

Circuitos Electrónicos 1

*Laboratorio 1: Estabilidad de los Amplificadores
Realimentados*

Colarieti Sergio, scolarieti2@gmail.com
Vazquez Leonardo, leonardo.vazquez.fimdp.edu.ar

Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata

Índice

1. Fundamentos teóricos de los amplificadores	4
1.1. Realimentación negativa	4
1.1.1. Configuraciones de amplificadores realimentados negativamente	5
1.2. Estabilidad	8
1.3. Compensación	11
2. Circuito Propuesto	13
2.1. Resolución analítica	13
2.2. Resolución por simulación	21
3. Desarrollo de laboratorio	26
3.1. Confección del diagrama de bode del circuito sin compensar	27
3.2. Respuesta al escalón	29
3.3. Cálculo de C_f	30
3.4. Confección del diagrama de bode del circuito compensado	32
4. Conclusiones	34
5. Referencias	35

Resumen

En el presente informe, se propone analizar y desarrollar un circuito de amplificadores realimentados para estudiar la estabilidad de los mismos. Para ello se parte desde los fundamentos teóricos, comenzando por el concepto de realimentación negativa, los distintos tipos de configuraciones de amplificadores realimentados, siguiendo por los criterios de estabilidad y compensación, donde puntualmente se hace incapié en el método de adelanto de fase para luego aplicarlo al circuito propuesto. Luego de analizarlo analíticamente y mediante simulación, se realizan distintas mediciones experimentales para posteriormente ser comparadas.

1. Fundamentos teóricos de los amplificadores

1.1. Realimentación negativa

En un amplificador con realimentación negativa ideal, como se observa en la figura 1, la señal de entrada X_i ingresa al sistema y se le resta la componente de realimentación $X_f = f \cdot X_o$. Dicha diferencia corresponde a la señal de error X_e , la cual atraviesa el amplificador de ganancia a obteniéndose así la señal de salida $X_o = a \cdot X_e$. Por lo tanto, la transferencia del amplificador, es decir, la ganancia de lazo realimentada, es:

$$A = \frac{X_o}{X_i} = \frac{a}{(1 + a \cdot f)} = \frac{a}{(1 + T)} \quad (1)$$

Donde $T = a \cdot f$ es la ganancia de lazo. Si $T = 0$, entonces se habla de una ganancia sin realimentar $a = \frac{X_o}{X_i}|_{T=0}$.

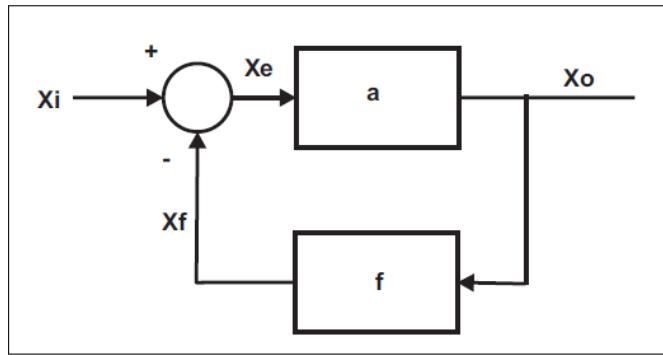


Figura 1: Estructura ideal de un amplificador realimentado.

Una de las ventajas de este modelo es que, si $T \gg 1$ entonces la ganancia $A \approx \frac{1}{f}$ no depende de la ganancia sin realimentar a , es decir, se reduce la distorsión no lineal. Si a depende de elementos activos, la ganancia A no se vería afectada por las variaciones de los parámetros de dichos elementos. Por otro lado, si f depende de elementos pasivos, A solamente se vería afectada por las variaciones de estos, las cuales no cambian demasiado para las condiciones de funcionamiento del circuito. Matemáticamente, diferenciando A (1), se obtiene una comparación relativa:

$$\frac{dA}{A} = \frac{1}{(1 + T)} \cdot \frac{da}{a} \quad (2)$$

El cual expresa una reducción en la sensibilidad de los cambios de la ganancia realimentada A respecto de los cambios de la ganancia sin realimentar a en un factor $(1 + T)$.

Otros beneficios de los circuitos realimentados negativamente son: la reducción del efecto de ruido, el aumento del ancho de banda al agregar nuevos polos al denominador de A y la posibilidad de poseer el control en las impedancias de entrada Z_{in} y salida Z_{out} . Ahora bien, tales ventajas se logran a costa de obtener una reducción en la ganancia de A y, en ciertas circunstancias, una posible inestabilidad del sistema.

1.1.1. Configuraciones de amplificadores realimentados negativamente

En función a la magnitud a amplificar, sea corriente o tensión, y a la forma de salida, los amplificadores se clasifican en cuatro categorías:

- Amplificadores de tensión controladas por tensión: Deben poseer alta Z_{in} y baja Z_{out} para que las impedancias de fuente y carga no influyan significativamente en la transferencia.
- Amplificadores de corriente controladas por corriente: Deben poseer baja Z_{in} y alta Z_{out} para que las impedancias de fuente y carga no influyan significativamente en la transferencia.
- Amplificadores de corriente controladas por tensión: Deben poseer alta Z_{in} y alta Z_{out} para que las impedancias de fuente y carga no influyan significativamente en la transferencia.
- Amplificadores de tensión controladas por corriente: Deben poseer baja Z_{in} y baja Z_{out} para que las impedancias de fuente y carga no influyan significativamente en la transferencia.

Para la primer categoría, los amplificadores de tensión controlados por tensión, se sensa la tensión de salida y se realimenta una tensión proporcional a esta en serie con la entrada. Esta configuración se la conoce como serie-paralelo. En la figura 2 se muestra un esquema ideal de dicha configuración. En dicha figura se observa una correspondencia casi completa con la estructura ideal de la figura 1 siendo v_i la tensión de entrada, v_x el error, v_f la realimentación y v_o la tensión de salida. Además a_v es la ganancia del amplificador sin realimentar, donde r_i y r_o son sus impedancias de entrada y salida, respectivamente.

La ganancia de realimentación es:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{a_v}{(1 + a_v \cdot f)} \quad (3)$$

Se puede demostrar que, las impedancias de entrada y salida son:

$$Z_{if} = R_{if} = r_i \cdot (1 + a_v \cdot f) \quad (4)$$

$$Z_{of} = R_{of} = \frac{r_o}{1 + a_v \cdot f} \quad (5)$$

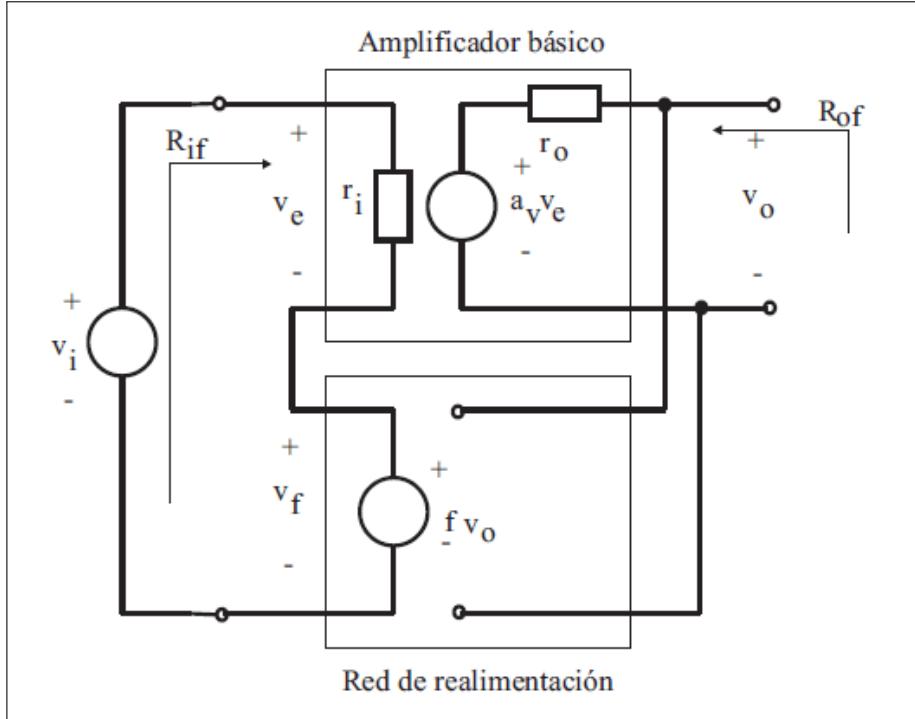


Figura 2: Estructura ideal de un amplificador realimentado con configuración serie-paralelo.

Se opta por utilizar la red pasiva de realimentación de la figura 34, el cual se ingresa tensión mediante un generador con una resistencia de entrada R_g para suministrar tensión a una carga finita R_L . Si se analiza la red de realimentación mediante cuadripolos [1], teniendo en cuenta que los parámetros híbridos h son los privilegiados para esta configuración, se puede demostrar que:

$$h_{11} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$h_{12} = \frac{+R_1}{R_1 + R_2}$$

$$h_{21} = \frac{-R_1}{R_1 + R_2}$$

$$h_{22} = \frac{1}{R_1 + R_2}$$

Donde el parámetro h_{12} corresponde a la ganancia de realimentación f . En cambio, el parámetro h_{21} , que corresponde a la transferencia directa de corriente de realimentación, se desprecia debido a la gran ganancia del amplificador sin realimentar.

Conociendo la red equivalente de realimentación según los parámetros h , se modifica el circuito de la figura 34 como se ve en la figura 4, es decir, se lleva a un formato ideal, como en la figura 2.

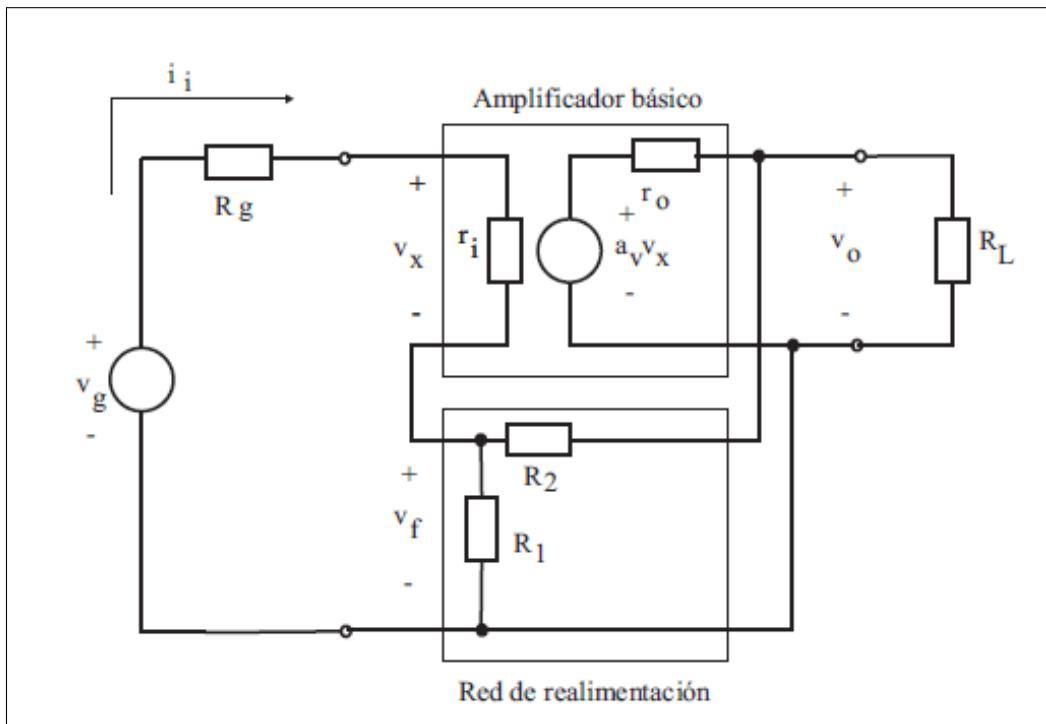


Figura 3: Estructura real de un amplificador realimentado con configuración serie-paralelo.

