



# FACULTAD DE INGENIERIA

Universidad de Buenos Aires

CIRCUITOS ELECTRÓNICOS II - 66.10

## Trabajo práctico N° 1B

---

### Análisis de estabilidad y compensación de una fuente lineal

---

*Alumnos:*

IRUSTA Pablo                      Padrón N° 80171

[pabirus@gmail.com](mailto:pabirus@gmail.com)

LUNA Diego                      Padrón N° 75451

[diegorluna@gmail.com](mailto:diegorluna@gmail.com)

NIERO Adrián                      Padrón N° 80533

[adrianniero@gmail.com](mailto:adrianniero@gmail.com)

ROMERO Daniel                      Padrón N° 69456

[danielosrom@gmail.com](mailto:danielosrom@gmail.com)

*Docentes:*

Ing. BERTUCCIO José Alberto

Ing. ACQUATICCI Fabián

Ing. MARCHI Edgardo

Ing. BULACIO Matías

Ing. D'ANGIOLO Federico

Ing. GAMEZ Pablo

06 de Mayo de 2019



# Índice

<b>Índice</b>	<b>I</b>
<b>1. Objetivos</b>	<b>1</b>
1.1. Resumen de objetivos . . . . .	1
1.2. Desarrollo . . . . .	1
<b>2. Análisis cualitativo</b>	<b>5</b>
2.1. Criterio de compensación . . . . .	5
2.2. Método general de compensación . . . . .	5
2.3. Método de compensación en el circuito analizado . . . . .	6
2.3.1. <b>Red número 1</b> . . . . .	7
2.3.2. <b>Red número 2</b> . . . . .	7
2.3.3. <b>Red número 3</b> . . . . .	8
2.3.4. <b>Red número 4</b> . . . . .	9
2.3.5. <b>Red número 5</b> . . . . .	9
<b>3. Análisis por simulación d las redes de compensación</b>	<b>10</b>
3.1. Red de compensación $C_{comp}/R_{comp}$ . . . . .	12
3.1.1. Análisis para $C_{comp}$ en modo tensión, $V_{out} = 10V$ , $R_L = 10\Omega$ . . . . .	12
3.1.2. Análisis para $C_{comp}$ en modo tensión, $V_{out} = 1V$ , $R_L = 1\Omega$ . . . . .	18
3.1.3. Análisis para $C_{comp}$ en modo corriente, $I_{out} = 2A$ , $R_L = 0\Omega$ . . . . .	24
3.1.4. Análisis para $C_{comp}$ en modo corriente, $I_{out} = 200mA$ , $R_L = 0\Omega$ . . . . .	30
<b>4. Observaciones y conclusiones</b>	<b>36</b>
4.1. Observaciones y conclusiones . . . . .	36
<b>5. Bibliografía</b>	<b>37</b>
<b>Apéndices</b>	<b>39</b>
<b>A. Análisis teórico de subcircuitos</b>	<b>39</b>
<b>B. Hojas de datos</b>	<b>39</b>
B.1. TL431 . . . . .	39
B.2. TL082 . . . . .	39
B.3. BC548 . . . . .	39
B.4. BC558 . . . . .	39
B.5. BD137 . . . . .	40
B.6. MJE15032 . . . . .	40
B.7. MJE2955 . . . . .	40
B.8. Metal film resistor . . . . .	40
B.9. Carbon film resistor . . . . .	41
B.10. Ceramic capacitor . . . . .	41

