, y se pudo notar como se logró aumentar el ancho de banda del sistema en más de una década sin afectar negativamente al funcionamiento del mismo, como así también aumentar su velocidad. En contraparte, surge un ligero

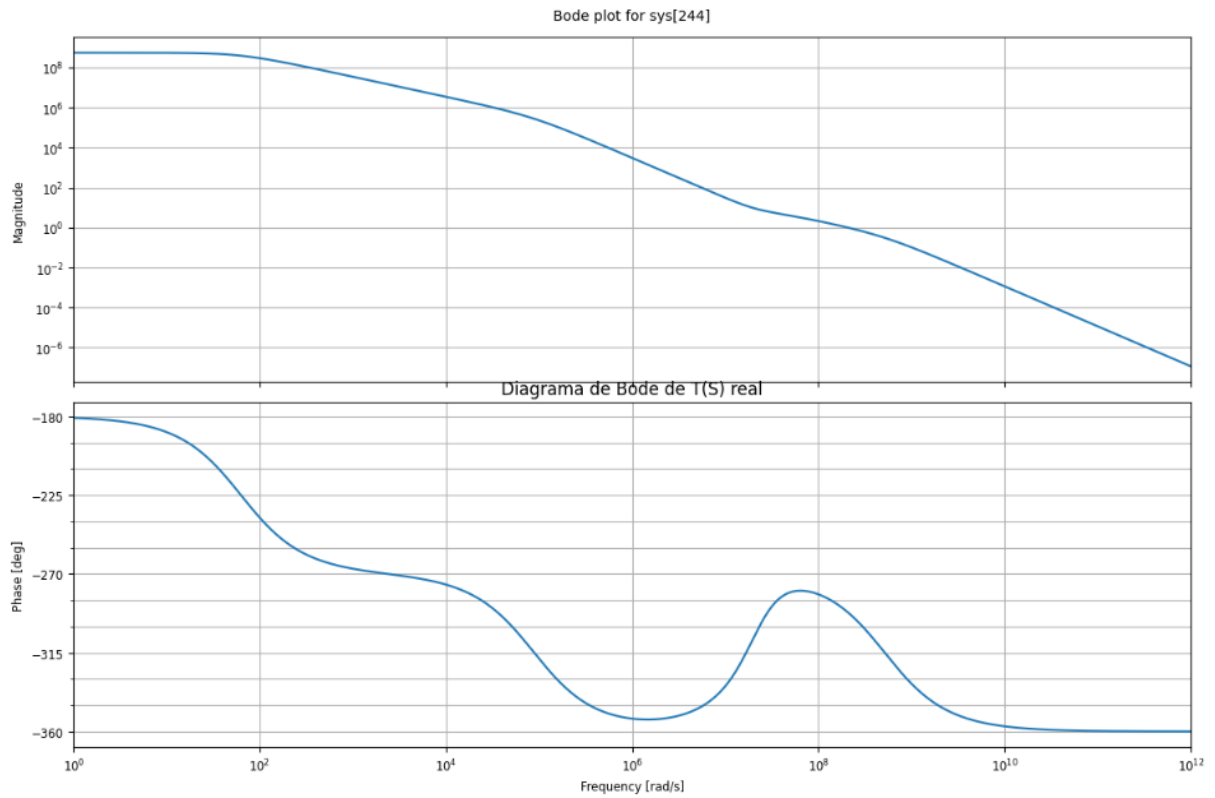


Figura 9: Bode de $T(s)$ real en magnitud y fase

sobrepasamiento en la respuesta al escalón unitario, sobrepasamiento que debe evaluarse si es admisible para el uso que se le quiera dar al amplificador.