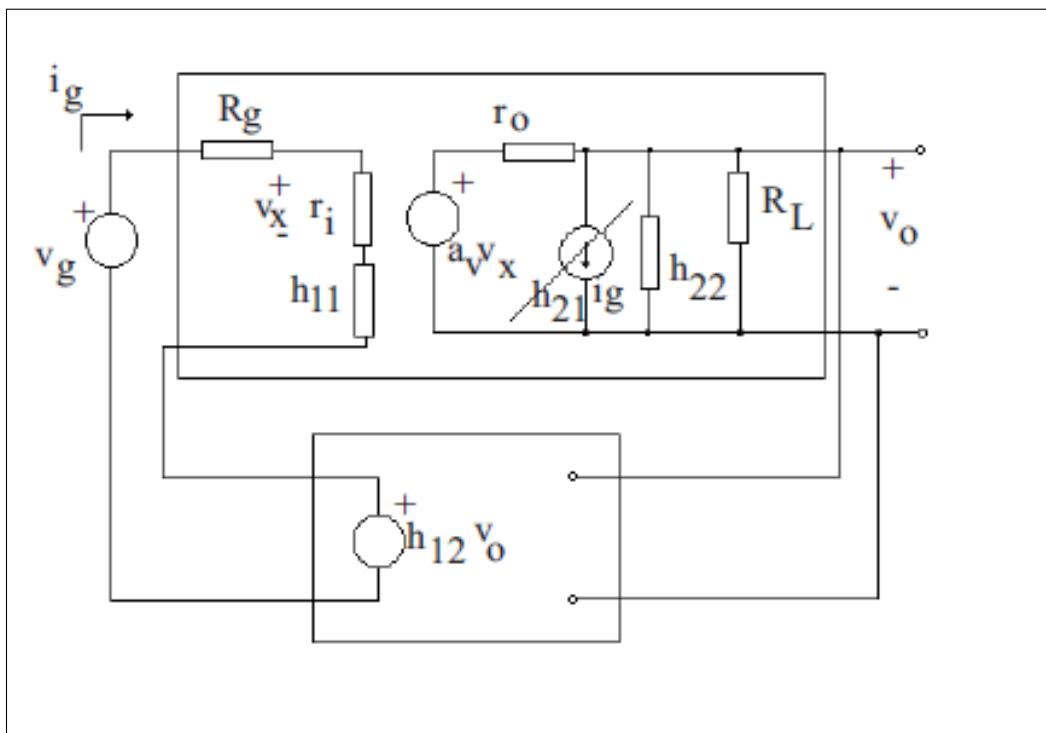


Figura 4: Configuración serie-paralelo, con el equivalente cuadripolo de realimentación.

Siendo la ganancia sin realimentar $a = \frac{v_o}{v_g}|_{f=0}$, y las impedancias de entrada y salida $R_{io}|_{f=0}$ y $R_{oo}|_{f=0}$, se puede demostrar que se llega a los mismos resultados que para el caso ideal:

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{a}{1 + a \cdot f} \quad (6)$$

$$Z_{if} = R_{io} \cdot (1 + a \cdot f) \quad (7)$$

$$Z_{of} = \frac{R_{oo}}{1 + a \cdot f} \quad (8)$$

Las demás configuraciones pueden analizarse de la misma manera llegando a resultados similares.

1.2. Estabilidad

Sea un amplificador sin realimentar de dos polos, su transferencia es:

$$a(s) = \frac{a_o}{(1 + \frac{s}{\omega_a}) \cdot (1 + \frac{s}{\omega_b})} \quad (9)$$

Si la ganancia de realimentación no depende de la frecuencia, tal que $f(s) = f_0$, la función transferencia del amplificador realimentado es:

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s) \cdot f_0} = \frac{a_o}{((1 + \frac{s}{\omega_a}) \cdot (1 + \frac{s}{\omega_b}) + a_o \cdot f_0)} \quad (10)$$

Siendo $T_o = a_o \cdot f_0$, dicha ecuación puede escribirse de la siguiente forma:

$$A(s) = \frac{A_o}{1 + \frac{s}{Q \cdot w_o} + \frac{s^2}{w_o^2}} \quad (11)$$

Donde $A_o = \frac{a_o}{1+T_o}$, $w_o = \sqrt{w_a \cdot w_b \cdot (1 + T_o)}$ y $Q = \frac{w_o}{w_a + w_b}$. Resolviendo las raíces del denominador de $A(s)$ se obtienen los polos complejos conjugados del amplificador realimentado, con $\alpha = \frac{w_o}{2 \cdot Q}$ y $\beta = \alpha \cdot \sqrt{-1 + 4 \cdot Q^2}$:

$$\frac{-w_o}{2 \cdot Q} \cdot (1 \pm \sqrt{1 - 4 \cdot Q^2}) , \text{ si } Q \leq 0.5 \quad (12)$$

$$\frac{-w_o}{2 \cdot Q} \cdot (1 \pm j \cdot \sqrt{-1 + 4 \cdot Q^2}), \text{ si } Q > 0.5 \quad (13)$$

Si se traza el lugar geométrico de las raíces del denominador de la ecuación 11, como bien se observa en la figura 5, a medida que aumenta el factor $T_o = a_o \cdot f_0$, los polos ω_a y ω_b tienen a juntarse y luego a separarse en complejos conjugados con parte real siempre negativa y constante. Esta consideración garantiza, de forma teórica, la estabilidad del sistema. Aún así, la respuesta en frecuencia y la respuesta transitoria pueden no ser las adecuadas e incluso la cercanía de los polos al eje imaginario pueden llevar al amplificador a zonas cercanas de inestabilidad.

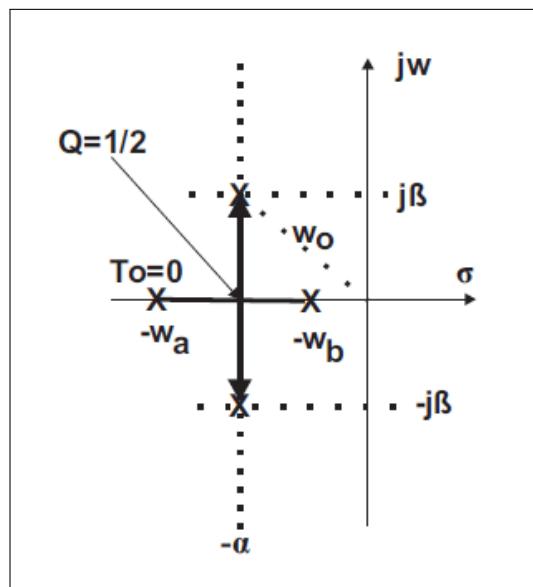


Figura 5: Lugar geométrico de raíces. Amplificador de dos polos.

En la figura 6 se muestra de manera cualitativa cómo la respuesta en frecuencia puede presentar sobrepicos en función de la realimentación T_o . Si $Q > \frac{\sqrt{2}}{2}$, entonces se llama $w_x = w_o \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$ a la frecuencia del sobreceso, en donde se puede demostrar que el valor de este fenómeno es:

$$\frac{A(j \cdot w_x)}{A_o} = \frac{2 \cdot Q^2}{\sqrt{4 \cdot Q^2 - 1}} \quad (14)$$

La expresión de la respuesta al escalón $V_i(t) = V_e \cdot \mu(t)$, ecuación 15, también muestra sobreimpulsos para $Q > \frac{1}{2}$. En la figura 7 se observa la gráfica de la respuesta al escalón para $Q = 2$.

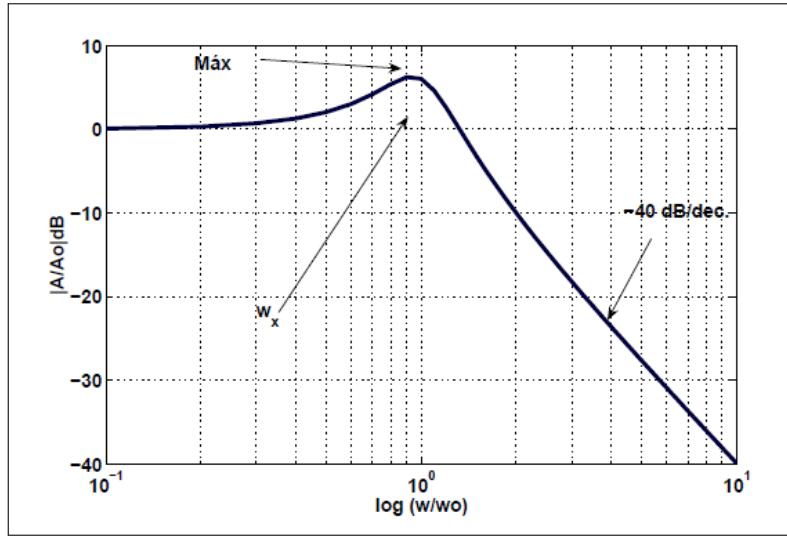


Figura 6: Sobreímpetu en la ganancia. Amplificador de dos polos.

$$\frac{V_o(t))}{V_e} = 1 - \sqrt{\frac{4 \cdot Q^2}{4 \cdot Q^2 - 1}} \cdot e^{-\cdot t} \cdot \sin(\beta \cdot t + \arccos \frac{1}{2 \cdot Q}) \quad (15)$$

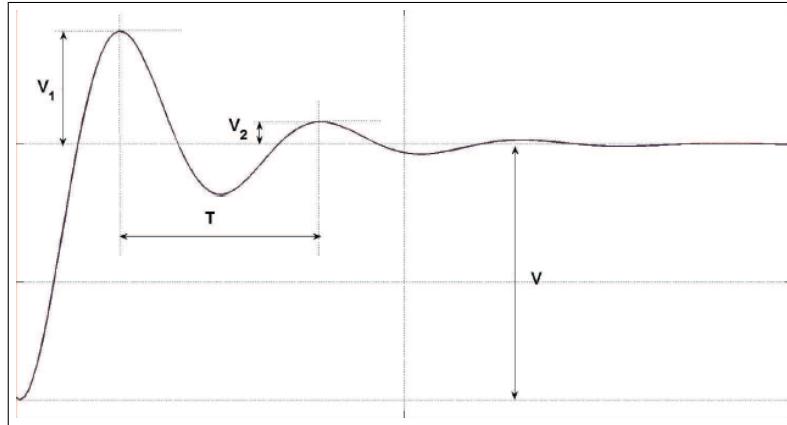


Figura 7: Respuesta al escalón para un amplificador de dos polos.

Siendo la ganancia de lazo $T(jw) = a(jw) \cdot f_o$, se llama ω_{0db} a la frecuencia tal que la amplitud de $T(jw)$ en decibeles es $0db$, entonces se define el margen de fase M_ϕ como el ángulo que le falta a Φ para llegar a -180° :

$$M_\phi = 180^\circ + \phi(T(j \cdot w_{0db})) \quad (16)$$

De manera similar se define al margen de ganancia M_G al valor en db que le falta a $|T(jw)|_{-180^\circ}$ para alcanzar el cruce por $0db$:

$$M_G = 20 \cdot \log(|T(jw)|_{-180^\circ}) \quad (17)$$

El criterio de estabilidad de Bode establece que margenes de ganancia y fase positivos aseguran la estabilidad en los amplificadores realimentados negativamente.