B.11. Electrolytic Aluminum capacitor . . . . .	41
---	----

## Índice de figuras

1.1. Circuito utilizado para la obtención de la ganancia de lazo en función de la frecuencia. . . . .	2
1.2. Circuito utilizado para la obtención de la respuesta en frecuencia. . . . .	3
1.3. Circuito utilizado para la obtención de la respuesta dinámica. . . . .	4
3.1. Ganancia de lazo en modo tensión, $V_{out} = 10V$ , en función de la frecuencia parametrizada por $C_{comp}$ . . . . .	13
3.2. Respuesta en frecuencia en modo tensión, $V_{out} = 10V$ , en función de la frecuencia parametrizada por $C_{comp}$ . . . . .	14
3.3. Respuesta dinámica en modo tensión, $V_{out} = 10V$ , para $C_{comp} = 5nF$ . . . . .	15
3.4. Respuesta dinámica en modo tensión, $V_{out} = 10V$ , para $C_{comp} = 10nF$ . . . . .	16
3.5. Respuesta dinámica en modo tensión, $V_{out} = 10V$ , para $C_{comp} = 20nF$ . . . . .	17
3.6. Ganancia de lazo en modo tensión, $V_{out} = 1V$ , en función de la frecuencia parametrizada por $C_{comp}$ . . . . .	19
3.7. Respuesta en frecuencia en modo tensión, $V_{out} = 1V$ , en función de la frecuencia parametrizada por $C_{comp}$ . . . . .	20
3.8. Respuesta dinámica en modo tensión, $V_{out} = 1V$ , para $C_{comp} = 5nF$ . . . . .	21
3.9. Respuesta dinámica en modo tensión, $V_{out} = 1V$ , para $C_{comp} = 10nF$ . . . . .	22
3.10. Respuesta dinámica en modo tensión, $V_{out} = 1V$ , para $C_{comp} = 20nF$ . . . . .	23
3.11. Ganancia de lazo en modo corriente, $I_{out} = 2A$ , en función de la frecuencia parametrizada por $C_{comp}$ . . . . .	25
3.12. Respuesta en frecuencia en modo corriente, $I_{out} = 2A$ , en función de la frecuencia parametrizada por $C_{comp}$ . . . . .	26
3.13. Respuesta dinámica en modo corriente, $I_{out} = 2A$ , para $C_{comp} = 5nF$ . . . . .	27
3.14. Respuesta dinámica en modo corriente, $I_{out} = 2A$ , para $C_{comp} = 10nF$ . . . . .	28
3.15. Respuesta dinámica en modo corriente, $I_{out} = 2A$ , para $C_{comp} = 20nF$ . . . . .	29
3.16. Ganancia de lazo en modo corriente, $I_{out} = 200mA$ , en función de la frecuencia parametrizada por $C_{comp}$ . . . . .	31
3.17. Respuesta en frecuencia en modo corriente, $I_{out} = 200mA$ , en función de la frecuencia parametrizada por $C_{comp}$ . . . . .	32
3.18. Respuesta dinámica en modo corriente, $I_{out} = 200mA$ , para $C_{comp} = 5nF$ . . . . .	33
3.19. Respuesta dinámica en modo corriente, $I_{out} = 200mA$ , para $C_{comp} = 10nF$ . . . . .	34
3.20. Respuesta dinámica en modo corriente, $I_{out} = 200mA$ , para $C_{comp} = 20nF$ . . . . .	35