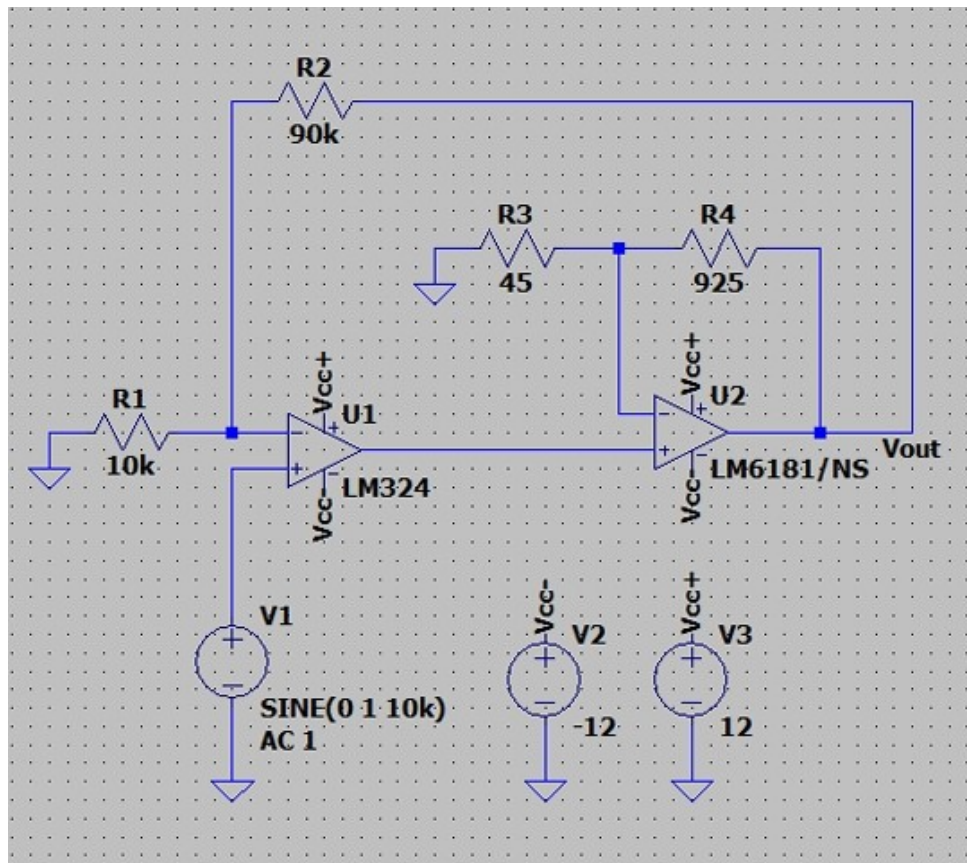


Figura 10: Esquemático del circuito VFA-CFA en LTSpice

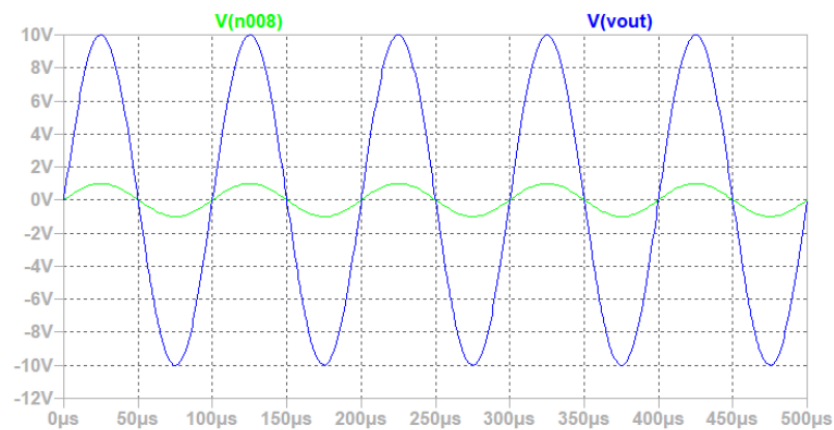


Figura 11: Tensiones de entrada y salida del circuito compuesto

3. Circuito III: VFA-CFA II

3.1. Esquemático y datos

Datos:

