



SÍNTESIS DE REDES ACTIVAS

Trabajo Practico de Laboratorio N°3 Diseño de amplificadores

Profesor Titular: Dr. Ing. Ferreyra Pablo
Profesor Adjunto: Ing. Reale Cesar
Ayudante alumno: Lucas Heraldo Duarte

Alumnos: Alaniz Franco
Ferraris Domingo

Año Académico: 2021

Repositorio de GitHub: <https://github.com/DarioAlaniz/repoSistesisDeRedes>

Índice

| | |
|---|----------|
| 1. Objetivo | 2 |
| 2. Consignas | 2 |
| 3. Desarrollo | 4 |
| 3.1. VFA-VFA | 4 |
| 3.1.1. Diseño | 4 |
| 3.1.2. Ancho de banda potencial, frecuencia del polo de la función de transferencia y ancho de banda a -3dB | 8 |
| 3.1.3. Medición del ancho de banda a -3 dB | 9 |
| 3.1.4. Estimación del margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto. | 10 |
| 3.2. VFA-CFA | 11 |
| 3.2.1. Diseño | 11 |
| 3.2.2. Ancho de banda potencial, frecuencia del polo de la función de transferencia y ancho de banda a -3dB | 13 |
| 3.2.3. Medición del ancho de banda a -3 dB | 14 |
| 3.2.4. Estimación del margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto. | 16 |
| 3.3. VFA-CFA II | 18 |
| 3.3.1. Diseño | 18 |
| 3.3.2. Medición del ancho de banda a -3 dB | 20 |
| 3.3.3. Estimación del margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto | 21 |

1. Objetivo

Diseñar amplificadores utilizando tecnologías VFA y CFA, aplicando conceptos de compensación.

2. Consignas

1. Circuito 1

La Figura 1 muestran un amplificador compuesto que deberá ser diseñado para obtener una ganancia global $A_{vf} = 20\text{dB}$, compensándolo para obtener una máxima planicidad de módulo ($M_f = 65^\circ$ $Q_p = 0,707$).

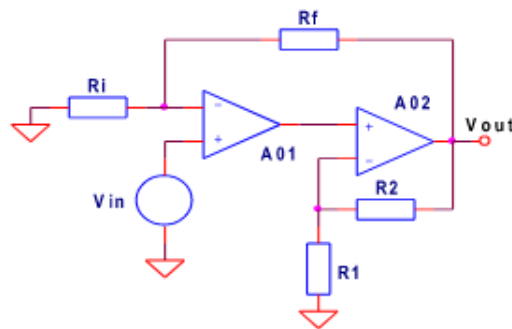


Figura 1: Esquema del Amplificador compuesto, circuito I

1.1 VFA - VFA

Utilizando tecnologías VFA + VFA. Como amplificador VFA se utilizará un LM324, de 2(dos) polos ($A_{d0} = 100\text{dB}$, $F_T = 1\text{MHz}$, $F_1 = 10\text{Hz}$ y $F_2 = 5,06\text{MHz}$).

1.1.1 Diseñar el amplificador compuesto VFA + VFA.

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

1.1.3 Medir el ancho de banda a -3dB.

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

1.2 VFA-CFA

Utilizando tecnologías VFA + CFA. Se sugiere como amplificador VFA un LM324, de 2(dos) polos ($Ad_0 = 100\text{dB}$, $FT = 1\text{MHz}$, $F1 = 10\text{Hz}$ y $F2 = 5,06\text{MHz}$) y como CFA un LM6181 con $RT = 2,37\text{M}$, $CT = 4,8\text{pF}$, cuya transimpedancia ZT presenta también 2(dos) polos ($F1 = 14\text{KHz}$, $F2 = 82,3\text{MHz}$).

- 1.2.1 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.
- 1.2.2 Calcular el ancho de banda potencial, la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado y ancho de banda a -3dB .
- 1.2.3 Medir el ancho de banda a -3dB .
- 1.2.4 Estimar el margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto.

1.3 VFA-CFA II

Insertar en la configuración anterior una red de compensación cero – polo (a la salida del VFA) de tal modo que el cero de la red cancele el segundo polo del VFA. Ubicar el polo de la red a una octava de su cero. Retocar la ganancia del CFA realimentado para compensar la atenuación introducida por la red. Constatar la mejora del margen de fase a través de la respuesta al escalón.

- 1.3.1 Calcular y medir el margen de fase, el ancho de banda potencial, la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado y ancho de banda a -3dB .
- 1.3.2 Calcular el ancho de banda potencial, la frecuencia del polo de la función de transferencia a lazo cerrado y ancho de banda a -3dB .
- 1.3.3 Medir el ancho de banda a -3dB .
- 1.3.4 Estimar el margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto.

3. Desarrollo

3.1. VFA-VFA

3.1.1. Diseño

Se tiene las siguientes funciones de transferencia para cada uno de los amplificadores:

$$Ad_1(S) = \frac{Ad_1(0)}{\left(1 + \frac{S}{2\pi f_{11}}\right) \cdot \left(1 + \frac{S}{2\pi f_{12}}\right)} = \frac{100000 \text{ } v/v}{\left(1 + \frac{S}{2\pi 10 \text{ } Hz}\right) \cdot \left(1 + \frac{S}{2\pi 5,06 \text{ } Mhz}\right)}$$

Para el segundo amplificador consideramos una ganancia en continua ideal de un amplificador no inversor:

$$Ad_2(0) = \frac{1}{K_2} = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} ; K_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$Ad_2(S) = \frac{1/K_2}{\left(1 + \frac{S}{2\pi f_{21}}\right) \cdot \left(1 + \frac{S}{2\pi f_{22}}\right)} = \frac{1/K_2}{\left(1 + \frac{S}{2\pi f_{21}}\right) \cdot \left(1 + \frac{S}{2\pi 5,06 \text{ } Mhz}\right)}$$

Como simplificación se considera que el segundo amplificador se comporta como un amplificador de primer orden siempre que:

$$f_{21} = f_2 = f_1 \cdot (1 - T(0)) \ll 5,06 \text{ } Mhz$$

podemos definir ahora:

$$\begin{aligned} f_{11} &= f_1 = 10 \text{ } Hz \\ f_{12} &= f_{22} = 5,06 \text{ } Mhz \end{aligned}$$

La función de transferencia del lazo general sera una combinación las ganancias de los amplificadores:

$$T(S) = -K_1 \cdot \frac{100000 \text{ } v/v}{\left(1 + \frac{S}{2\pi 10 \text{ } Hz}\right) \cdot \left(1 + \frac{S}{2\pi 5,06 \text{ } Mhz}\right)} \cdot \frac{1/K_2}{\left(1 + \frac{S}{2\pi f_2}\right) \cdot \left(1 + \frac{S}{2\pi 5,06 \text{ } Mhz}\right)}$$

Siendo:

$$K_1 = \frac{1}{A_{vf}} = \frac{R_i}{R_i + R_f}$$

El margen de fase para máxima planicidad de modulo es:

$$M_{\varphi} = 180 - \arctan\left(\frac{f_g}{f_1}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_2}\right) - 2 \cdot \arctan\left(\frac{f_g}{f_3}\right) = 65$$