## Índice de cuadros

2.1. Redes de compensación del circuito. . . . .	6
--	---

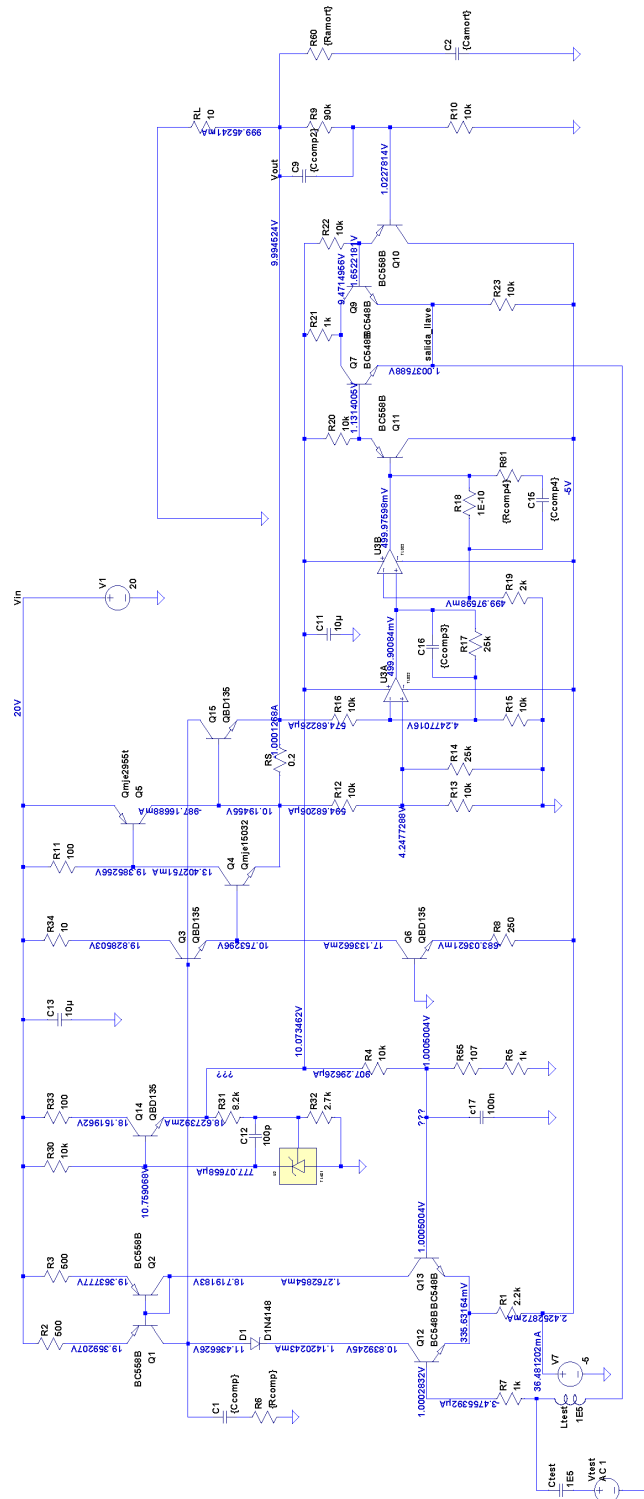
# 1. Objetivos

## 1.1. Resumen de objetivos

El trabajo práctico consiste en el análisis de la compensación de la misma fuente de alimentación lineal realimentada que en el anterior trabajo práctico (**TP1A**). El análisis es por simulación con **SPICE** (**LTSPICE** específicamente en nuestro caso), de donde se pretende validar los valores de las redes de compensación.

## 1.2. Desarrollo

Se hace un análisis cualitativo de la compensación de la fuente, para luego pasar a la validación de las redes de compensación. La validación se realiza variando el valor de los componentes a un valor por debajo y uno por encima del valor elegido en el diseño, y comparando como varía el comportamiento de la fuente de tres maneras distintas. En primer lugar se observa como varía la ganancia de lazo con la frecuencia, esta simulación se realiza utilizando el circuito mostrado en la figura [1.1], haciendo un barrido en frecuencia y simulando en forma paramétrica con los valores a comparar, observando los márgenes de fase y de ganancia, lo cual nos da una idea de la estabilidad lograda en cada caso. En segundo lugar se observa la respuesta en frecuencia a lazo cerrado, esta simulación se realiza utilizando el circuito mostrado en la figura [1.2], igual que antes se realiza un barrido en frecuencia y simulando en forma paramétrica con los valores a comparar, observando el ancho de banda obtenido y otras características de la respuesta, como ser picos que indiquen posibles inestabilidades y como varía la fase. Por último se analiza la respuesta temporal de la fuente de alimentación al cargar y descargar bruscamente la misma, esta simulación se realiza utilizando el circuito mostrado en la figura [1.3], esta simulación nos permite observar posibles oscilaciones y sobrepicos que se produzcan a la salida de la fuente, viendo el efecto que tiene la variación de los valores de las redes de compensación, la simulación se repite para cada valor que se ensaya. Cada una de las simulaciones mencionadas anteriormente se realiza en los dos modos posibles de funcionamiento de la fuente, con el lazo de tensión activo y con el lazo de corriente activo, a su vez se simulan dos casos distintos para cada modo, alterando los valores de los resistores de configuración y el valor de la carga, viendo como varía la salida en cada caso.