- Amplificador compuesto VFA(AO1)- CFA(AO2)
- Ganancia global de $A_{vf} = 20dB$

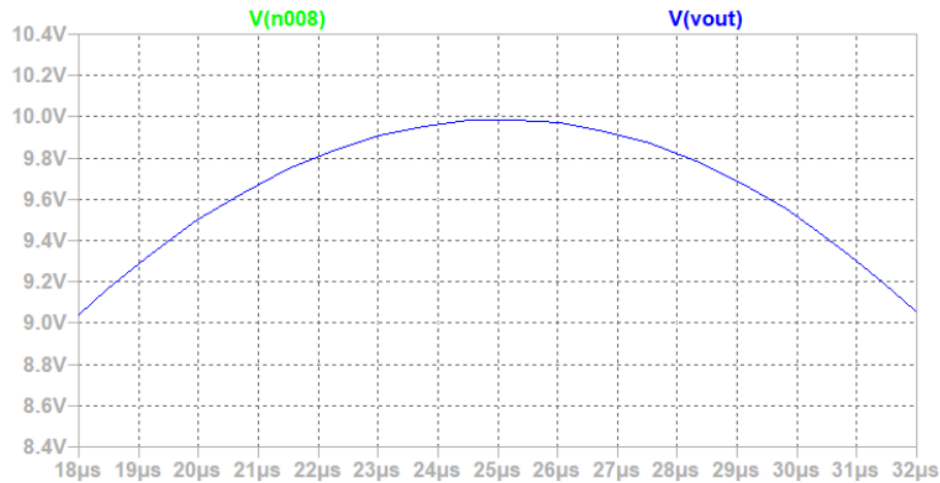


Figura 12: "Zoom" de la tensión de salida

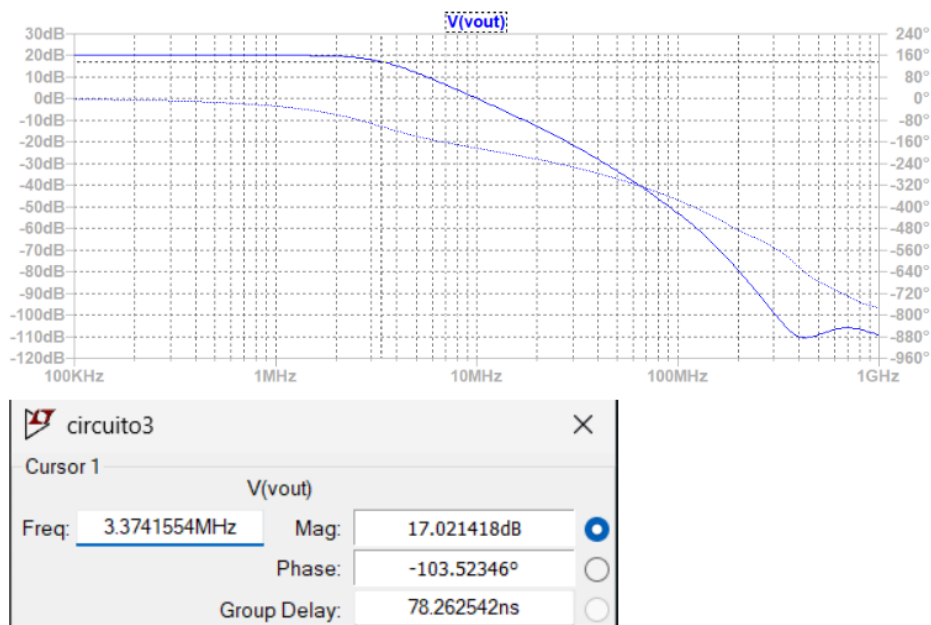


Figura 13: Ancho de banda en LTSpice

- Máxima planicidad de módulo $M_\phi = 65$ o $Q_P = 0,707$
- Red de compensación cero-polo a la salida del VFA, de tal forma que el cero de la red cancele el segundo polo del VFA. El polo de la red debe estar a una octava de su cero.
- Retocar la ganancia del CFA realimentado para compensar la atenuación introducida por la red. Constatar la mejora del margen de fase a través de la respuesta al escalón.

Se agrega una red pasiva entre los dos amplificadores del sistema de compensación anterior, de manera de compensar el polo de mayor orden del VFA y, agregue un cero ubicado a una octava por delante de ese polo manteniendo el ancho de banda potencial. Luego se evalúan los efectos que produce haber hecho esta modificación. Se utiliza una red serie-paralelo para la compensación cero-polo, quedando:

La función de transferencia de esta red de compensación es:

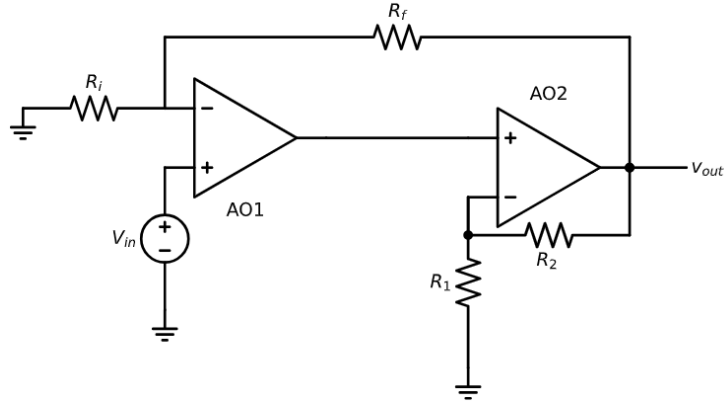


Figura 14: Esquemático del circuito compuesto

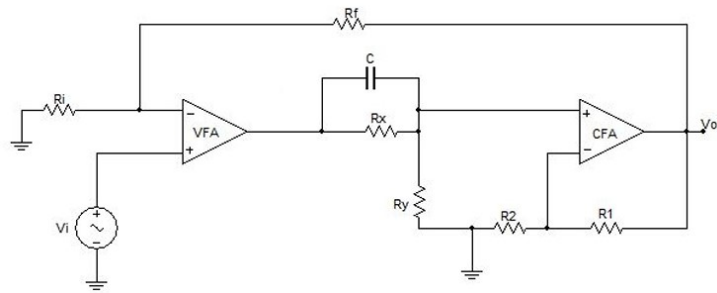


Figura 15: Esquemático del circuito con red cero-polo

$$P(s) = \frac{R_y}{R_x + R_y} \cdot \frac{1 + sR_x C_x}{1 + sC_x(R_x // R_y)} \quad (32)$$

Definiendo el cero y polo en:

$$\omega_z = \frac{1}{R_x C_x} \quad \omega_p = \frac{1}{R_x // R_y C_x}$$

Como el nuevo polo debe estar a una octava por delante del cero, la relación de ambos es:

$$\frac{\omega_p}{\omega_z} = 2$$

Luego

$$2 = \frac{R_x C_x}{R_x // R_y C_x} = \frac{R_x C_x}{R_x R_y \frac{C_x}{R_x + R_y}}$$

Resolviendo resulta $R_x = R_y$.

Se elige un valor de 10pF para el capacitor de la red de compensación y luego se definen las resistencias:

$$f_2 = \omega_z = \frac{1}{R_x C_x} \quad (33)$$

Despejando:

$$R_x = \frac{1}{f_2 C_x} = 3100 \, \Omega = R_y \quad (34)$$

La atenuación que se presenta se calcula:

$$R_y / (R_x + R_y) = 1/2 \quad (35)$$

Duplicando la ganancia Av_{fi} y ajustando R_1 según la definición del CFA:

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 40,92$$

$$R_1 = \frac{R_2}{40,92 - 1} = \frac{925\Omega}{39,92} \approx 23\Omega$$

3.1.1. Cálculo y medición del margen de fase

Dado que el sistema en términos de ganancia no se vió afectado, y de que el polo que se “desplazó” se encontraba sobre $\omega_g = 2MHz$, este último sigue en la misma posición que en el caso anterior.

Sin embargo, se modifica el margen de fase del sistema:

$$M_\varphi = 180^\circ - \arctg\left(\frac{f_g}{f_1}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_2}\right) - \arctg\left(\frac{f_g}{f_{CFA}}\right) \quad (36)$$

Siendo $f_{CFA} = 35,7 MHz$.

$$M_\varphi = 180^\circ - 90^\circ - 11,2^\circ - 3,2^\circ = 75,6^\circ$$

Este valor es consistente con un caso un poco mejor al que garantiza máxima planicidad de fase, e implica que el sistema mejoró en lo que a estabilidad se refiere.

A continuación se puede apreciar una mejoría en fase del sistema con red pasiva T2P(s) frente al original T2(s):