1.3. Compensación

En general, actuar sobre la ganancia de lazo de modo de obtener un margen de fase determinado, sin modificar la ganancia realimentada a frecuencias bajas o medias, se lo considera compensar un sistema realimentado. Desde el punto de vista práctico, los amplificadores deben tener un margen de fase de al menos 45° para asegurar la estabilidad.

De todos los métodos de compensación, en este caso, el análisis se centrará en el de “compensación por adelanto de fase” debido a que es utilizado para compensar el circuito de la práctica.

En este tipo de compensación se agrega un cero a la ganancia de lazo a la frecuencia f_{0dB} , produciendo una mejora 45° en el margen de fase en el sistema compensado sin modificar apreciablemente el pasaje por $0dB$.

En un amplificador realimentado, agregar un cero en $T(s)$ implica por lo general la ubicación de algún componente reactivo, lo cual agrega un polo adicional a la transferencia. Si éste se encuentra a una frecuencia mucho mayor que f_{0db} , el cero produce el efecto ya explicado. En las figuras 8 y 9 se observan dos gráficas de bode, la primera para un sistema sin compensar y la segunda para un sistema compensado mediante el método de adelanto de fase.

Este método es de gran utilidad si no se conocen bien la ubicación de los polos y ceros de la ganancia sin realimentar. En ese caso, mediante mediciones, se verifica donde se encuentra el máximo del sobrepico de la transferencia realimentada, y de allí se obtiene f_{0db} .

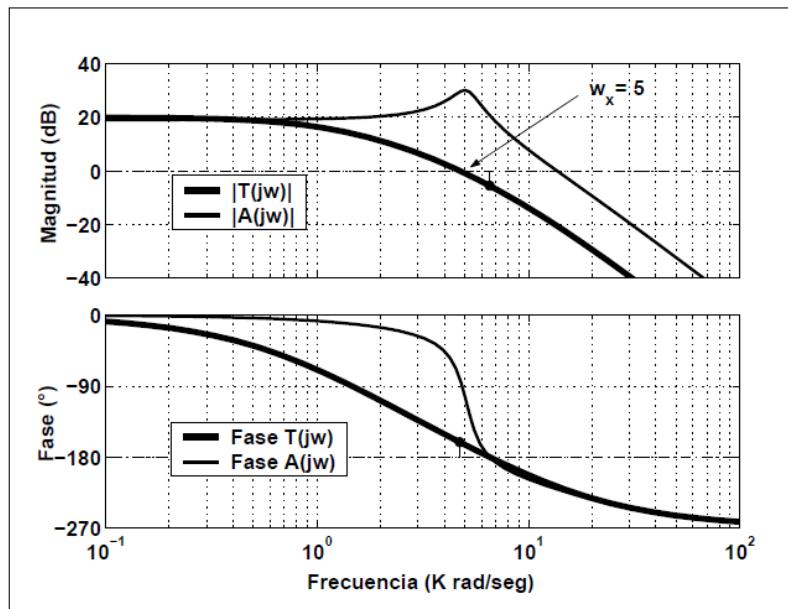


Figura 8: Diagramas de Bode de $A(jw)$ y $T(jw)$. Sistema sin compensar.

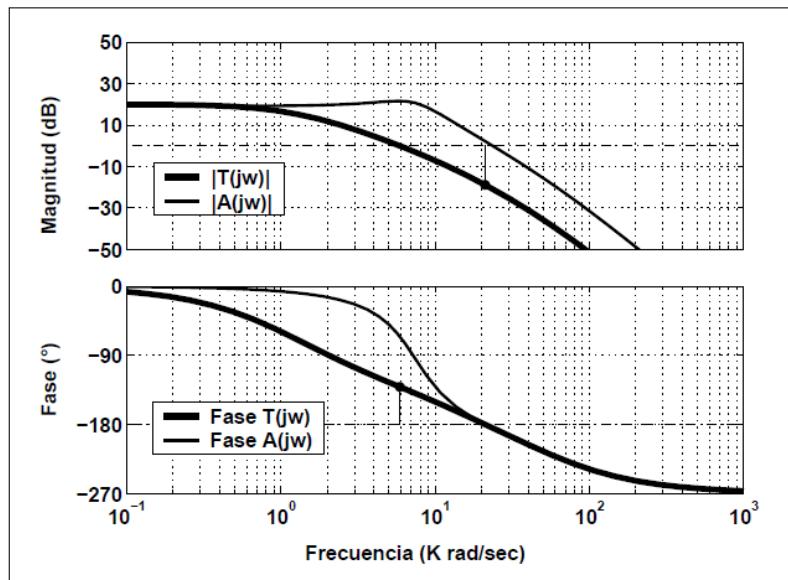


Figura 9: Diagramas de Bode de $A(jw)$ y $T(jw)$. Sistema compensado por el método de adelanto de fase.

2. Circuito Propuesto

Se propone obtener de forma analítica y por simulación la respuesta en frecuencia y la respuesta al escalón del circuito de la figura 10. En él se observa que la señal de entrada al amplificador debe pasar por un filtro pasa altos el cual elimina la componente continua de V_g . Esto se debe a la característica de audio del amplificador operacional μa741 [2], en donde la componente de continua es un parámetro indeseado. Además, se observa que hay una llave que conecta y desconecta a un capacitor C_f en paralelo a la resistencia R_f . Este arreglo se utiliza para colocar un polo y un cero en la función transferencia para obtener una compensación por adelante de fase y así eliminar algún sobrepico presente en la ganancia sin compensar.

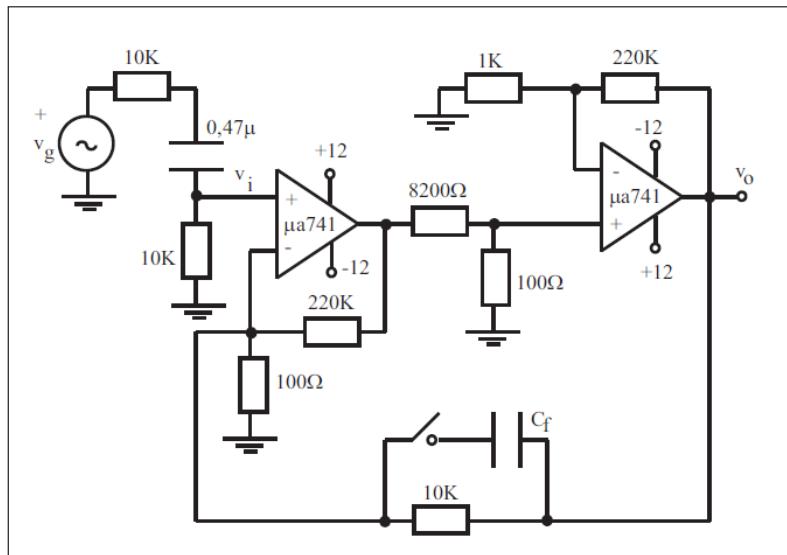


Figura 10: Circuito propuesto de estudio.

2.1. Resolución analítica

Primero se analiza el circuito de la figura 10 para el caso sin compensar, es decir, sin el capacitor C_f . Para las frecuencias de trabajo, la reactancia del capacitor de $0.47\mu\text{f}$ se desprecia en relación a la resistencia de $10K$ por lo que se puede suponer que dicho capacitor actúa como un corto-circuito. Luego, si se realiza un equivalente de Thevenin [3] en la entrada no inversora del primer amplificador, se obtiene:

$$V_{th} = \frac{V_g \cdot 10K\Omega}{10K\Omega + 10K\Omega} = \frac{V_g}{2} \quad (18)$$

$$R_{th} = 10K\Omega / 10K\Omega = 10K\Omega \quad (19)$$

Redibujando el circuito de la figura 10, se obtiene:

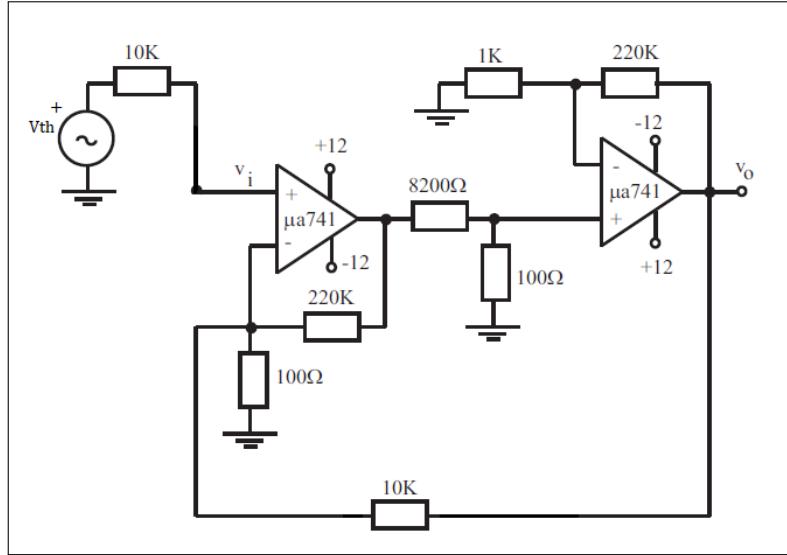


Figura 11: Circuito propuesto. Equivalente de Thevenin en la entrada.

Luego, se analiza la red de realimentación del circuito. Se observa en el circuito de la figura 11 que dicha red pasiva está compuesta por las resistencias 100Ω y $10K\Omega$. Dado que se está sensando tensión a la salida V_o para restarla a la entrada V_i , entonces se puede optar por utilizar el equivalente cuadripolo mediante los parámetros h . De la sección anterior (Figura 34) se sabe que, siendo $R_1 = 100\Omega$ y $R_2 = 10K\Omega$:

$$h_{11} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \approx 99\Omega$$

$$h_{12} = \frac{+R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{101}$$

$$h_{21} = \frac{-R_1}{R_1 + R_2} = -\frac{1}{101}$$

$$h_{22} = \frac{1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{10100\Omega}$$

Recordemos que la ganancia de realimentación es $f_o = h_{12} = \frac{1}{101}$. Despreciando el parámetro de transferencia directa h_{21} , entonces el circuito posee la forma que se observa en la figura 12.

A partir de la hoja de datos del circuito integrado $\mu a741$ (Figura 13) se obtiene la ganancia sin realimentar, teniendo en cuenta que $10^{(\frac{106db}{20db})} \approx 200000$.

$$a(jf) = \frac{200000}{(1 + \frac{jf}{5Hz}) \cdot (1 + \frac{jf}{2MHz})} \quad (20)$$

Dado que el segundo polo de $a(jf)$, situado en $2MHz$, es mucho mayor que las frecuencias de interés que rondan en el orden de los KHz , entonces podemos aproximar a $a(jf)$ como en la ecuación 21.