Como $f_1 \ll f_g$ y despreciando el efecto que produce el polo doble (luego se tendrá en cuenta para comprobar):

$$M_{\varphi} = 180^{\circ} - 90^{\circ} - \arctan\left(\frac{f_g}{f_2}\right) = 65^{\circ}$$

$$25^{\circ} = \arctan\left(\frac{f_g}{f_2}\right)$$

$$f_g = \tan(25^{\circ}) \cdot f_2$$

$$f_g = 0,466 \cdot f_2$$

Observando el diagrama de bode Figura 2 y tomando el producto ganancia por ancho de banda tenemos:

$$A_{vf} \cdot f_g = A_d(0) \cdot f_1 \cdot A_{vf2}$$

$$A_{vf} \cdot (0,466)f_2 = f_T \cdot A_{vf2}$$

$$A_{vf} \cdot (0,466)f_2 = A_{vf2} \cdot f_2 \cdot A_{vf2}$$

$$A_{vf} \cdot (0,466) = A_{vf2}^2$$

Resultando:

$$A_{vf2} = \sqrt{0,466 \cdot A_{vf}} = \sqrt{0,466 \cdot 10} = 2,16$$

Del producto ganancia por ancho de banda:

$$\omega_2 = \frac{\omega_T}{A_{vf2}} = \frac{2\pi 1 \text{ MHz}}{2,16} = 2\pi \cdot 463 \text{ kHz}$$

El cual no da un f_g :

$$f_g = 0,466 \cdot f_2 = 215,9 \text{ kHz}$$

Si ahora tenemos en cuenta el polo doble para notar si este afecta significativamente en el margen de fase, tenemos:

$$M_{\varphi} = 180 - 90 - \arctan\left(\frac{215,9}{463}\right) - 2 \cdot \arctan\left(\frac{215,9}{5,06 \text{ kHz}}\right) = 60,11^{\circ}$$

El efecto que tiene el polo doble en el margen de fase son $\approx 5^\circ$. Para mejorar esto debemos modificar la relación (f_g/f_2) de modo que sea menor, tomando:

$$\begin{aligned} f_g &= 0,4f_2 \\ A_{vf2} &= \sqrt{0,4 \cdot 10} = 2 \\ f_2 &= \frac{f_T}{A_{vf2}} = \frac{1 \text{ MHz}}{2} = 500 \text{ kHz} \\ f_g &= 0,4 \cdot 500 \text{ kHz} = 200 \text{ kHz} \\ M_\varphi &= 63,7^\circ \end{aligned}$$

Representando un error del 2%. Por lo que se usaran estos valores obtenidos para los demás cálculos de los componentes pasivos.

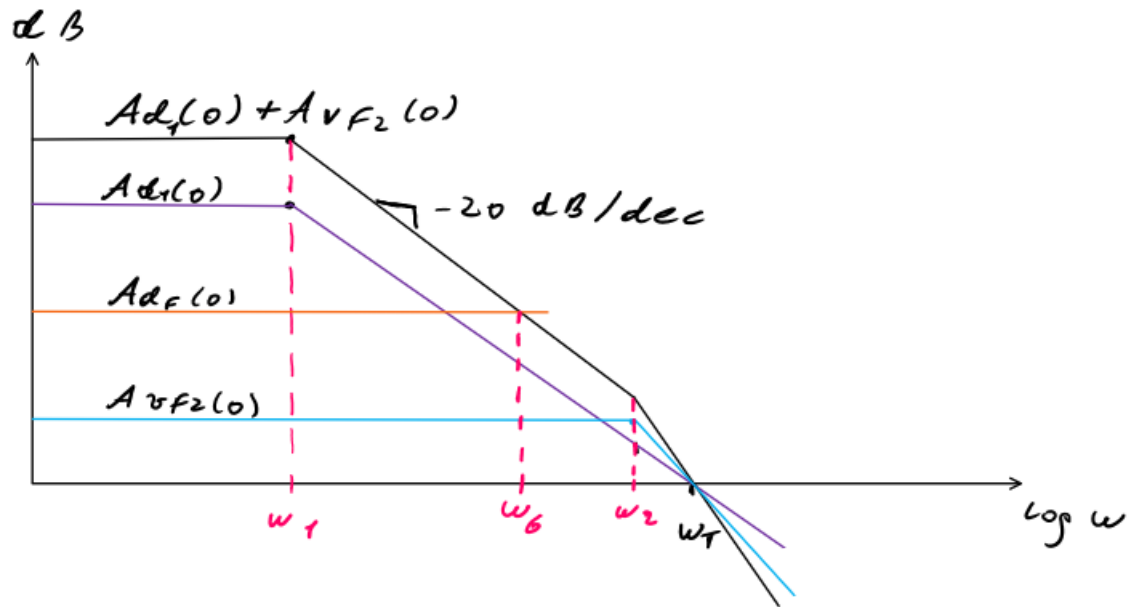


Figura 2

Calculo de resistencias para el segundo amplificador:

$$\begin{aligned} A_{vf2} &= \frac{R2}{R1} + 1 = 2 \\ R2 &= R1 = 10 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Calculo de resistencias para el primer amplificador:

$$A_{vf} = \frac{R_f}{R_i} + 1 = 10$$

$$R_f = 9R_i$$

$$R_i = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_f = 90 \text{ k}\Omega$$

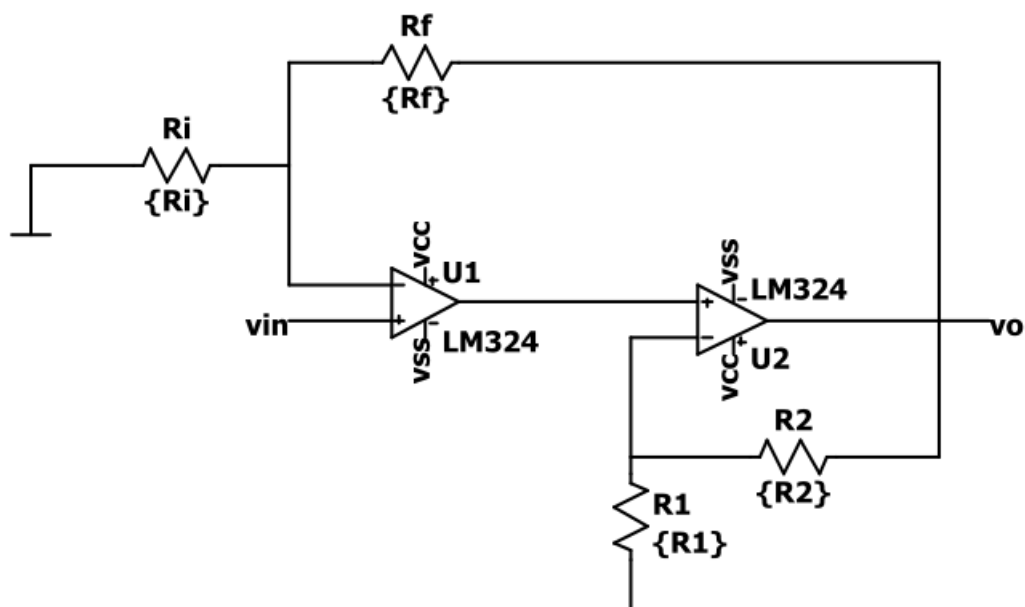


Figura 3: Circuito final

Simulando a lazo abierto y viendo en la intersección con la ganancia ideal $A_{vf} = 20 \text{ dB}$ tenemos un valor de $f_g = 210,8 \text{ kHz}$, como se aprecia en Figura 4.