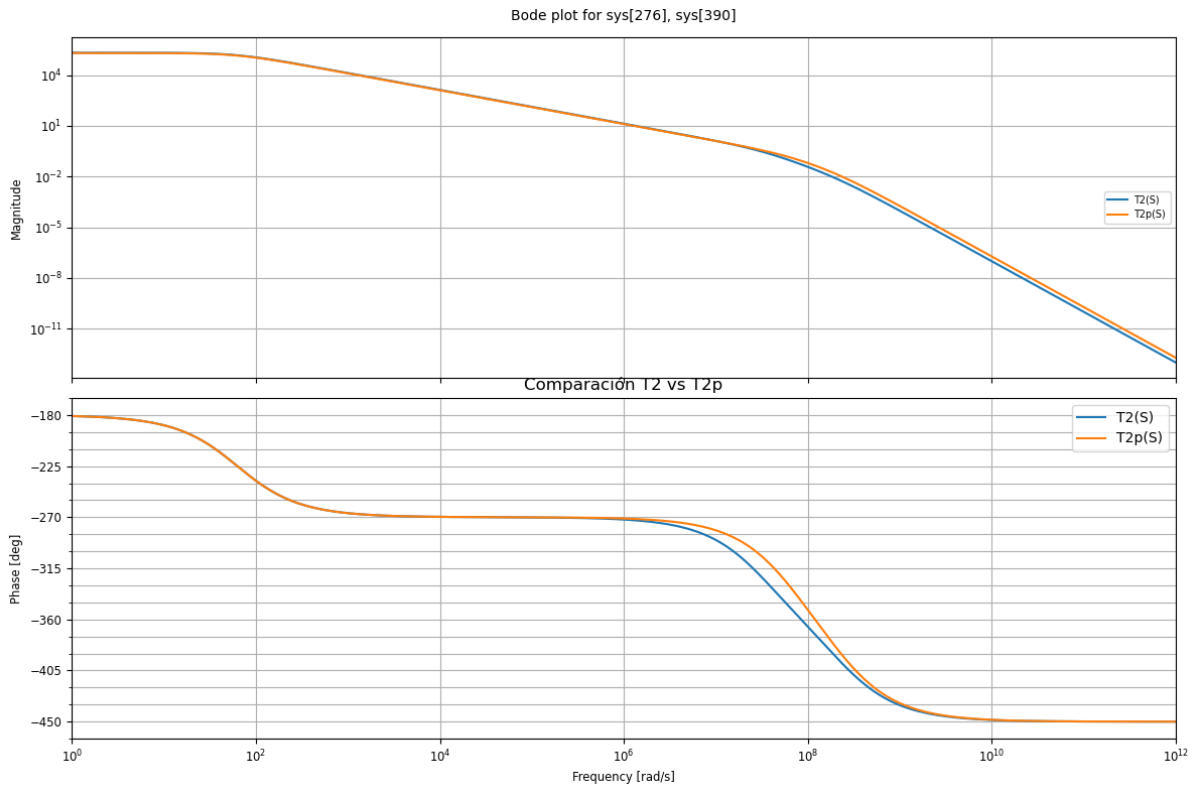


Figura 16: Comparación de Bode de $T_2(s)$ y $T_{2P}(s)$

Analizando el modelo real, el ancho de banda del sistema la frecuencia del polo ω_p se grafican. También se compara este nuevo sistema con el anterior, para identificar más fácilmente las diferencias que presentan, siendo $Av_{f1}(s)$ el sistema original y $Av_{f1P}(s)$ el sistema con la red pasiva:

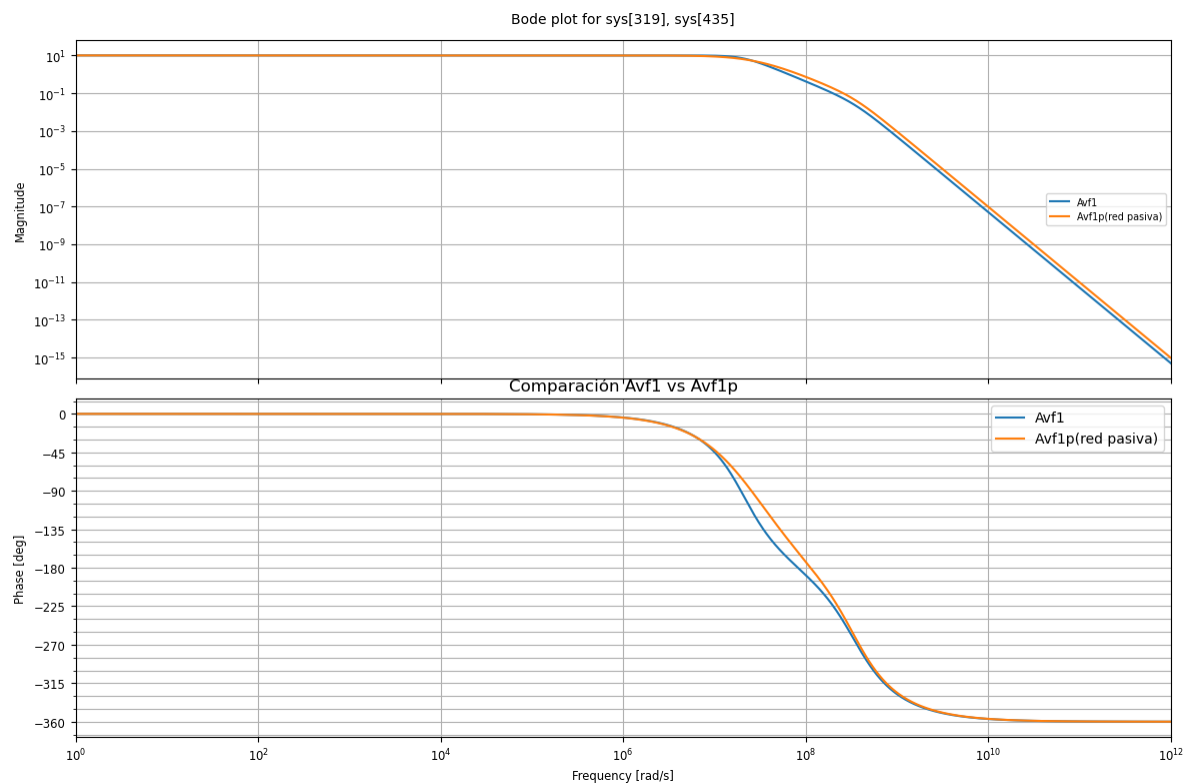


Figura 17: Comparación de los Bode de $Av_{f1}(s)$ y $Av_{f1P}(s)$

Se puede notar una ligera reducción en el ancho de banda, como también del polo ω_p , el cual resulta tener un valor de 17,4 Mrps.