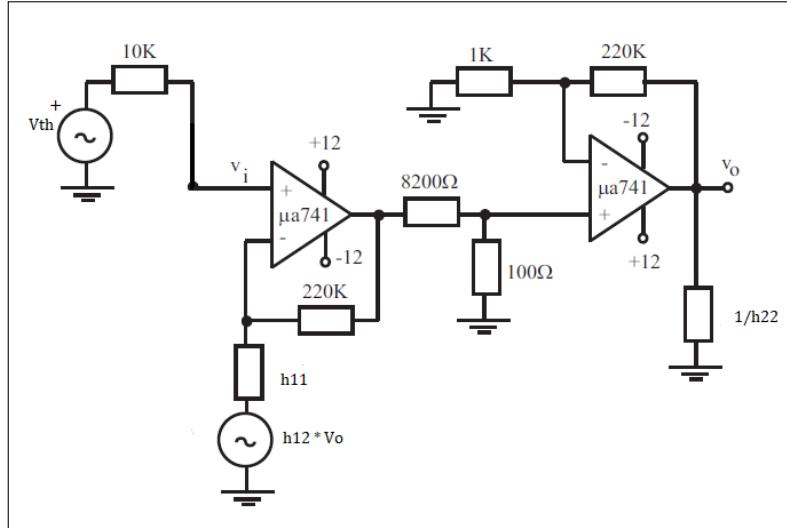


Figura 12: Circuito propuesto. Equivalente de cuadripolos.

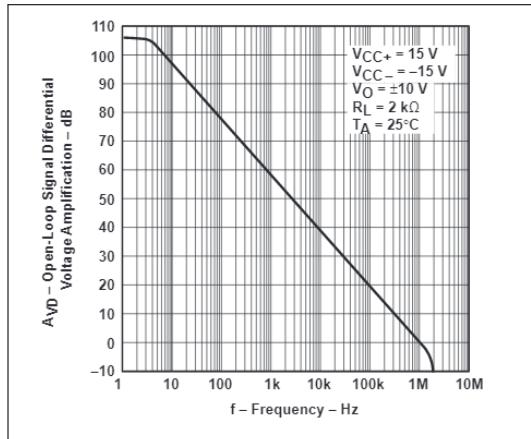


Figura 13: Gráfica de $a(jf)$ del amplificador $\mu a741$.[3]

$$a(jf) \approx \frac{200000}{(1 + \frac{jf}{5Hz})} \quad (21)$$

Ahora se divide el circuito de la figura 12 en tres etapas: Primer amplificador, divisor resistivo y segundo amplificador. Primero se analiza cada una de las etapas para el caso cuando $f_o = 0$. De esta forma se pueden calcular transferencias parciales de tensión, donde V_{outa1} es la salida del primer amplificador y V_{a2}^+ es la entrada no inversora del segundo amplificador.

$$A_o = \frac{V_o}{V_i}|_{f_o=0} = \frac{V_{outa1}}{V_i} \cdot \frac{V_{a2}^+}{V_{outa1}} \cdot \frac{V_o}{V_{a2}^+} \quad (22)$$

Pero dado que cada uno de los amplificadores está a su vez realimentado por sus propias redes de realimentación, como se conoce su topología directamente se calculan sus funciones transferencia. Ahora bien, no se tienen en cuenta los efectos de las resistencias de entrada y salida de cada amplificador ya que según su hoja de datos son $r_i = 2M\Omega$ y $r_o = 75\Omega$, para estos cálculos se desprecian ya que $r_i \gg 10K\Omega$, $r_o \ll (8200\Omega + 100\Omega)$ y además $r_i \gg (100\Omega // 8200\Omega)$.

Para el primer amplificador: $f_{o1} = h_{121} = \frac{h_{11}}{h_{11}+220K\Omega} = \frac{9}{20009}$, la ganancia realimentada es:

$$\frac{V_{outa1}}{V_i} = \frac{a(jf)}{1 + a(jf) \cdot f_{o1}} = \frac{2199}{1 + \frac{jf}{455Hz}} \quad (23)$$

Para la etapa pasiva del divisor resistivo:

$$\frac{V_{a2}^+}{V_{outa1}} = \frac{100\Omega}{100\Omega + 8200\Omega} = \frac{1}{83} \quad (24)$$

Para el segundo amplificador: $f_{o2} = h_{122} = \frac{1K\Omega}{1K\Omega+220K\Omega} = \frac{1}{221}$, la ganancia realimentada es:

$$\frac{V_o}{V_{a2}^+} = \frac{a(jf)}{1 + a(jf) \cdot f_{o2}} = \frac{221}{1 + \frac{jf}{4.53KHz}} \quad (25)$$

Reescribiendo la ganancia sin realimentar de la ecuación 22 según los resultados de las ecuaciones 23,24 y 25:

$$A_o(jf) = \frac{V_o}{V_i} \Big|_{f_o=0} = \frac{5855}{(1 + \frac{jf}{4.53KHz}) \cdot (1 + \frac{jf}{455Hz})} \quad (26)$$

Dado que la ganancia de lazo se define como $T(jf) = A_o \cdot f_o$, entonces:

$$T_o(jf) = \frac{58}{(1 + \frac{jf}{4.53KHz}) \cdot (1 + \frac{jf}{455Hz})} \quad (27)$$

Luego, se utiliza el software MATLAB [4] para graficar (Figura 14) el bode de la ganancia de lazo y así observar los márgenes de fase y ganancia.

Además, se grafica la posición de las raíces de la ecuación característica $1 + T(s)$, como se observa en la figura 15. En dicha gráfica se puede comprobar que efectivamente los polos son complejos conjugados y poseen partes real y compleja $\alpha = 2.49KHz$ y $\beta = 10.7KHz$.

Siendo la ganancia total del circuito:

$$A = \frac{A_o(jf)}{(1 + T(jf))} \quad (28)$$

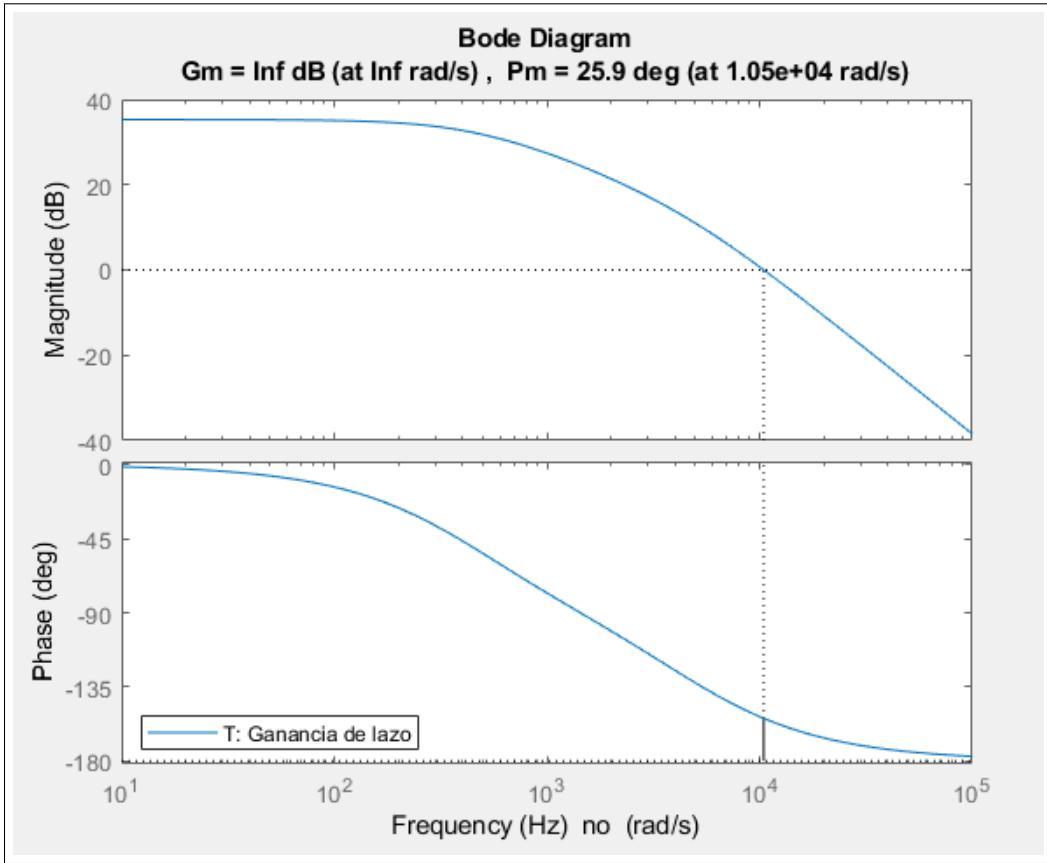


Figura 14: Márgenes de fase y ganancia de la ganancia de lazo

Si se grafica el bode de la misma A en comparación con la ganancia sin realimentar A_o , se puede observar un sobre-pico para una frecuencia $f_x = 2 \cdot \pi \cdot w_x$. Dicho valor puede calcularse de forma analítica a partir de los valores obtenidos de α y β :

$$f_{op} = \sqrt{(\alpha^2 + \beta^2)} = 10.986 KHz \quad (29)$$

$$Q = \frac{f_{op}}{2 \cdot \alpha} = 2.2 \quad (30)$$

$$f_x = f_{op} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2 \cdot Q^2}} \approx 10.4 KHz \quad (31)$$

Analíticamente, y recurriendo a la ecuación 14, también puede calcularse el sobrepico en db , que depende del factor de calidad Q : $A_{db}(pico) = 20 \cdot \log\left(\frac{A(jf_x)}{A_o}\right) + 39.9 db \approx 47.3 db$, donde los $39.9 db$ corresponden a la ganancia a bajas frecuencias de $A(jf)$ (Figura 16).

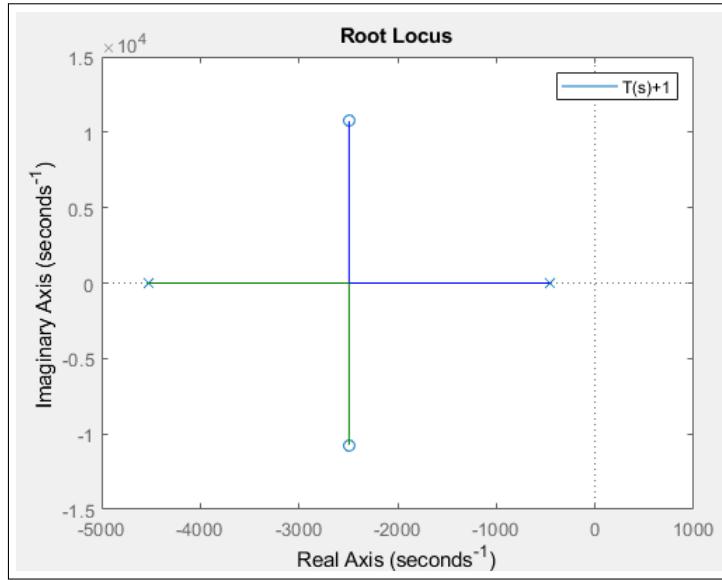


Figura 15: Lugar de raíces de la ecuación característica.

También se grafica (17) la respuesta al escalón a partir de la ecuación 15. En tal gráfico se observa claramente el sobre-impulso producido por el mismo. A partir de esta gráfica se miden los valores referidos en la figura 7, siendo el valor del escalón de $1V$. Dado que la ganancia a frecuencias medias es $39.9db \approx 40db \equiv 100$.