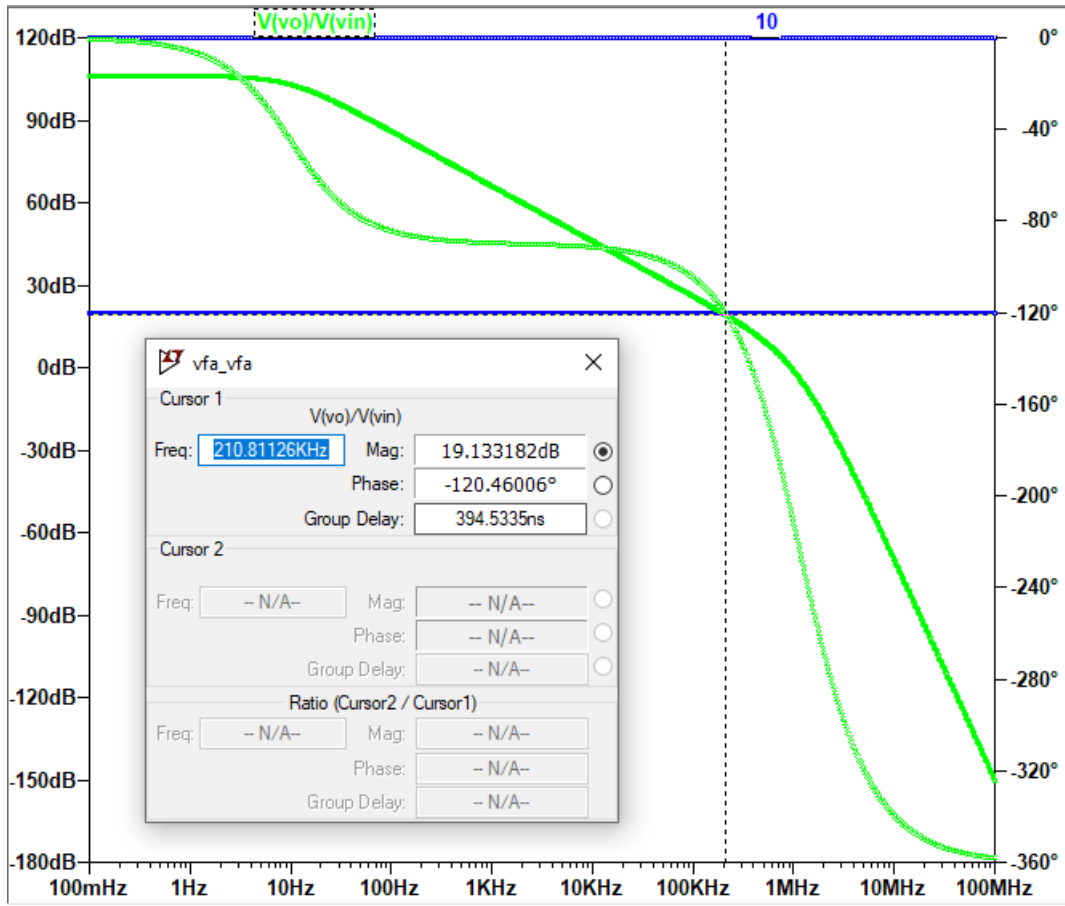


Figura 4: Medición de f_g

El valor calculado era de $f_g = 215,9 \text{ kHz}$, por lo que se tiene un error del 2.36 % menor al 10 %.

3.1.2. Ancho de banda potencial, frecuencia del polo de la función de transferencia y ancho de banda a -3dB

La frecuencia del polo a lazo cerrado es:

$$f_2 = \frac{f_T}{A_{vf2}} = \frac{1 \text{ MHz}}{2} = 500 \text{ kHz}$$

El ancho de banda a 3dB para la condición de MPM:

$$f_g = 0,644 \cdot f_h$$

$$f_h = \frac{200 \text{ kHz}}{0,644} = 310 \text{ kHz}$$

3.1.3. Medición del ancho de banda a -3 dB

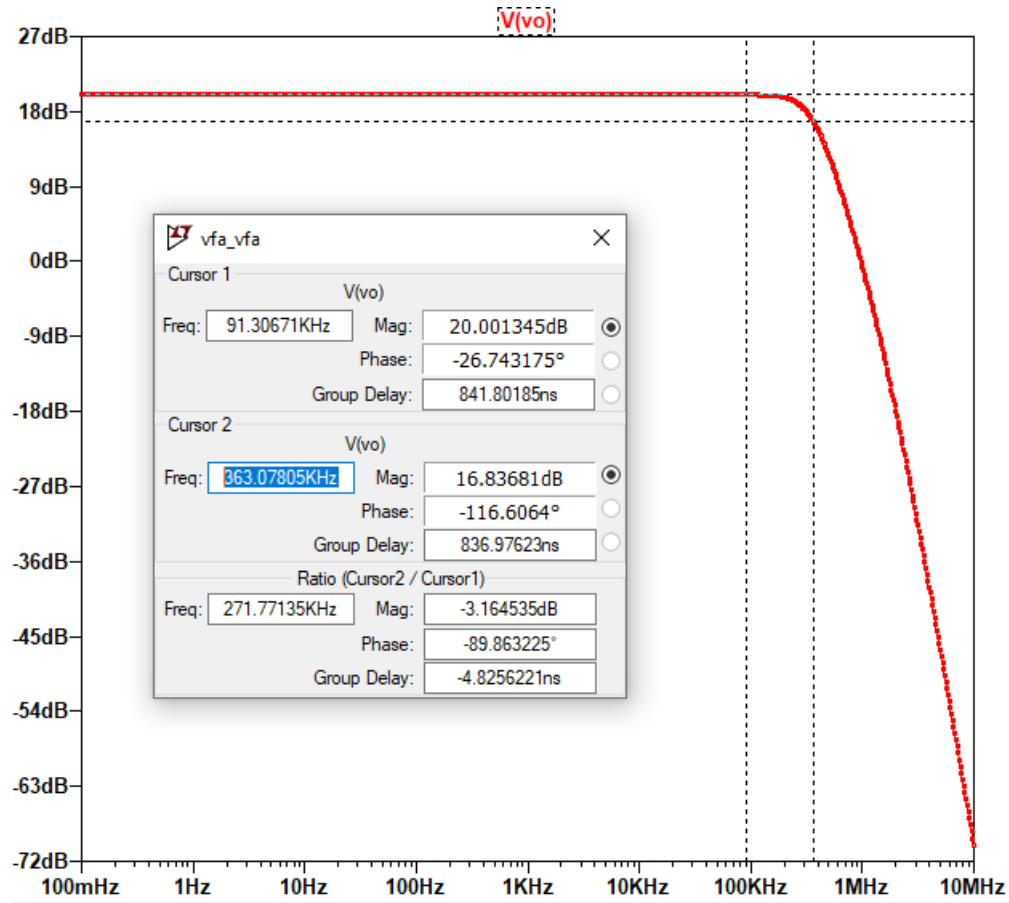


Figura 5: Ancho de banda a -3 dB

Se observa en la figura Figura 5 que se tiene un $f_h = 363 \text{ kHz}$ representando un error del 17 %, una de las causas seria que el f_T en el modelo no corresponda a 1 MHz que utilizamos para los cálculos.