3.1.2. Margen de fase

Se estima el margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto utilizando Octave:

El sistema con red pasiva es similar en velocidad, pero no presenta un sobrepasamiento a diferencia del sistema original.

3.1.3. Simulaciones

Se realizan las simulaciones del sistema en LTSpice analizado en esta sección de manera de constatar los cálculos realizados.

Nuevamente se puede verificar en el sistema el hecho de que la ganancia no es exactamente 10 dado que la función de transferencia es de tipo 0. Para 1V a 10kHz en la entrada, se obtienen casi 10V a la salida:

Haciendo un acercamiento a la curva de tensión de salida, se puede notar que la ganancia final del sistema no es de 10, si no de un valor bastante cercano:

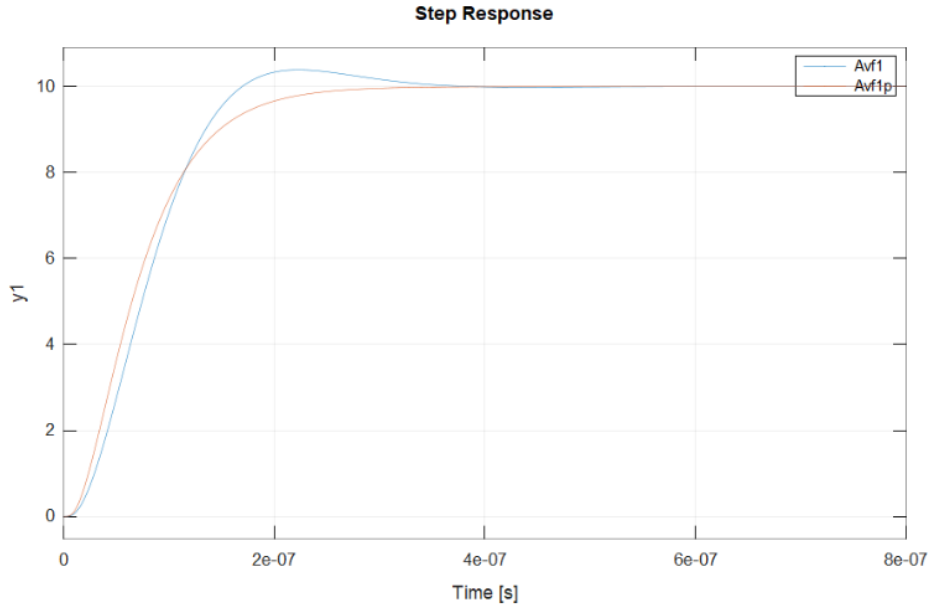
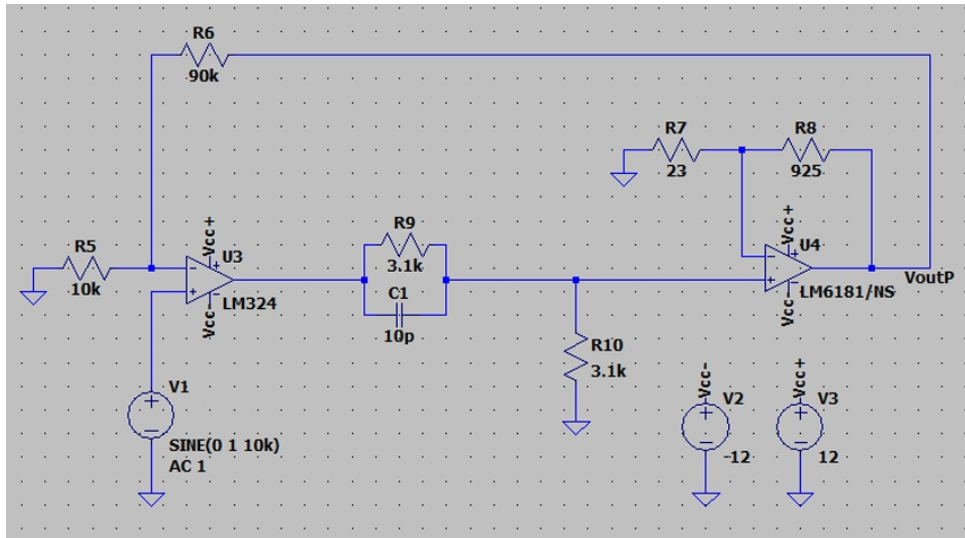