**Figura 1.1:** Circuito utilizado para la obtención de la ganancia de lazo en función de la frecuencia.



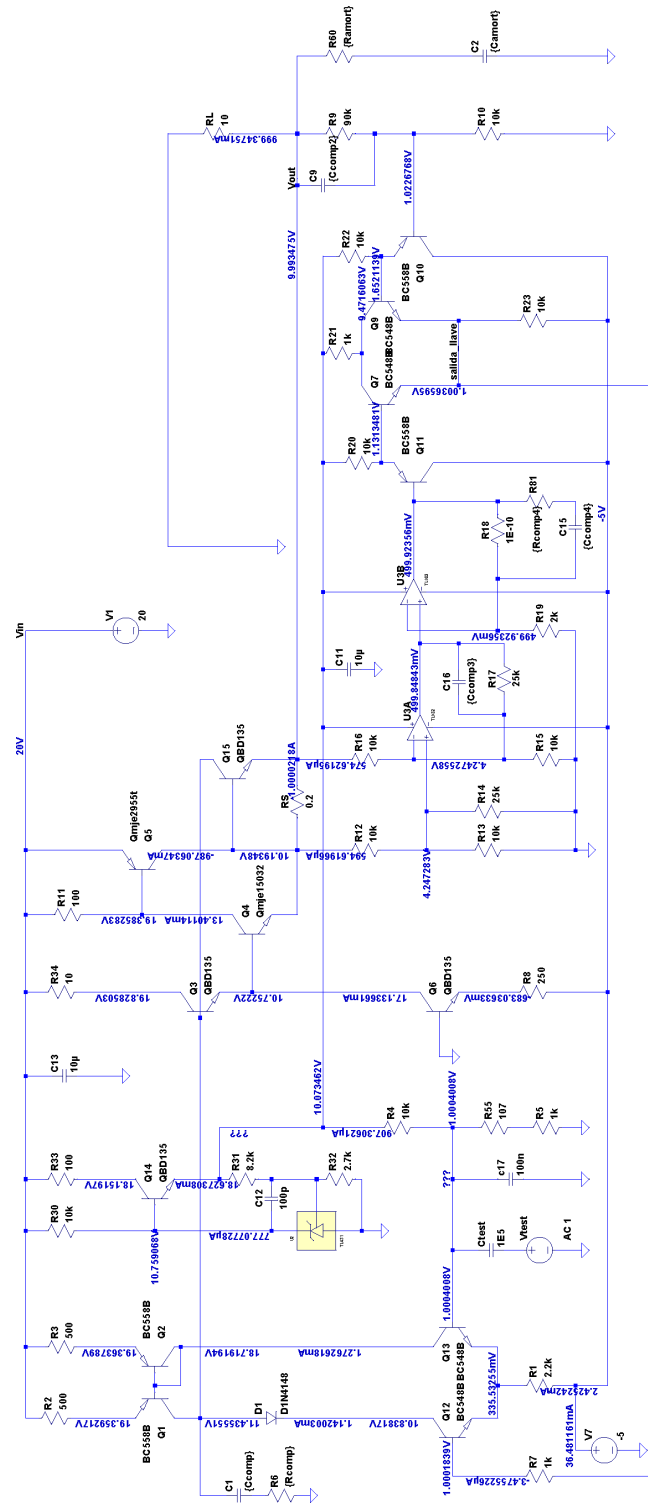


Figura 1.2: Circuito utilizado para la obtención de la respuesta en frecuencia.