3.1.4. Estimación del margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto.

Realizando una simulación con una entrada escalón de 10 mV, tenemos la siguiente respuesta:

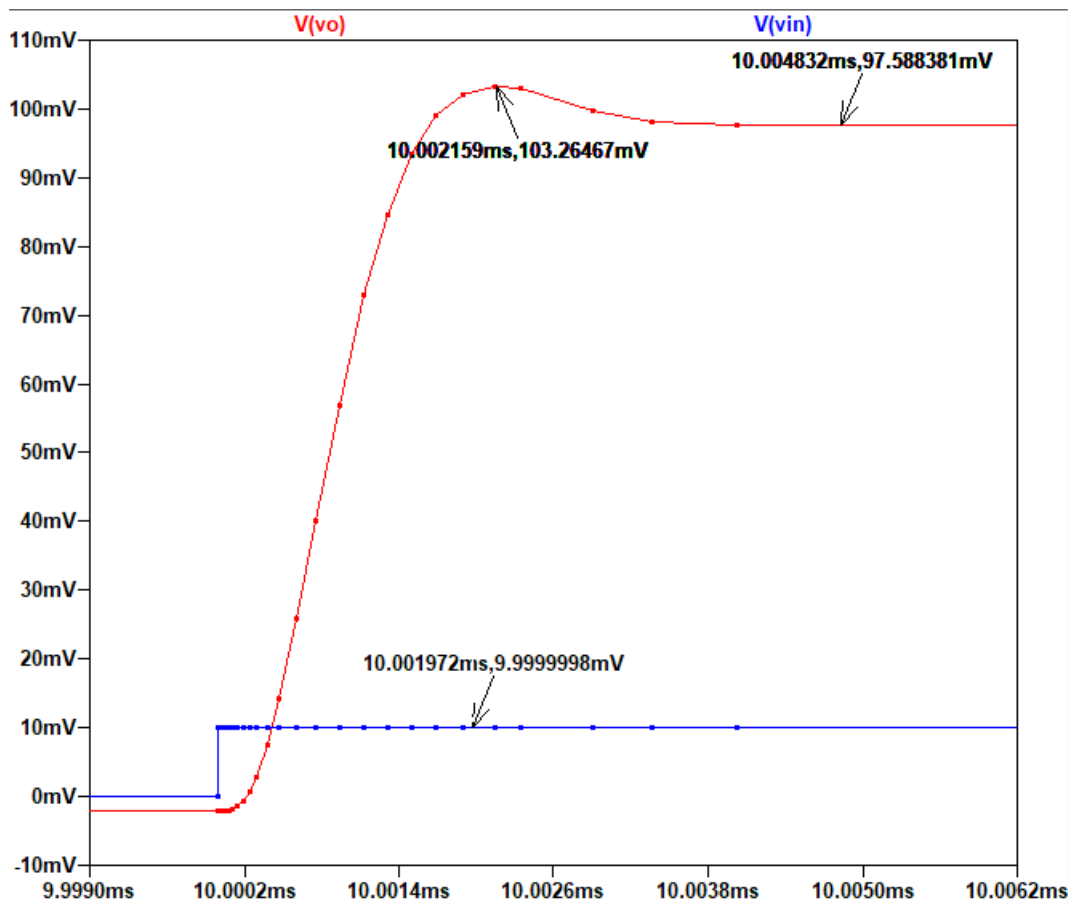


Figura 6: Respuesta al escalón

Tenemos un sobrepasamiento de:

$$SO = \frac{103,26 - 97,59}{97,59} = 0,011$$

Considerando la respuesta como la de un sistema de segundo orden tene-

mos un factor de amortiguamiento de:

$$\xi = \sqrt{\frac{(\ln SO)^2}{\pi^2 + (\ln SO)^2}} = 0,82$$

$$0 < \xi < 1 \Rightarrow \text{subamortiguado}$$

El factor de calidad sera:

$$Q = \frac{1}{2 * \xi} = 0,61$$

Esto no es igual a $Q = 0,707$ para un $M_\varphi = 65^\circ$ (considerando un sistema de un solo polo sin tener en cuenta el polo doble), ya que en nuestro caso tenemos un $M_\varphi = 63,7^\circ$ y además la medición del sobrepasamiento es gráfica suponiendo un sistema de segundo orden. Pero como vemos un valor de 0.61 es muy suficientemente cercano para este diseño.

3.2. VFA-CFA

3.2.1. Diseño

Partimos de las siguientes funciones de transferencia para cada uno de los amplificadores:

$$Ad_1(S) = \frac{Ad_1(0)}{\left(1 + \frac{S}{2\pi f_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{S}{2\pi f_3}\right)} = \frac{100000 \text{ } v/v}{\left(1 + \frac{S}{2\pi 10 \text{ } Hz}\right) \cdot \left(1 + \frac{S}{2\pi 5,06 \text{ } Mhz}\right)}$$

Para el segundo amplificador lo consideramos de un solo polo, despreciando la influencia del polo en $82,3 \text{ } MHz$.

$$Ad_2(S) = \frac{1/K_2}{(1 + SC_T R_2)} = \frac{1/K_2}{\left(1 + \frac{S}{2\pi \frac{1}{C_T R_2}}\right)}$$

$$K_2 = \frac{R_2}{R_p} ; f_2 = \frac{1}{2\pi C_T R_2}$$

El margen de fase para máxima planicidad de modulo es:

$$M_\varphi = 180 - \arctan\left(\frac{f_g}{f_1}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_2}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_3}\right) = 65,5^\circ$$

$$65,5^\circ = 180 - 90 - \arctan\left(\frac{2 \text{ MHz}}{f_2}\right) - \arctan\left(\frac{2}{5,06}\right)$$

Despejando f_2 , tenemos:

$$f_2 = \frac{2 \text{ MHz}}{\tan(2,93)} = 39 \text{ MHz}$$

Si bien esta frecuencia no se encuentra a menos de una década del polo en $82,3 \text{ MHz}$ pero al tener el CFA realimentado este se desplazara mucho mas arriba por lo que podríamos considerarlo que no influye. Por lo tanto:

$$\omega_{pCFA} = \frac{1}{C_T R_2} \Rightarrow R_2 = \frac{1}{2\pi 4,8 \text{ pF} 39 \text{ MHz}} = 850,2 \Omega$$