- $V = 100V$
- $V1 = 47V$
- $V2 = 10V$
- $T = 592\mu s$

Por lo tanto el sobre-impulso posee un porcentaje tal:

$$SI \% = \frac{V1}{V} \cdot 100 \% = 47 \% \quad (32)$$

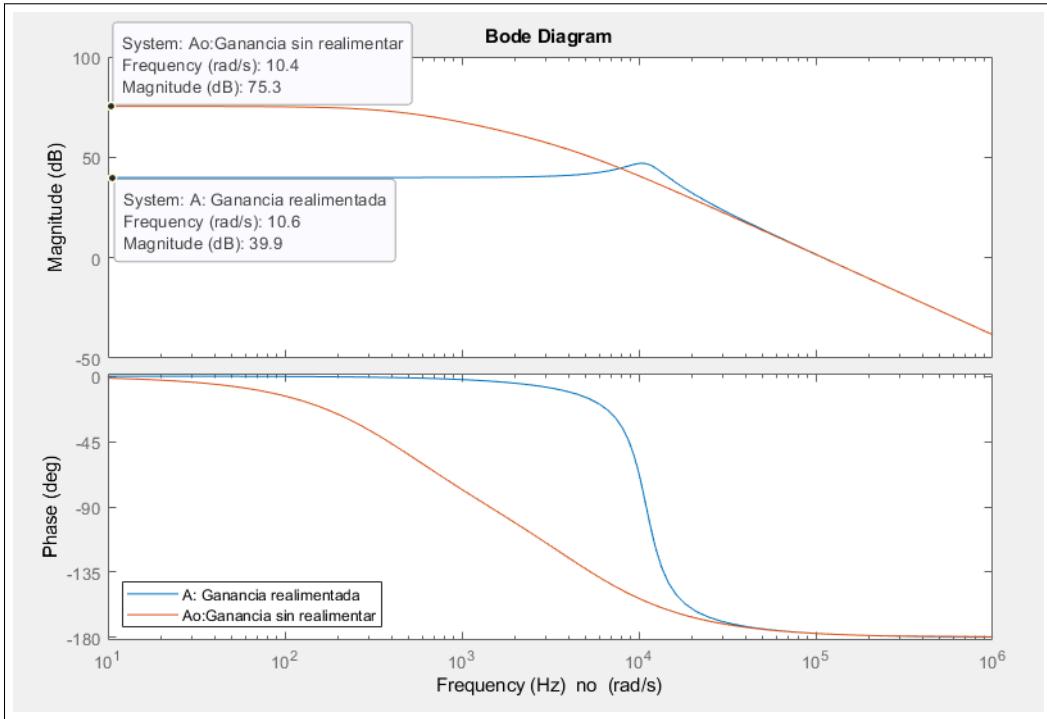


Figura 16: Diagramas de bode de las ganancias realimentada y sin realimentar

Volviendo al análisis del circuito propuesto, si se cierra la llave y se conecta el capacitor C_f lo que ocurre es que se están agregando dos singularidades en la función ganancia de lazo $T(jf)$: un cero y un polo. Como bien se menciona en la sección de fundamentos teóricos de los amplificadores, se está logrando una compensación mediante el adelanto de la fase. Dicho cero se agrega justamente en la frecuencia del sobre-pico f_x . El valor de dicho capacitor depende de la resistencia $10K\Omega$ y el cero a agregar en f_x :

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10K\Omega \cdot f_x} \approx 1.53nf \quad (33)$$

la frecuencia del polo a agregar es:

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (10K\Omega / 100\Omega) \cdot C_f} \approx 1MHz \quad (34)$$

La función ganancia de lazo compensada posee la forma:

$$A_c = \frac{A_o(jf) \cdot (1 + \frac{jf}{f_p})}{(1 + T(jf)) \cdot (1 + \frac{jf}{f_p})} \quad (35)$$

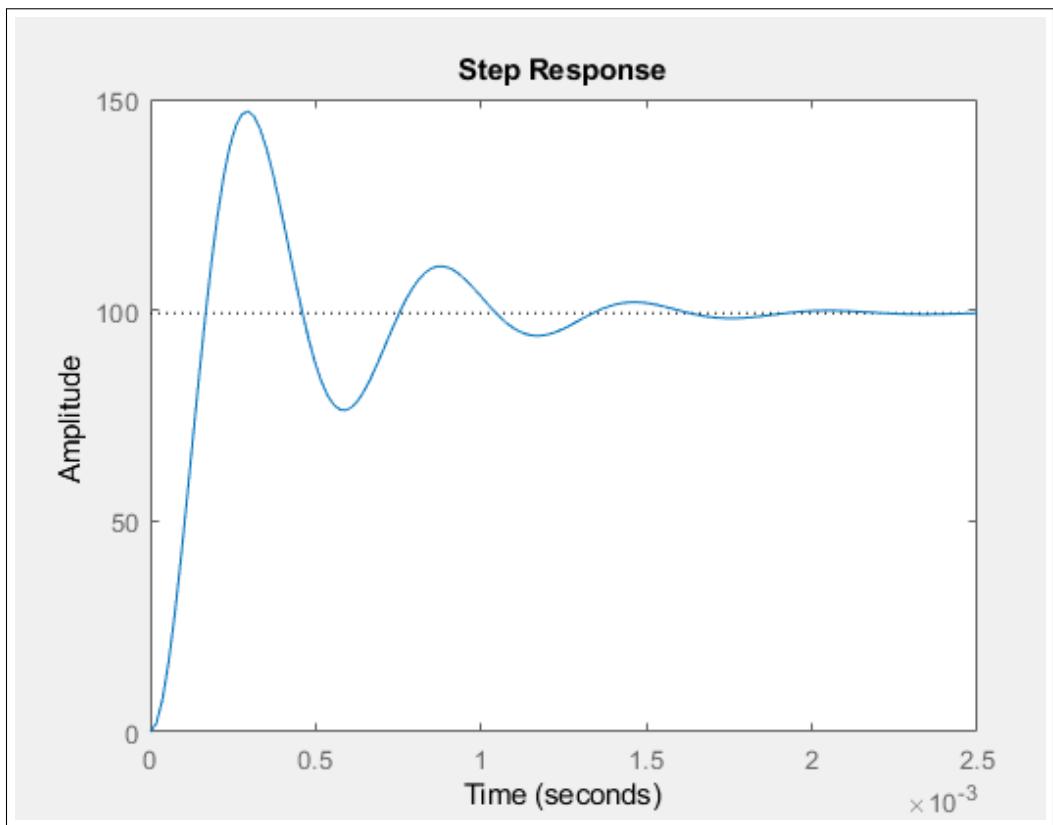


Figura 17: Respuesta temporal al escalón.

La figura 18 muestra el efecto de la compensación en la función transferencia del circuito, en donde es apreciable la disminución del sobre-pico en f_x . Además, en la figura 19 se observa la nueva respuesta al escalón donde claramente el sobre-impulso disminuye considerablemente.

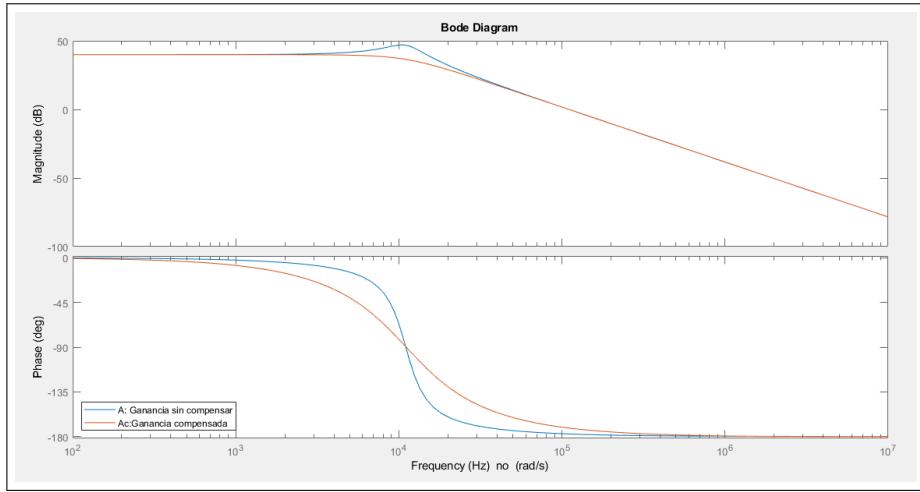


Figura 18: Diagrama de bode de las ganancias compensadas y sin compensar.

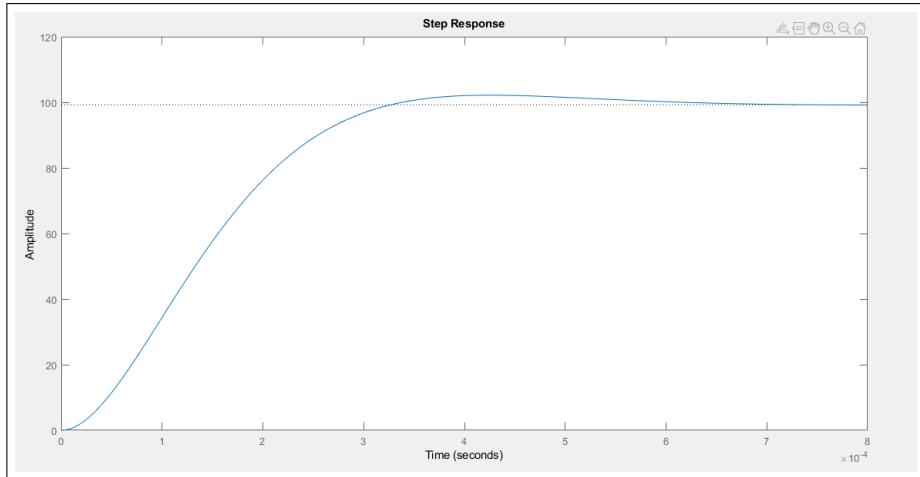


Figura 19: Respuesta temporal al escalón para el sistema compensado.

2.2. Resolución por simulación

Para la resolución por simulación del circuito propuesto de la figura 10, se opta por utilizar el software *LT – SPICE XVII*[5]. En la figura 20 se observa el circuito montado en el entorno del programa.

Si se realiza un barrido de frecuencia desde 100Hz hasta 1MHz , se puede obtener el diagrama de bode del amplificador sin realimentar como se observa en la figura 21. Utilizando los cursores del simulador se puede obtener la ganancia a frecuencias bajas $\approx 40\text{db}$, la frecuencia del sobre-pico $f_x \approx 10.4\text{KHz}$ y la ganancia de sobre-pico $S_p \approx 47.3\text{db}$. Como era de esperar, los resultados analíticos de la sección anterior se asemejan mucho a los resultados de la simulación.