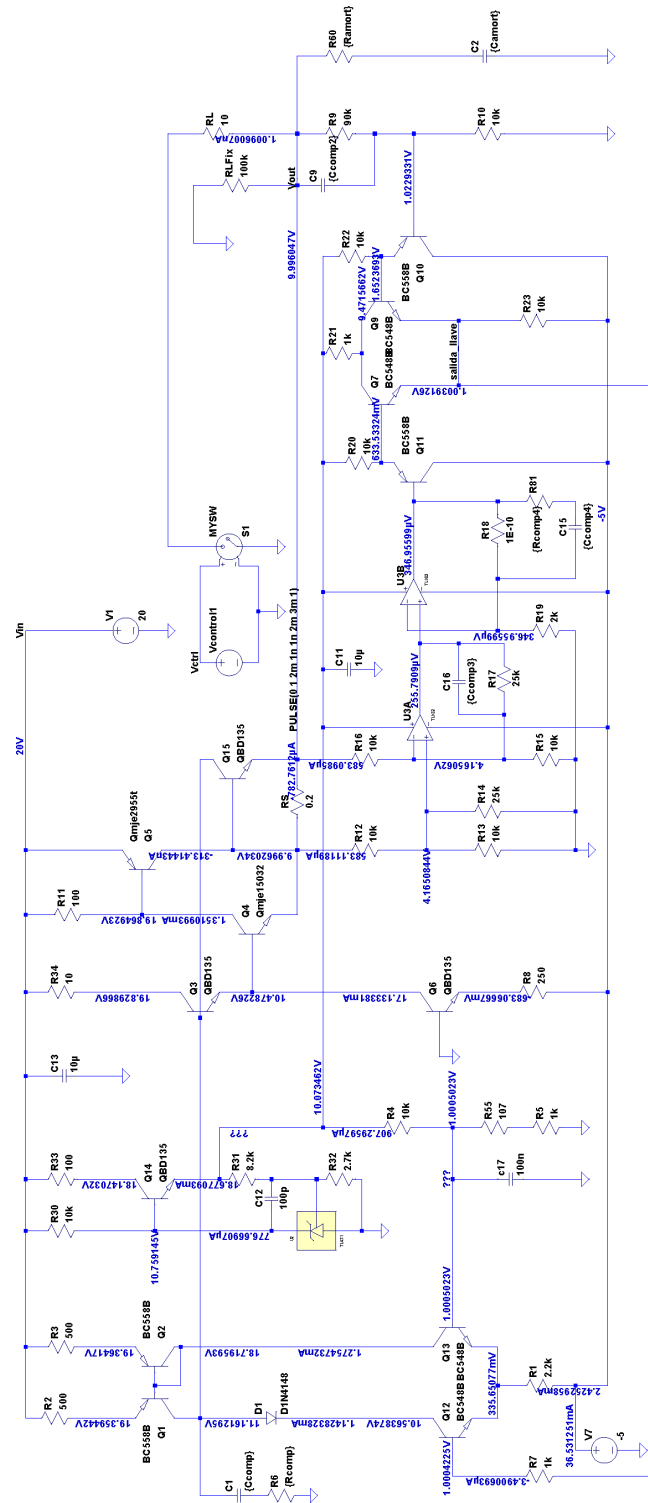


Figura 1.3: Circuito utilizado para la obtención de la respuesta dinámica.

## 2. Análisis cualitativo

### 2.1. Criterio de compensación

La compensación de un circuito realimentado negativamente, como lo es la fuente de alimentación analizada, consiste básicamente en evitar que la realimentación negativa se torne positiva al variar la frecuencia, ya que al haber presentes en el circuito estímulos de todas las frecuencias, por ejemplo por el ruido, de existir estas frecuencias a la que el circuito se torna inestables, el circuito oscilará. El criterio mas básico utilizado para verificar la estabilidad es observar el **margen de fase** y el **margen de ganancia** del lazo, verificando que ambas son positivas o que tienen un valor mínimo que garantice que ante variaciones del circuito las mismas no se tornen negativas. El buscar que los márgenes sean positivos corresponde a buscar que nunca se alcance el estado dado por el **criterio de Barkhausen**:

$$\begin{aligned} |a_{(j\cdot\omega)} \cdot \beta_{(j\cdot\omega)}| &= 1 \\ \wedge \\ \angle a_{(j\cdot\omega)} \cdot \beta_{(j\cdot\omega)} &= 2 \cdot n \cdot \pi, \quad n \in \{0, 1, 2, \dots\} \end{aligned} \quad (2.1)$$

En el caso particular de la fuente de alimentación, la realimentación se realiza entrando por la entrada negativa de la etapa diferencial, con lo que ya se tienen  $-180^\circ$  de desfase, con lo que si la fase de la ganancia de lazo alcanza  $-180^\circ$ , cuando la ganancia es aún mayor a 0dB, el circuito se tornará inestable. De lo dicho anteriormente, el margen de fase se obtiene de observar cuanto le falta a la fase de la ganancia de lazo para alcanzar los  $-180^\circ$  cuando el módulo de la ganancia llega a 0dB, ganancia unitaria. Similarmente, el margen de ganancia se obtiene como la ganancia por debajo de 0dB cuando la fase alcanza los  $-180^\circ$ .