De las relaciones de ganancia por ancho de banda obtenemos:

$$A_{vf} \cdot f_g = A_d(0) \cdot f_1 \cdot A_{vfCFA}$$

$$A_{vfCFA} = \frac{A_{vf} \cdot f_g}{A_d(0) \cdot f_1}$$

$$A_{vfCFA} = \frac{10 \cdot 2 \text{ MHz}}{100000 \cdot 10} = 20 = 26 \text{ dB}$$

$$A_{vfCFA} = \frac{R_2}{R_1} + 1 \Rightarrow R_1 = \frac{850,2}{19} = 44,45 \Omega$$

Los valores de R_i y R_f se mantienen como el caso anterior. El circuito obtenido es el siguiente:

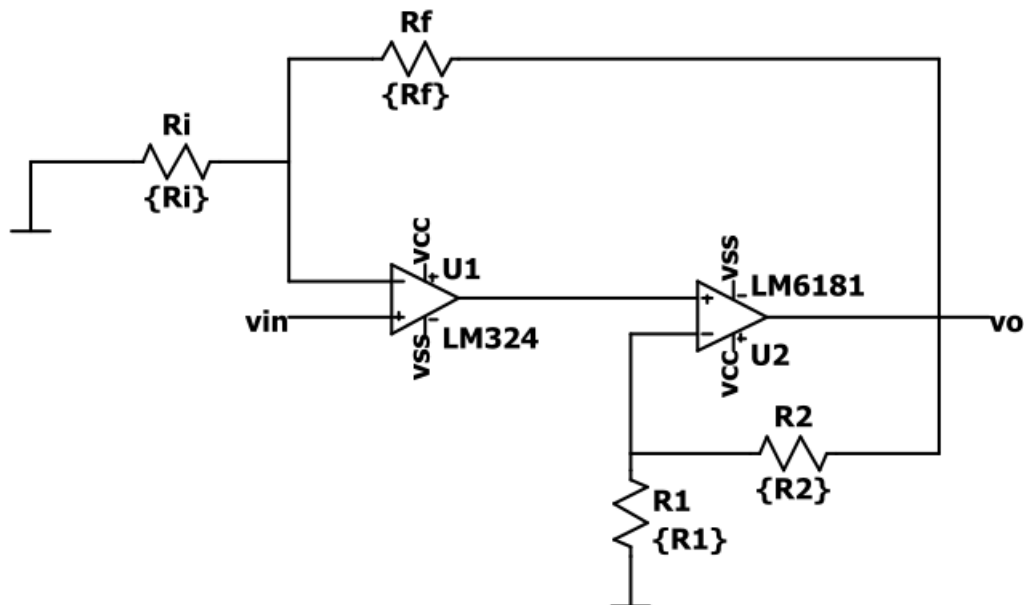


Figura 7

3.2.2. Ancho de banda potencial, frecuencia del polo de la función de transferencia y ancho de banda a -3dB

La frecuencia del polo a lazo cerrado es:

$$f_{pCFA} = 39 \text{ MHz}$$

El ancho de banda a 3dB para la condición de MPM:

$$f_g = 0,644 \cdot f_h$$

$$f_h = \frac{2 \text{ MHz}}{0,644} = 3,1 \text{ MHz}$$

3.2.3. Medición del ancho de banda a -3 dB

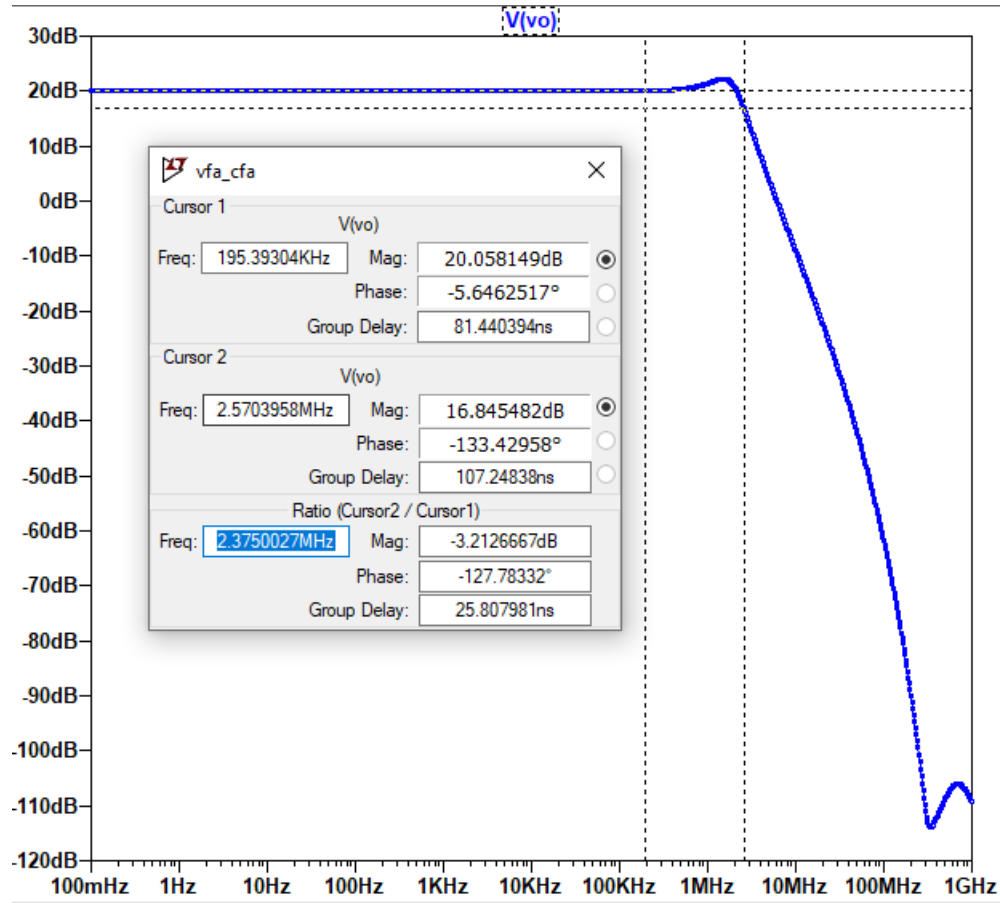


Figura 8: Ancho de banda a -3 dB

Como se aprecia en la Figura 8 se tiene un sobrepico en la frecuencia de corte y esto se debe a la influencia del polo en 82,3 MHz que consideramos despreciable. Esto igual nos dice que la resistencia R2 obtenida representa un valor de $-Z_T| = 20 \log_{10}(R2) = 58 \text{ dB}$ y observando en la hoja de datos de componente Figura 9, tenemos una frecuencia potencia cerca de 30 MHz siendo menor a una decada respecto de 82,3 MHz, por lo tanto una influencia de este polo.