Ahora bien, al colocar el capacitor de compensación por adelanto de fase, si variamos su valor

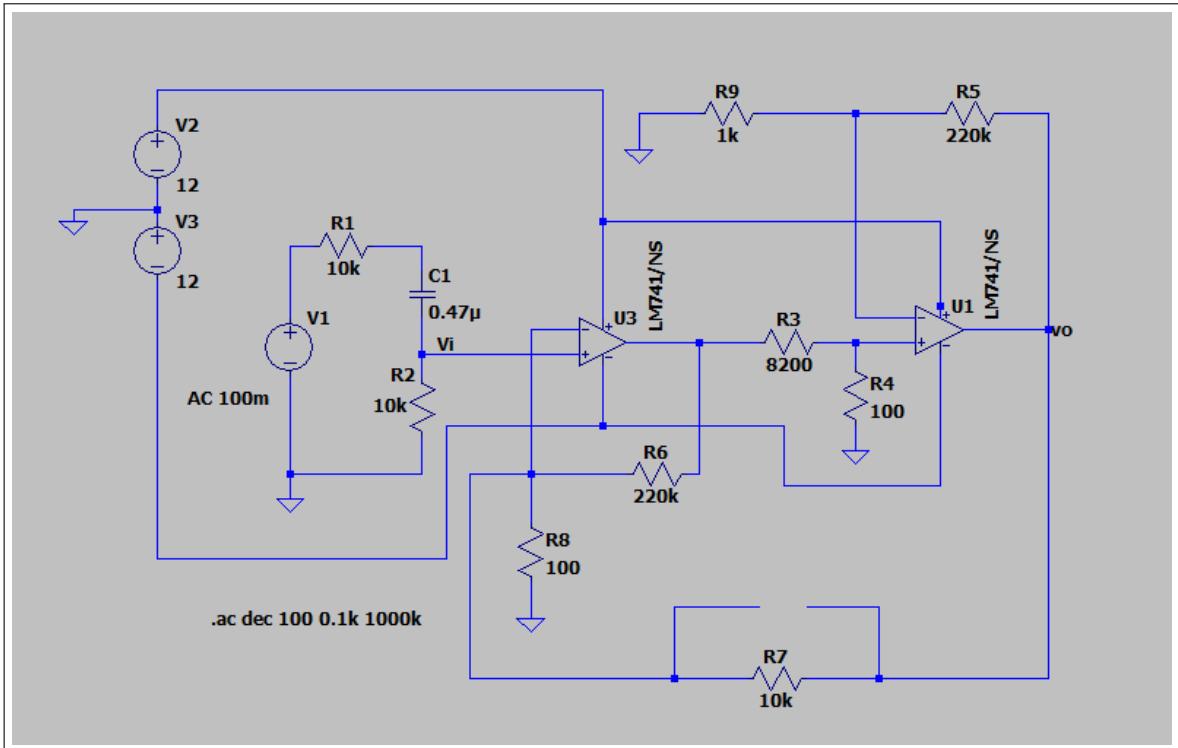


Figura 20: Circuito propuesto sin compensar. Realizado con [5]

de forma paramétrica, es de esperarse que el sobreíto en cada caso en particular se compense de distinta manera. En la figura 22 se muestra el circuito montado y en la figura 23 las distintas curvas correspondientes a 3 valores de $C_f = 0.01nf, 1.53nf$ y $3.06nf$. Tales curvas indican que a medida que el valor del capacitor aumenta, mayor compensación se logra y mayor margen de fase se obtiene, por lo que la estabilidad del circuito estaría garantizada por esta última. Los márgenes de fase obtenidos por cada curva son:

- $C_f = 0.01nf$, entonces $M_\phi \approx -5^\circ$
- $C_f = 1.53nf$, entonces $M_\phi \approx 0^\circ$
- $C_f = 3.06nf$, entonces $M_\phi \approx +1^\circ$

Entonces se puede notar que un capacitor chico no llega a compensar al sistema, mientras que un capacitor muy grande lo sobrecompensa logrando que el ancho de banda del circuito sea mas angosto.

Se puede realizar un análisis temporal para observar la respuesta al escalón y así determinar qué sucede en cada caso. En la figura 24 se observa claramente que para $C_f: 0.01nf$ la respuesta sigue presentando sobre-picos por lo que no se logra la compensación deseada; en cambio, para $C_f: 1.53nf$ si se cumple la compensación ya que se aproxima a la obtenida analíticamente mediante MATLAB(19); ya para el último caso, se logra una sobre-compensación ya que se

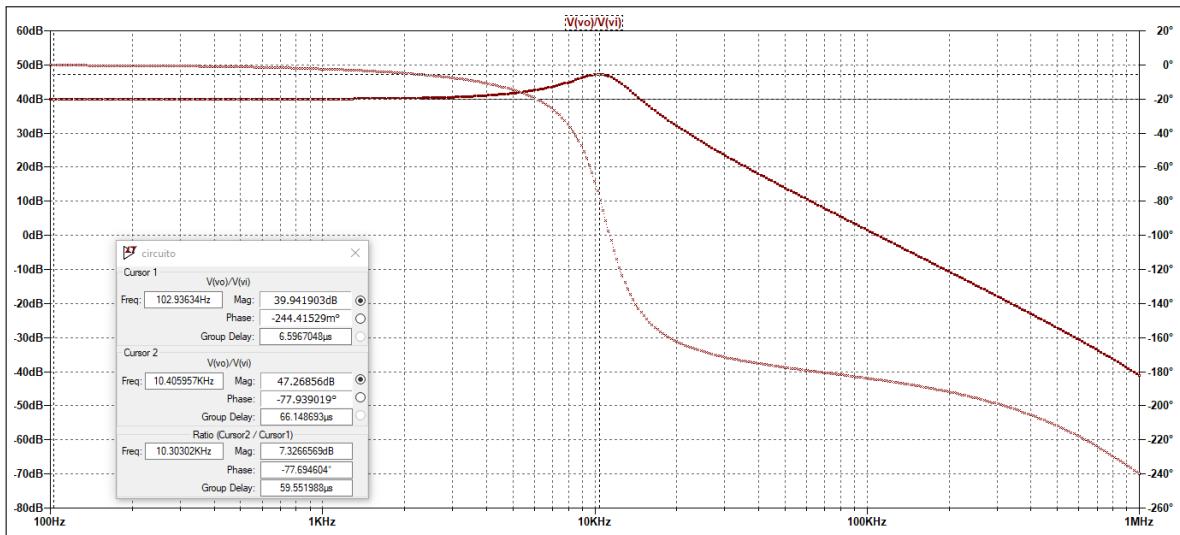


Figura 21: Diagrama de Bode de la ganancia sin compensar. Realizado con [5]

obtiene un retardo más largo para la estabilización de la señal.

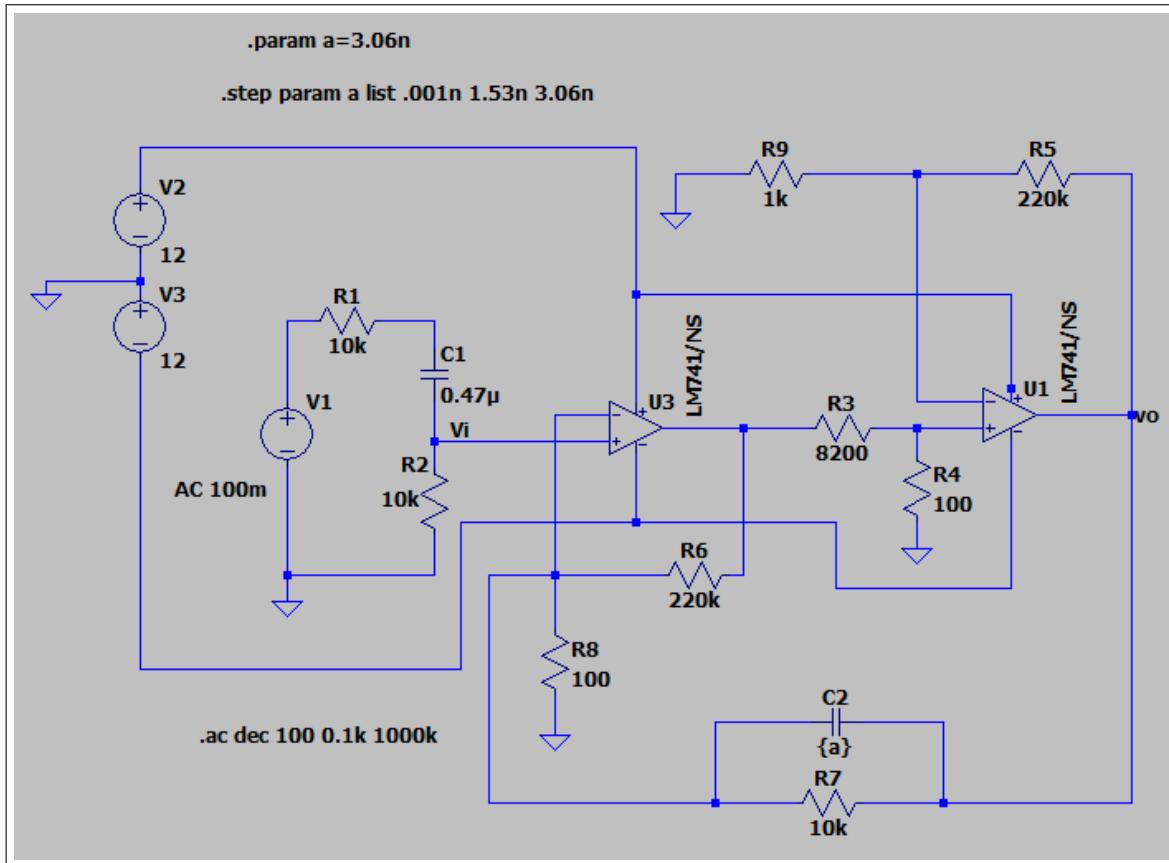


Figura 22: Circuito con compensación. Realizado con [5]

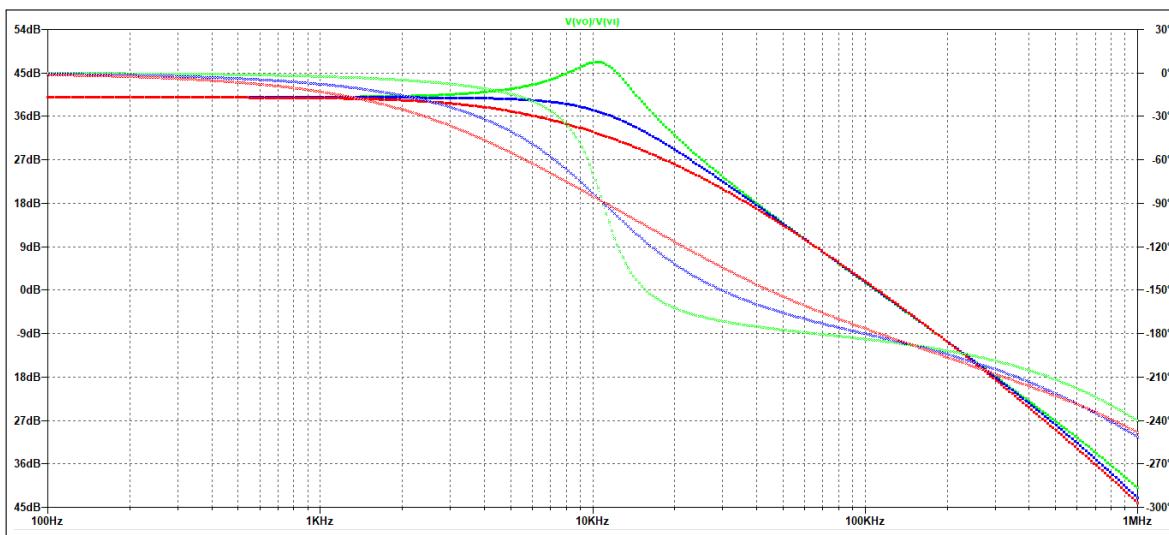


Figura 23: Diagrama de Bode de la ganancia compensada. C_f : $0.01nf$ en VERDE, $1.53nf$ en AZUL y $3.06nf$ en ROJO. Realizado con [5]