### 2.2. Método general de compensación

El método de compensación consiste básicamente en agregar polos y ceros, de modo de lograr que en todos los casos el circuito realimentado sea estable, logrando el mayor ancho de banda posible con sobrepicos que sean aceptables para el uso del circuito. En el caso mas simple, que es el utilizado en el caso de la compensación que tienen internamente muchos amplificadores operacionales comerciales, se fuerza un polo dominante, de manera que el circuito se comporte aproximadamente como un sistema de un único polo estable, caso que es estable para toda frecuencia, ese es el motivo por el cual los fabricantes informan en sus hojas de datos el producto ganancia por ancho de banda, **GBP**, lo cual es justamente válido para un sistema de un único polo. En el caso mas general se suelen introducir múltiples polos y ceros de modo de lograr la compensación deseada, esto se hace en forma de redes de adelanto o de atraso de fase, estas redes introducen cada una, un cero y un polo, en el caso de las redes de atraso de fase, el polo aparece primero en la respuesta, en el caso de las redes de adelanto es el cero el que aparece primero en la respuesta. En algunos casos se introduce una red **R-C** y otros solo un capacitor en alguna parte del circuito de modo de lograr el efecto deseado, en estos casos se suele usar la técnica de multiplicación por **Miller**, colocando un capacitor

pequeño entre la entrada y la salida de una etapa que amplifique, logrando que se vea en la entrada con el valor buscado. Los puntos donde se introducen las redes de compensación dependerán de cada circuito. Para las redes de adelanto o atraso de fase, esperamos encontrar las de atraso en el camino directo de la señal, mientras que las de adelanto las esperamos encontrar en el camino de realimentación, esto es debido a que al cerrar el lazo la ubicación de los polos y ceros se invertirán aproximadamente.

Las singularidades se deben introducir ya sea en las etapas de ganancia, comúnmente asociadas a nodos de alta impedancia, o en las redes de realimentación, como se dijo antes introduciendo los polos primero en el camino directo y los ceros primero en la realimentación para lograr el efecto deseado.

### 2.3. Método de compensación en el circuito analizado

En esta sección analizamos la localización de las redes de compensación, el motivo de su ubicación y el efecto que las mismas tienen en la respuesta del circuito.

Las redes de compensación que el diseño del circuito incluye se muestran en el cuadro [2.1], junto al nombre que le asignamos y el modo en el que actúan.

Nombre	Componentes	Modo
Red número 1	$C_{comp}$ ( $C_1$ ) y $R_{comp}$ ( $R_6$ )	Tensión y corriente
Red número 2	$C_{comp_2}$ ( $C_9$ ), $R_9$ y $R_{10}$	Tensión
Red número 3	$C_{comp_3}$ ( $C_{16}$ ) y $R_{17}$	Corriente
Red número 4	$C_{comp_4}$ ( $C_{15}$ ), $R_{comp_4}$ ( $R_{81}$ ) y $R_{18}$	Corriente
Red número 5	$C_{amort}$ ( $C_2$ ) y $R_{amort}$ ( $R_{60}$ )	Tensión

**Cuadro 2.1:** Redes de compensación del circuito.

Los componentes resaltados en negrita en el cuadro [2.1], son los agregados como compensación, los demás son parte del circuito original pero forman también parte de la red de compensación correspondiente.

En el caso del circuito de la fuente de alimentación que analizamos, se tienen dos lazos de realimentación independientes, donde solo uno está activo por vez, como se explico en el trabajo práctico anterior (**TP1A**). Como se vio, ambos lazos de realimentación comparten el amplificador, pero difieren en sus redes de realimentación, siendo del amplificador, la etapa diferencial, la única que provee ganancia de tensión.

### 2.3.1. Red número 1

Dado que las singularidades se deben introducir en las etapas de ganancia, en el caso del camino directo, estas están comúnmente asociadas a nodos de alta impedancia, es justamente por esta razón la etapa diferencial la indicada para introducir una red de compensación, es simple ver que de conectar una red, cuya impedancia disminuya con la frecuencia, en paralelo a la carga de esta primera etapa, su ganancia disminuirá, es decir, introducimos un polo (y un cero) en la respuesta del amplificador diferencial. Esta red es la **Red número 1**. Viendo esta ganancia en detalle, se tiene:

$$a_{diff}(s) = g_m \cdot R_{ca} \cdot \frac{1 + s \cdot C_{comp} \cdot R_{comp}}{1 + s \cdot C_{comp} \cdot (R_{comp} + R_{ca})} \quad (2.1)$$