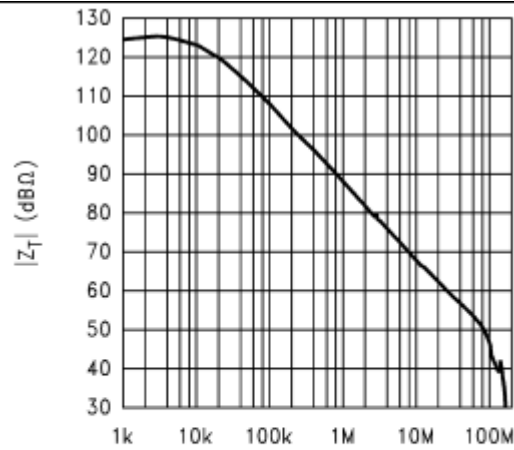


Figure 19. Transimpedance vs Frequency
 $V_S = \pm 15V$ $R_L = 100\Omega$

Figura 9: Transimpedance vs Frequency
 $V_S = \pm 15V$ $R_L = 100\Omega$

Para mejorar esto podríamos cambiar el $f_g = 1\text{ MHz}$ manteniendo MPM, entonces:

$$f_2 = \frac{1\text{ MHz}}{\tan(2,93)} = 19,5\text{ MHz}$$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 4,8\text{ pF} \cdot 19,5\text{ MHz}} = 1,7\text{ k}\Omega$$

Lo que resulta en :

$$|Z_T| = 20 \log_{10}(R_2) = 64,6\text{ dB}$$

Teniendo mayor separación entre los polos y lograr una mejor respuesta en la frecuencia de corte:

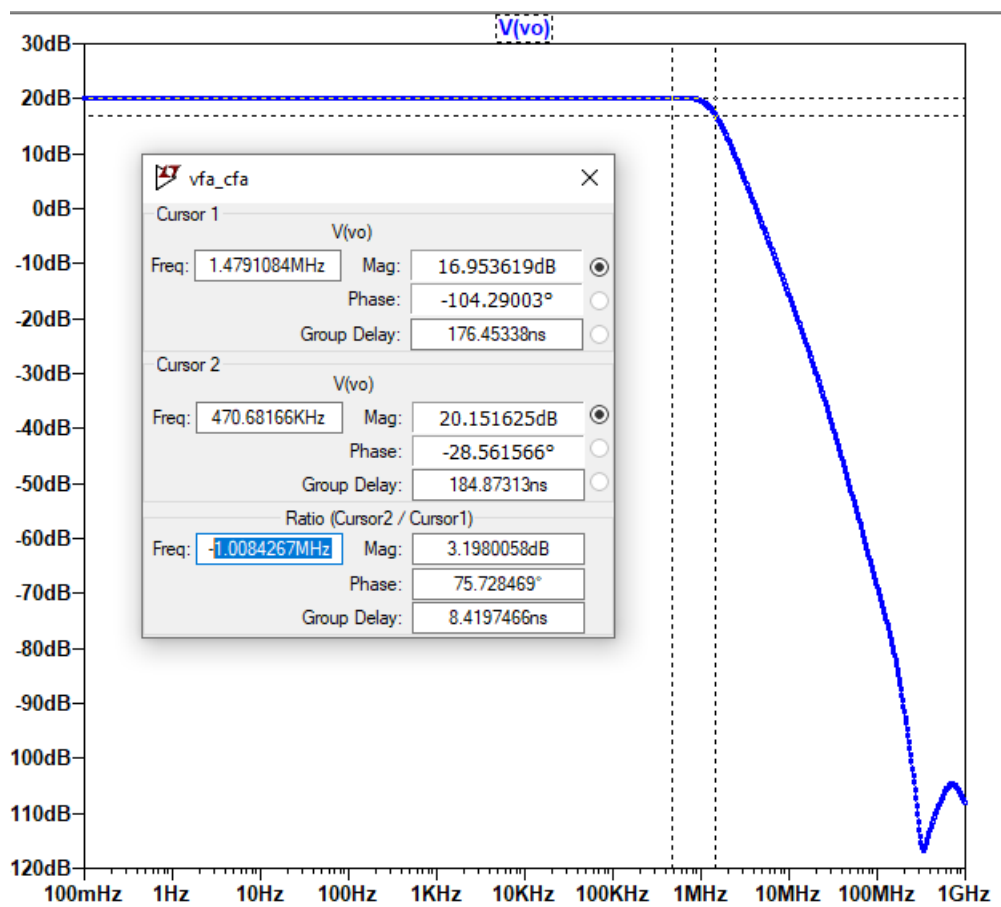


Figura 10: Ancho de banda a -3 dB

3.2.4. Estimación del margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto.

Generando una entrada escalon de amplitud 10 mV tenemos las siguientes respuestas para los caso $f_g = 2 \text{ MHz}$ y $f_g = 1 \text{ MHz}$:

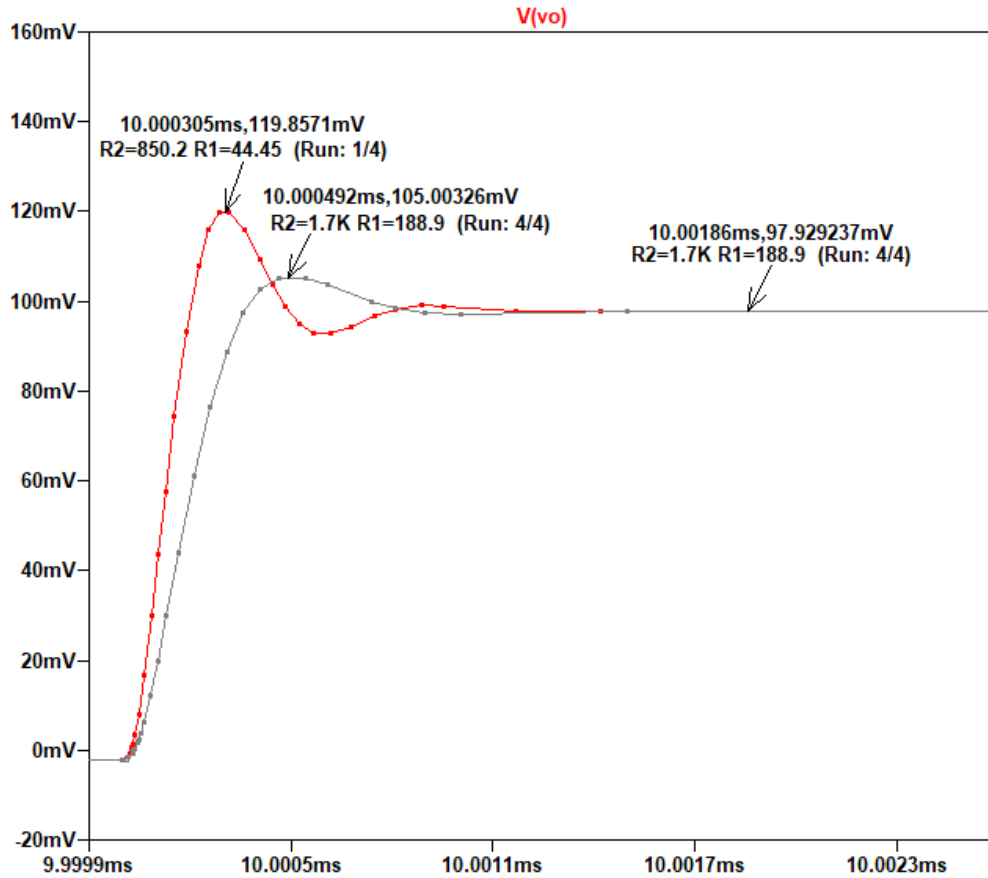


Figura 11: Respuesta al escalón

Se observa una de las respuesta tiene un comportamiento mas subamortiguado, mientras que la otra disminuye debido a que la influencia del polo en $82,3 \text{ MHz}$ es insignificante.