 Figura 18: Comparación respuesta al escalón de $Av_{f1}(s)$ y $Av_{f1P}(s)$


Figura 19: Esquemático del circuito VFA-CFA con red cero-polo en LTSpice

Con un barrido en frecuencia para determinar el ancho de banda hasta obtener una frecuencia que produzca a la salida un valor aproximado equivalente a 7,07 veces el valor de la entrada, aspecto que implica una caída de 3 dB en la ganancia del amplificador.

El ancho de banda resulta ser de 3,14 MHz. Explicitando esa ligera caída en ancho de banda que se previó en los cálculos. Nuevamente se aproxima el margen de fase que presenta nuestro sistema mediante la respuesta al escalón.

El valor del sobrepasamiento resulta ser de 10,003 V, y en conjunto con el valor en estado estable que resulta ser 9,997 V, se puede determinar el sobrepasamiento porcentual como sigue:

$$OS = \frac{V_{max} - V_{SS}}{V_{SS}} = \frac{10,003 - 9,997}{9,997} = 0,006 \quad (37)$$

Con este valor se puede calcular el factor de amortiguamiento:

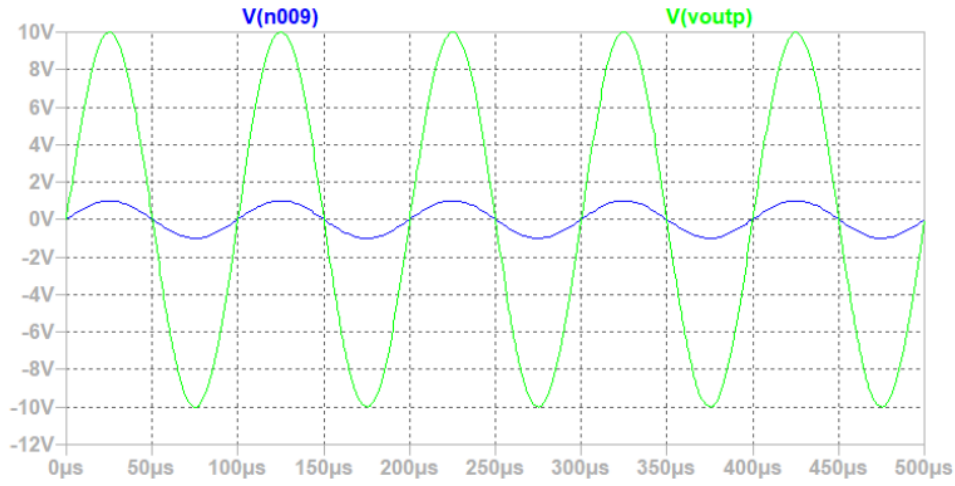


Figura 20: Tensiones de entrada y salida del circuito compuesto