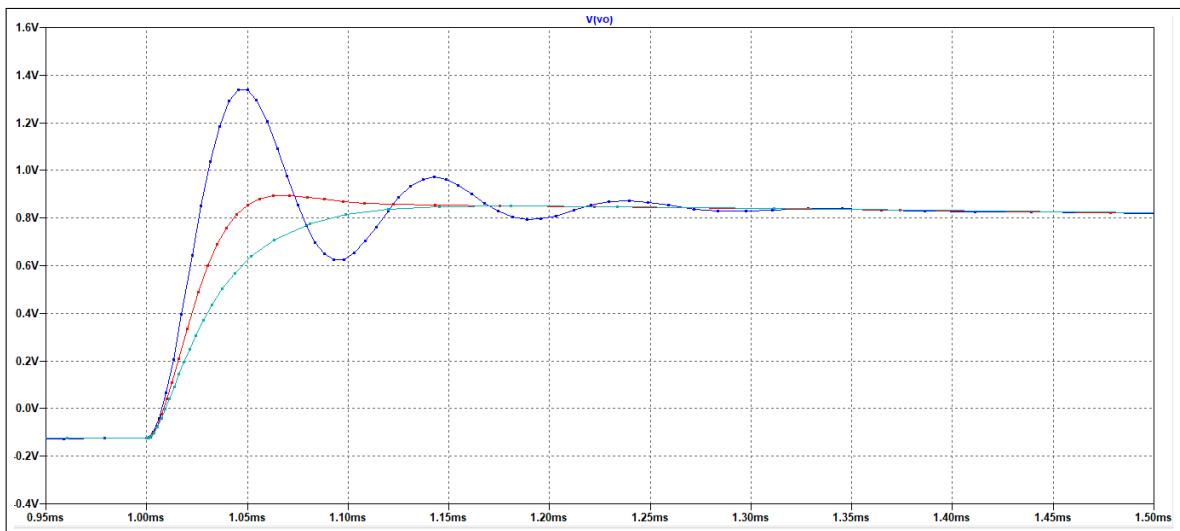


Figura 24: Respuesta al escalón. C_f : 0.01nf en AZUL, 1.53nf en ROJO y 3.06nf en TURQUESA. Realizado con [5]

3. Desarrollo de laboratorio

Se procede a implementar el circuito propuesto de la figura 10 en la protoboard de la siguiente manera:

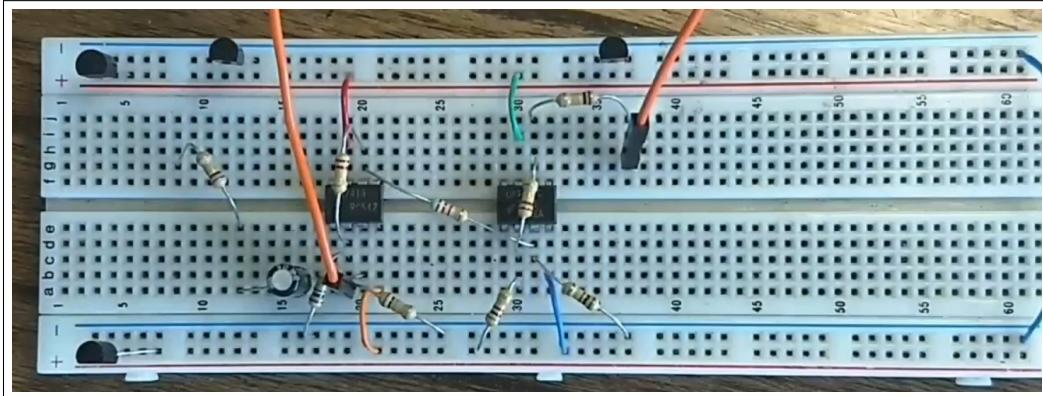


Figura 25: Circuito implementado.

Siendo la entrada al circuito el terminal de la resistencia colocada en G8 y la salida del mismo en el terminal 6 del C.I. de la derecha, colocado en F31.

Para efectuar las mediciones se utilizan una fuente de tensión simétrica para alimentar a los circuitos integrados, un generador de ondas, y un osciloscopio, los cuales se conectaron al circuito, respectivamente, de la siguiente forma:

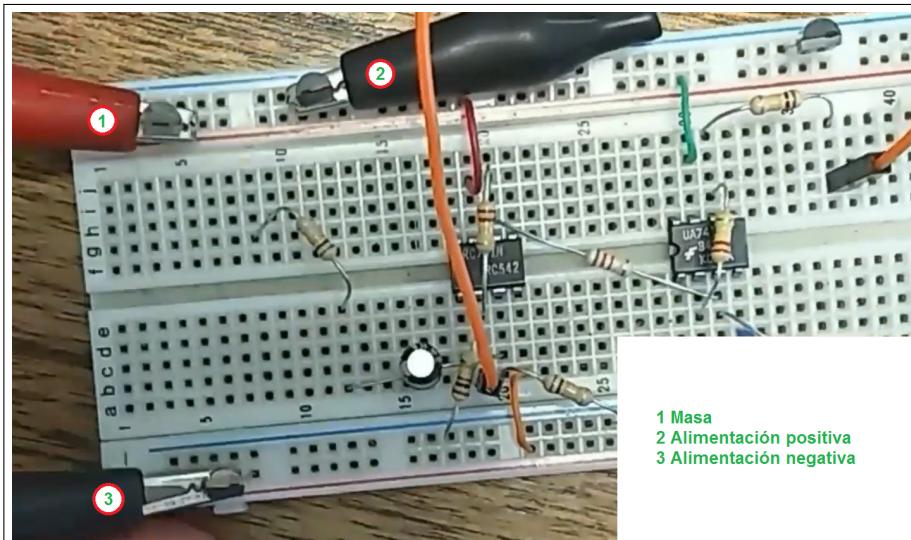


Figura 26: Implementación de la alimentación en el circuito.

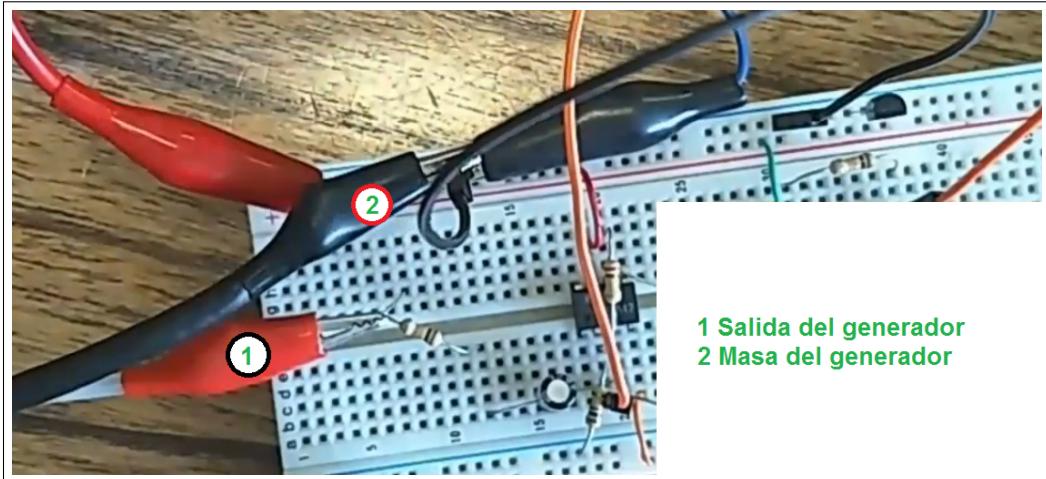


Figura 27: Implementación del generador de ondas en el circuito.

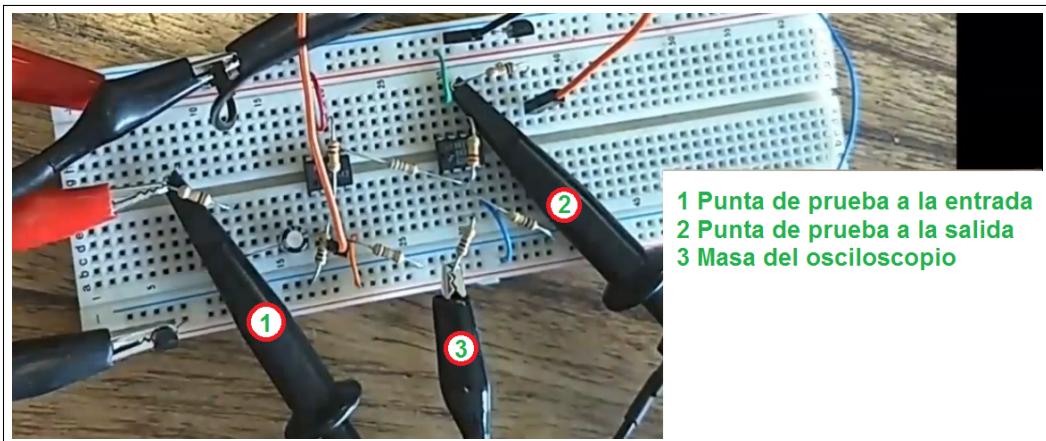


Figura 28: Implementación del osciloscopio en el circuito.

3.1. Confección del diagrama de bode del circuito sin compensar

Ya que el generador de onda se conecta a la entrada del circuito (V_g), es decir, previo al divisor resistivo que se encuentra en la entrada positiva del primer amplificador (V_i), se decide reconectar la punta del osciloscopio a esta última para poder obtener la medición deseada.

La fuente de tensión simétrica se configuro de tal manera que entregara $\pm 12V$ de continua para alimentar los amplificadores operacionales y para que tenga un corte en 100 mA. Esto último es una medida de seguridad para que, en el caso de que haya un cortocircuito, se evite quemar los componentes del circuito.

Luego, se configura el generador de ondas para que entregue una señal senoidal de amplitud 100 mV y frecuencia 1 kHz, el cual luego se aumenta gradualmente para obtener el valor de ganancia máximo. A partir de aquí, se continúa aumentando hasta encontrar la frecuencia a 0

dB. De esta forma, se arma la siguiente tabla:

<i>Frecuencia [kHz]</i>	<i>Vi [mV]</i>	<i>Vo [V]</i>	<i>Ganancia [dB]</i>
1	50,8	5	39,86
2	50,8	5,12	40,06
3	50,8	5,32	40,4
4	50,8	5,64	40,9
5	50,8	6,2	41,7
6	50,8	7	42,78
7	51,2	8,3	44,19
7,5	51,8	9,1	44,89
8	51,6	10,1	45,83
8,5	51,6	11,4	46,88
9	51,6	12,4	47,61
9,1	51,6	12,6	47,75
9,2	52	12,6	47,68
9,3	51,6	12,6	47,75
9,4	51,6	12,6	47,75
9,5	52	12,5	47,61
10	51,6	11,6	47,03
15	51,6	3,68	37
20	51,6	1,74	30,55
25	51,2	1,02	25,98
30	52	0,68	22,33
35	52	0,488	19,44
40	52	0,364	16,9
50	52	0,23	12,91
60	50	0,16	10,1
80	51,6	0,0916	4,98
100	48	0,0544	1,08
105	47,6	0,0488	0,21
110	45,2	0,0424	-0,55

Tabla 1: Mediciones y cálculos efectuados para distintas frecuencias.

Con estos valores medidos y con la ganancia en dB calculada, se confecciona el siguiente diagrama de bode, realizando una interpolación de datos en MATLAB mediante el método de Spline [6]:

Tanto en el bode reconstruido como en los valores tabulados se puede observar que entre las frecuencias 9.1KHz y 9.4kHz se encuentra el sobrepico de la trasferencia.

Además se puede obtener la frecuencia a la que se produce el cruce por 0dB en la transferencia, la cual se encuentra alrededor de 105KHz.