Analizando los sobrepasamiento para el caso de $f_g = 1 \text{ MHz}$ ya tiene mejor respuesta:

$$SO = \frac{105 - 97,92}{97,92} = 0,07$$

Considerando la respuesta como la de un sistema de segundo orden tenemos un factor de amortiguamiento de:

$$\xi = \sqrt{\frac{(\ln SO)^2}{\pi^2 + (\ln SO)^2}} = 0,64$$

El factor de calidad sera:

$$Q = \frac{1}{2 * \xi} = 0,77$$

3.3. VFA-CFA II

3.3.1. Diseño

La red de compensación debe cancelar el polo en $5,06 MHz$ del VFA, teniendo un lazo de realimentacion:

$$T(s) = \frac{-KK_c A_d(0)(1 + \frac{s}{\omega_{ZC}})}{(1 + \frac{s}{\omega_1})(1 + \frac{s}{\omega_2})(1 + \frac{s}{\omega_{PC}})}$$

$$T(s) = \frac{-KK_c A_d(0)}{(1 + \frac{s}{\omega_1})(1 + \frac{s}{\omega_{PC}})}$$

El ω_{PC} se colocara a una octava del cero para que influya:

$$\omega_{PC} = 2\omega_{ZC} = 2\omega_2 = 2\pi 10,15 \text{ MHz}$$

Red de compensación:

$$\frac{R_x}{R_y} = \frac{\omega_{PC}}{\omega_{ZC}} - 1 = 2 - 1 = 1$$

$$R_x = R_y = 1 \text{ k}\Omega$$

$$C_x = \frac{1}{2\pi \cdot 5,06 \text{ MHz} \cdot 1 \text{ k}\Omega} = 31,45 \text{ pF}$$

En continua la salida del VFA se atenúa debido al divisor resistivo que agrega la red de la misma compensación, pero al ubicar la red en una zona donde no carga a ninguna de las etapas amplificadoras la ganancia global sigue siendo la relación entre Ri y Rf.

El margen de fase ahora es:

$$M_\varphi = 180 - \arctan\left(\frac{f_g}{f_1}\right) - \arctan\left(\frac{f_g}{f_{PC}}\right) =$$

$$M_\varphi = 90 - \arctan\left(\frac{2}{10,15}\right) = 78,8^\circ$$

Teniendo un mayor margen de fase cuando $f_g = 2 \text{ MHz}$ respecto al circuito anterior sin compensar.

El circuito resultante se tiene en Figura 12.

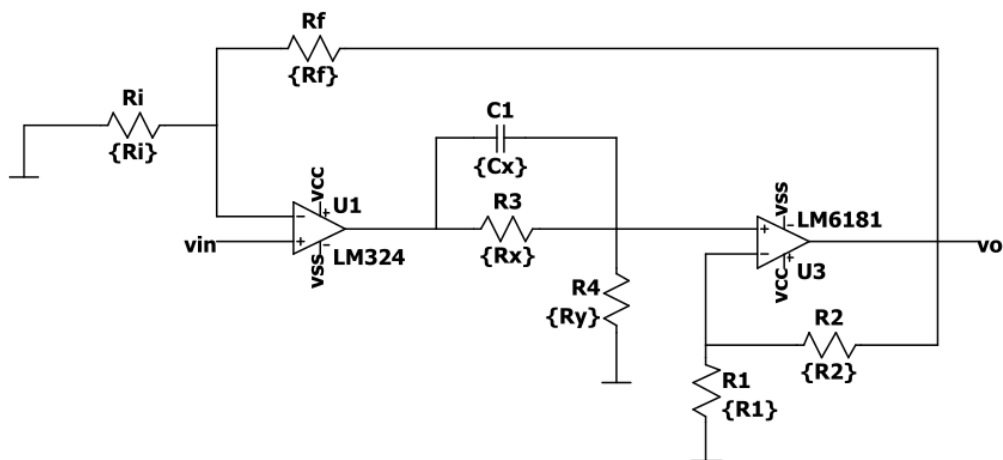


Figura 12

Cuya respuesta se observa en Figura 13:

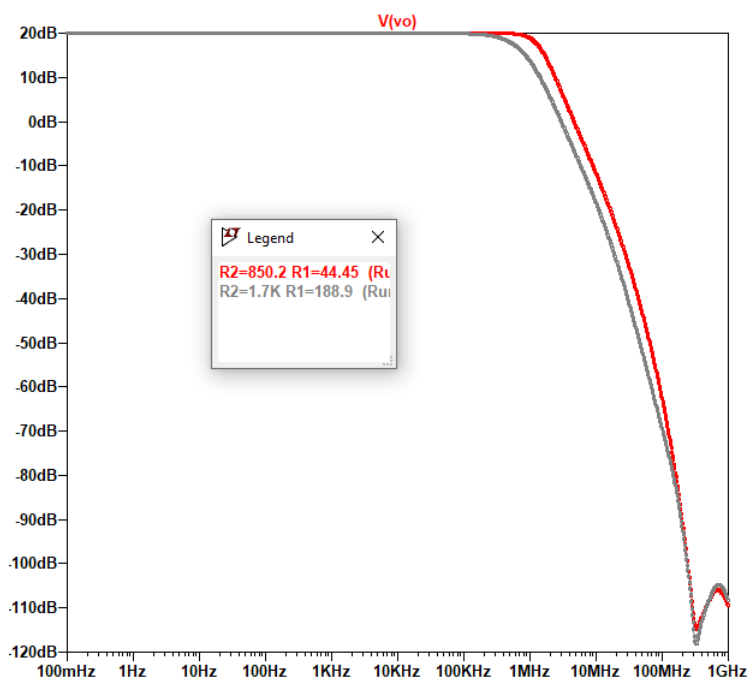


Figura 13

Se tiene respuestas sin sobre picos para los casos estudiados anteriormente ($f_g = 1 \text{ Mhz}$ y $f_g = 2 \text{ Mhz}$)

3.3.2. Medición del ancho de banda a -3 dB

Como para el valor de R_2 previamente calculo (850.2Ω) no se consiguió el ancho de banda requerido se hizo un barrido de R_2 por medio de Ltspice hasta encontrar un valor que nos de un ancho de banda de 2 Mhz , se observa en la Figura 14 para un $R_2 = 1,65 \text{ k}\Omega$.