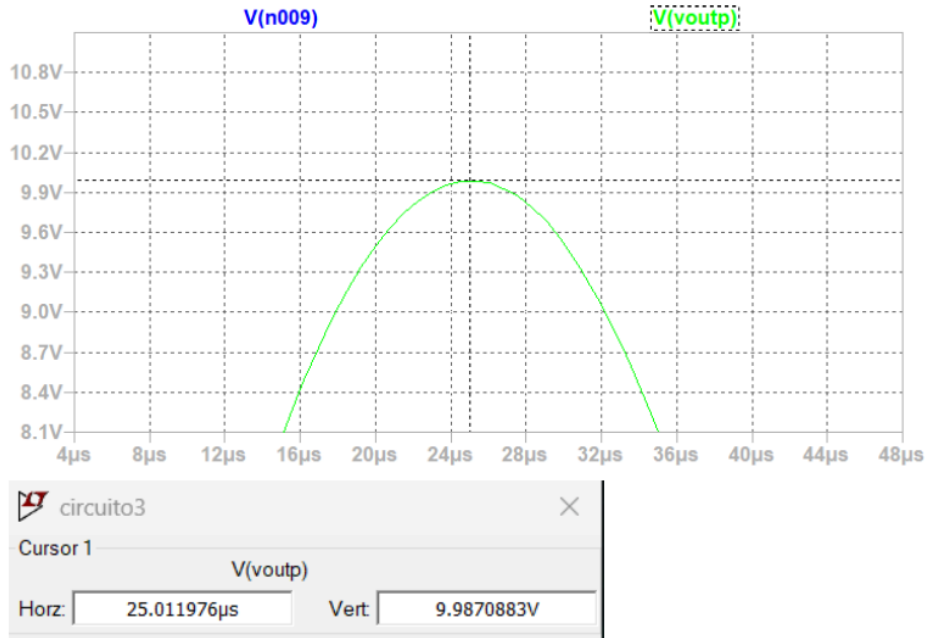


Figura 21: "Zoom" de la tensión de salida del circuito compuesto

$$\zeta = \frac{\ln(OS)}{\sqrt{\pi^2 + \ln(OS)^2}} = \frac{\ln(0,006)}{\sqrt{\pi^2 + \ln(0,006)^2}} = 0,921 \quad (38)$$

Finalmente el margen de fase queda:

$$M\varphi = \arctg\left(\frac{2\zeta}{\sqrt{-2\zeta^2 + \sqrt{1 + 4\zeta^4}}}\right) = \arctg\left(\frac{2 * 0,921}{\sqrt{-2 * 0,921^2 + \sqrt{1 + 4 * 0,921^4}}}\right) = 74^\circ \quad (39)$$

3.1.4. Conclusiones

Se puede concluir que agregando un par de resistencias y un capacitor se pudo eliminar el problema del sobrepasamiento, sin afectar en gran medida el ancho de banda, y sin modificar prácticamente la

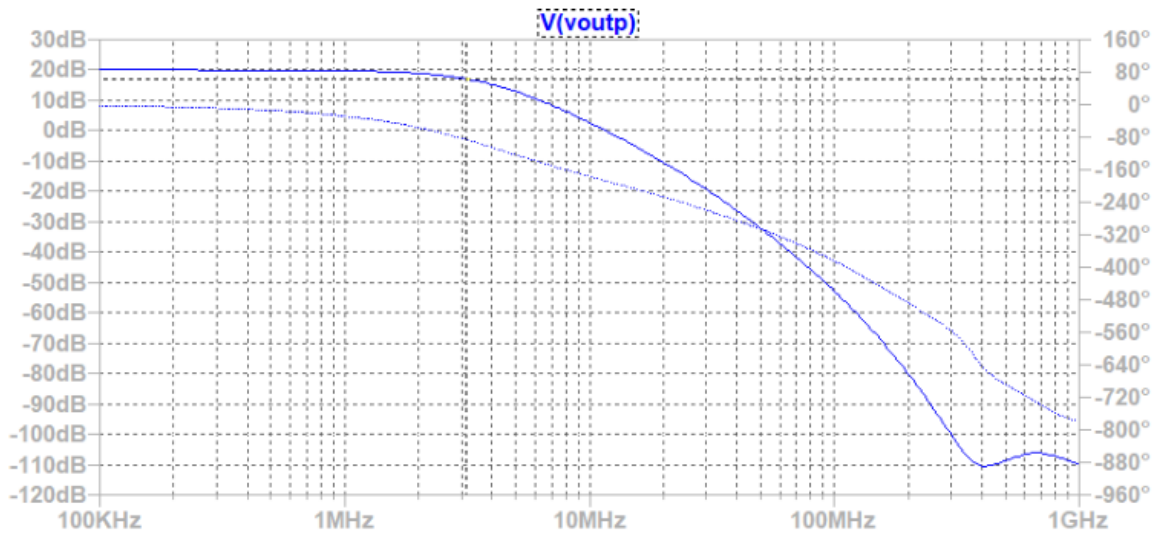


Figura 22: Ancho de banda en LTSpice

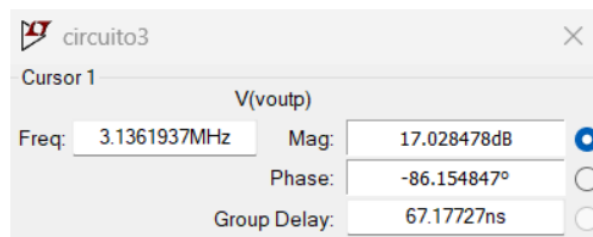


Figura 23: Captura de los valores de frecuencia, magnitud y fase

velocidad del sistema. Es decir, se logró mejorar la estabilidad del sistema, aumentando su margen de fase. Debido a esto se puede también decir que mejoró el Qp del sistema y que, este último, mejoró en su rendimiento general.