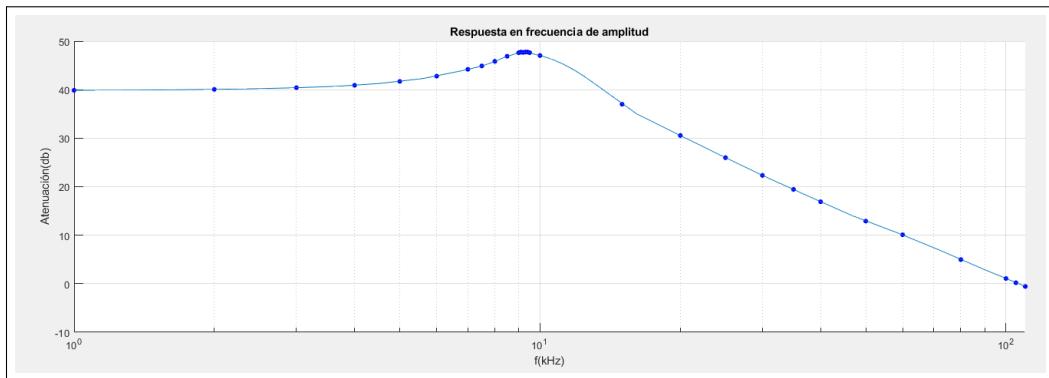


Figura 29: Reconstrucción del bode a partir de los valores medidos.

3.2. Respuesta al escalón

Se cambió la salida del generador de funciones para que envíe una señal cuadrada a muy baja frecuencia con el fin de observar en el osciloscopio la respuesta al escalón del sistema. Se procedió de esta manera para que el osciloscopio capte la señal sin que interfieran los transitorios de un flanco con los del siguiente, es decir, cuando se termine de estabilizar. Estos transitorios pueden observarse en la siguiente imagen

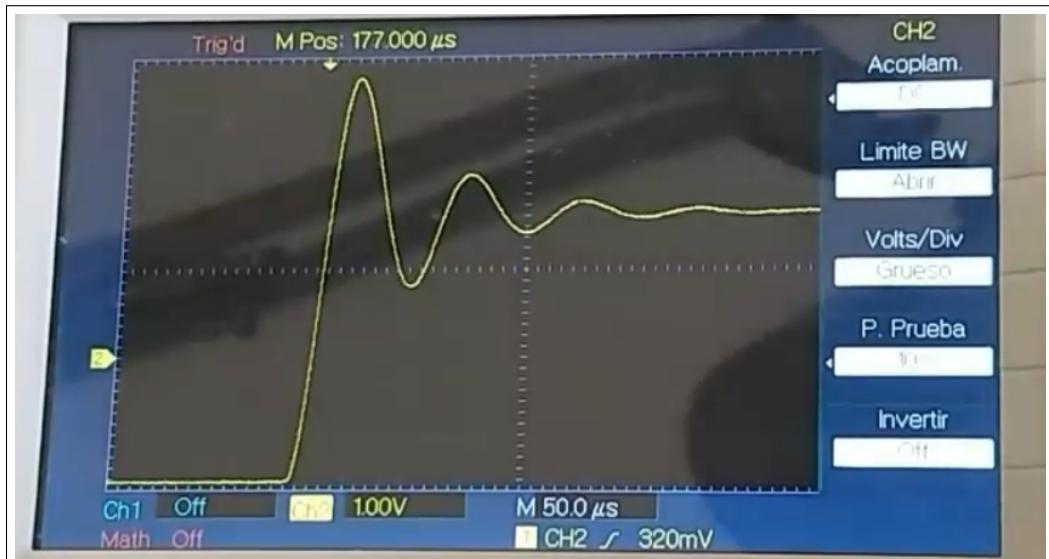


Figura 30: Respuesta del sistema al escalón.

Mediante el uso de los cursores del osciloscopio, se midieron la tensión del primer y segundo sobreimpulso respecto de la tensión de equilibrio, el tiempo entre esos máximos y, por último, la altura del escalón amplificado. Estos datos se pueden apreciar en la siguiente tabla:

$\Delta V_1 [V]$	$\Delta V_2 [V]$	$\Delta T [\mu s]$	$V [V]$
2.62	0.78	99	4.88

Tabla 2: Mediciones en la respuesta al impulso.

Con estas mediciones, se calculó el sobreimpulso porcentual

$$SI \% = \frac{V_1}{V} \cdot 100 = \frac{2.62}{4.88} \cdot 100 = 53.68 \% \quad (36)$$

$$\alpha [kHz] = \frac{1}{2\pi T} \cdot \ln\left(\frac{V_1}{V_2}\right) = \frac{1}{2\pi 99\mu s} \cdot \ln\left(\frac{2.62}{0.78}\right) = 1.95 kHz \quad (37)$$

$$\beta [kHz] = \frac{1}{T} = \frac{1}{99\mu s} = 10.1 kHz \quad (38)$$

El valor de la frecuencia del sobreimpulso es muy cercano al valor de frecuencia del sobrepico y por consiguiente al valor de 0dB de amplitud de la transferencia de lazo calculada de forma analítica.

3.3. Cálculo de C_f

Como se propuso inicialmente, para lograr la compensación se colocó un capacitor en paralelo con la resistencia de 10 k Ω , poniendo un cero a una frecuencia de 9.2kHz.

$$2\pi \cdot f = \frac{1}{RC} \quad (39)$$

$$2\pi \cdot 9.2 kHz = \frac{1}{10k\Omega \cdot C_f} \quad (40)$$

$$C_f = \frac{1}{2\pi \cdot 9.2 kHz \cdot 10k\Omega} = 1.73 nF \quad (41)$$

Debido a los materiales disponibles a la hora de realizar este laboratorio (capacitores de 1nF), se decidió conectarlos al circuito tal que den un valor aproximado al buscado. Así, se consiguió formar un capacitor equivalente con valor de 1.5 nF.



Figura 31: Respuesta al escalón del sistema compensado con 1.5nF.

Como se puede apreciar, el sobreimpulso en la respuesta al escalón decreció significativamente.

También se comprobó que si en lugar de 1.5nF se utiliza 2nF y 3nF, el sistema queda sobre-compensado, haciendo que el mismo tenga una respuesta más lenta en el tiempo, si bien más estable.



Figura 32: Respuesta al escalón del sistema sobrecompensado con 2nF.



Figura 33: Respuesta al escalón del sistema sobrecompensado con 3nF.

3.4. Confección del diagrama de bode del circuito compensado

Se configuró nuevamente el generador de ondas para que entregue una onda senoidal de 100 mV y se empezó a aumentar la frecuencia. Así, se confeccionó una nueva tabla y un nuevo diagrama de bode:

Evidentemente, en el bode construido con los valores del circuito compensado hay una mejora considerable con respecto al no compensado. No se observa un sobrepico y a su vez se aprecia un gran parecido con los bodes obtenidos teóricamente y mediante simulaciones.

Frecuencia [kHz]	V_i [mV]	V_o [V]	Ganancia [dB]
1	50	4.94	39.89
2	50	4.92	39.85
3	50	4.94	39.89
4	50	4.94	39.89
5	50	4.94	39.89
6	50	4.86	39.75
7	50	4.7	39.46
8	50	4.52	39.12
9	50	4.4	38.88
10	50	3.88	37.79
15	50	2.26	33.1
20	50	1.37	28.75
25	50	0.892	25.02
30	50	0.624	21.92
35	50	0.458	19.23
40	50	0.352	16.95
50	50	0.228	13.17
60	50	0.162	10.21
80	50	0.092	5.29
100	50	0.061	1.72
105	50	0.055	0.82
110	50	0.052	0.34

Tabla 3: Mediciones y cálculos del circuito compensado.

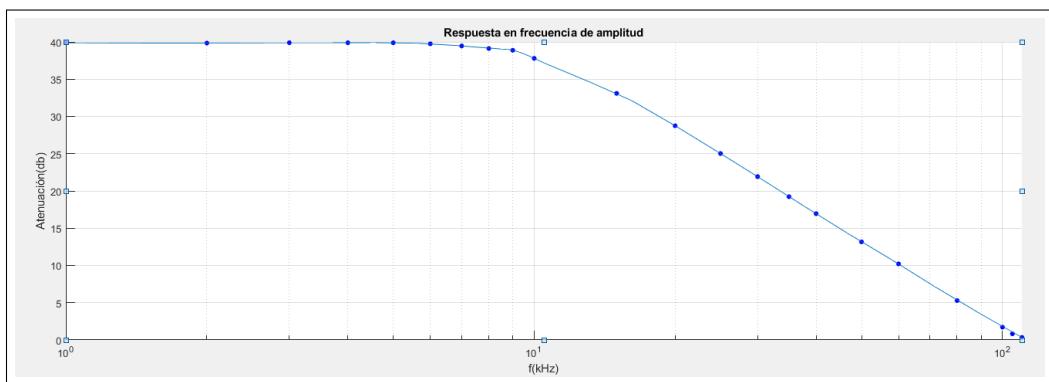


Figura 34: Diagrama de bode para el circuito compensado.

4. Conclusiones

El informe de este trabajo de laboratorio fue dividido en tres partes: un análisis teórico, una resolución analítica y una resolución experimental. Esto permitió que se pudieran comparar las mediciones hechas experimentalmente, la simulación mediante un software del circuito, y la teoría detrás de la resolución del problema entre sí.

El circuito presentaba un diseño muy interesante que permitió afianzar los conceptos teóricos que se vieron hasta el momento en la cátedra. Además, presentó un desafío a la hora de simularlo, lo que permitió mejorar las capacidades de simulación y análisis de lo simulado, además del uso eficiente del software. El problema estuvo a la hora de realizar las mediciones, ya que las condiciones sanitarias a nivel global, y las medidas tomadas a raíz de éstas, no permitieron que se pudiera asistir presencialmente a la práctica de laboratorio, de modo que tuvo que realizarse de forma virtual. Dicho ésto, gracias a la disponibilidad, buena voluntad y accionar del personal de la cátedra, se pudieron realizar las mediciones de la forma más eficiente posible.

En cuanto a los resultados, la simulación y los resultados del análisis de las mediciones experimentales son muy similares entre sí, debido a que el simulador tiene en cuenta todas las variables de los componentes. El desarrollo teórico muestra diferencias con respecto a los otros dos análisis debido a las consideraciones y aproximaciones tomadas durante el mismo. Estas diferencias se ven reflejadas en las siguientes tablas, en donde se comparan los distintos valores calculados y medidos, tanto para el circuito compensado, como el sin compensar.

Valor	Desarrollo teórico	Simulación	Desarrollo experimental
$G_o(A(jf))[dB]$	39.9	39.94	40
$f_{0db}[kHz]$	110	109	105
$G_{sp}(A(jf_x))[dB]$	47.3	47.26	47.68
$f_x[kHz]$	10.4	10.4	9.2
SI %	47	56.81	53.68
$\Delta TS\!I[\mu s]$	96.15	93.5	99

Tabla 4: Comparación de valores del circuito sin compensar.

Valor	Desarrollo teórico	Simulación	Desarrollo experimental
$G_o(A(jf))[dB]$	39.9	39.94	40
$f_{0db}[kHz]$	110	111	110
$G_{sp}(A(jf_x))[dB]$	-	-	-
$f_x[kHz]$	-	-	-

Tabla 5: Comparación de valores del circuito compensado.

Es de suma importancia destacar la similitud entre los tres métodos utilizados, los cuales presentan valores dentro del mismo orden. En base a todo lo establecido en esta sección, se puede concluir que el trabajo resultó exitoso.

5. Referencias

- [1] Grey-Meyer. 'Analysis and design of analog integrated circuits'. Fourth Edition.
- [2] uA741. Texas Instruments. <https://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/96584/TI/UA741.html>
- [3] Huelsman, Lawrence P. 'Basic Circuits Theory'. Second Edition. Prentice-Hall.
- [4] Matlab. <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>
- [5] Ltspice-XVII Simulator. <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>
- [6] Fink Matheus. 'Métodos Numéricos con Matlab'. 3ra Edición.