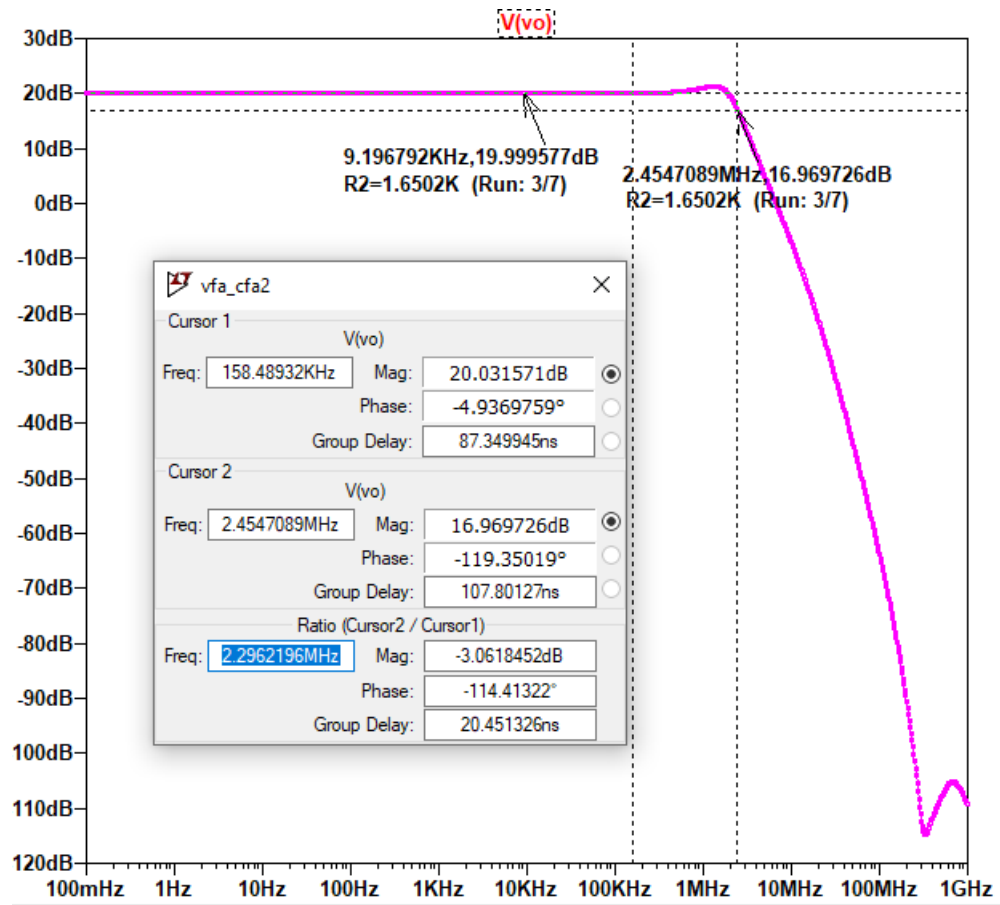


Figura 14: Ancho de banda a -3 dB

3.3.3. Estimación del margen de fase obtenido en base a la respuesta al escalón del amplificador compuesto

Generando una entrada de 10 mV se tiene:

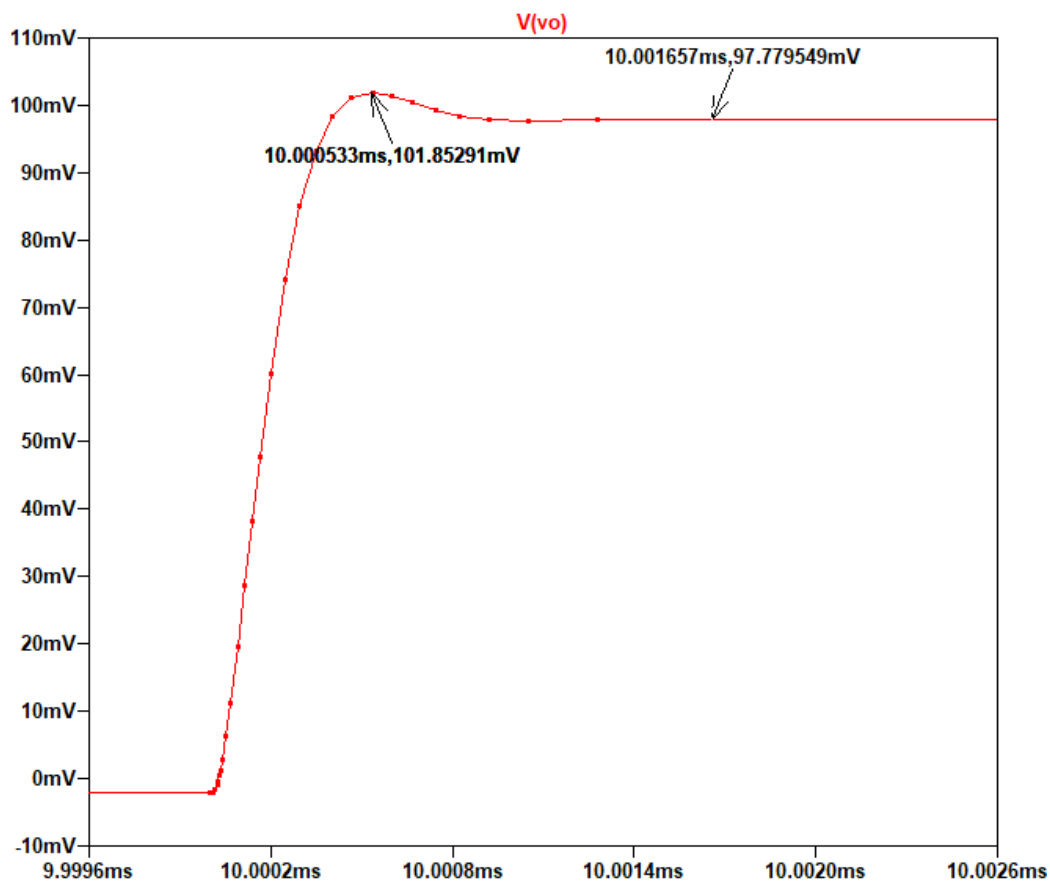


Figura 15: Respuesta al escalón

Analizando los sobrepasamiento:

$$SO = \frac{101,85 - 97,77}{97,77} = 0,041$$

Considerando la respuesta como la de un sistema de segundo orden tenemos un factor de amortiguamiento de:

$$\xi = \sqrt{\frac{(\ln SO)^2}{\pi^2 + (\ln SO)^2}} = 0,51$$

El factor de calidad será:

$$Q = \frac{1}{2 * \xi} = 0,98$$

Siendo mayor a 0.707 ya que el margen de fase es mayor a $78,8^\circ > 65,5^\circ$.