Se ve claramente que  $C_{comp}$  y la impedancia en el nodo de colector  $R_{ca}$ , imponen el polo, el valor de  $R_{comp}$  es despreciable frente a esta, en el **TP1A** por cálculo y simulación se vio que esta resistencia está en el orden de los 53kΩ. El valor de  $C_{comp}$  y  $R_{comp}$  imponen el cero. Se puede ver que el polo,  $\frac{1}{C_{comp} \cdot (R_{comp} + R_{ca})}$ , aparece primero en la respuesta que el cero,  $\frac{1}{C_{comp} \cdot R_{comp}}$ , con lo que se trata de una red de atraso de fase, cosa esperable ya que se está aplicando al camino directo de la señal, el amplificador.

Dado que no se tienen mas etapas que ganen en el circuito, y además que se tienen dos lazos de realimentación, el resto de las redes de compensación necesariamente irán en las redes de realimentación de cada lazo. Una razón para necesitar mas de una red de realimentación es justamente que se tiene mas de un lazo de realimentación y ambos deben ser compensados, la compensación que introduce la **Red número 1** no puede compensar ambos lazos para todas las combinaciones posibles de seteo de tensión, seteo de corriente y valor de la carga. Dado que solo un lazo está activo por lazo de realimentación, las redes de compensación actuarán en uno u otro modo, o en ambos, en el caso de la **Red número 1**, esto se indica en el cuadro [2.1].

### 2.3.2. Red número 2

Como se vio en el **TP1A**, para el lazo de tensión la red de realimentación está formada solo por  $R_9$  y  $R_{10}$  (ignorando la llave que es casi transparente), con lo que en esta red se tiene el único otro lugar para compensar el lazo de tensión, esta es la **Red número 2**, esta red pone al capacitor  $C_{comp2}$  ( $C_9$ ) en paralelo al resistor  $R_9$ , y como la realimentación para el lazo de tensión es  $f_V \approx \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}}$ , se ve claramente que al reemplazar  $R_9$  por el paralelo **R-C**, a medida que la frecuencia suba, el módulo de la realimentación irá subiendo hacia un valor de 1, efectivamente disminuyendo el módulo de la ganancia a lazo cerrado,  $A = \frac{a}{1 + a \cdot f_V}$ , llevándola hacia  $A \approx \frac{1}{f_V} \approx 1$ . Analizando en detalle la transferencia de ese circuito se tiene:

$$f_V(s) = \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} \cdot \frac{1 + s \cdot C_{comp2} \cdot R_9}{1 + s \cdot C_{comp2} \cdot (R_9 \parallel R_{10})} \quad (2.2)$$

Se puede ver que el cero,  $\frac{1}{C_{comp2} \cdot R_9}$ , aparece primero en la respuesta que el polo,  $\frac{1}{C_{comp2} \cdot (R_9 // R_{10})}$ , con lo que se trata de una red de adelanto de fase, cosa esperable ya que se está aplicando al camino de realimentación de la señal.

### 2.3.3. Red número 3

Como se vio en el **TP1A**, para el lazo de corriente la red de realimentación está formada solo por los amplificadores armados alrededor de  $U_{3A}$  y  $U_{3B}$ , un diferencial y un no inversor, respectivamente (ignorando la llave que es casi transparente), la red **Red número 3** está en el amplificador diferencial armado alrededor de  $U_{3A}$ , específicamente, en su red de realimentación local, en paralelo al resistor  $R_{17}$ , ya que la ganancia de este diferencial es  $A_{OP_{diff}} = \frac{R_{17}}{R_{16}}$ , se ve que al reemplazar  $R_{17}$  por el paralelo **R-C**, a medida que la frecuencia suba, el módulo de la ganancia de este diferencial irá disminuyendo, en realidad el análisis no es tan simple ya que la expresión de la ganancia diferencial deja de ser válida al variar la relación que la impedancia de la realimentación local debe mantener con el resto de las resistencias del circuito, lo que en realidad se obtiene es que la ganancia de la entrada inversora tiende a 0 y la de la no inversora tiende a 1, un seguidor. Esto último puede verse en la siguientes expresiones:

$$A_{OP_{V_-}}(s) = -\frac{R_{17}}{R_{16}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot C_{comp3} \cdot R_{17}} \quad (2.3)$$

$$A_{OP_{V_+}}(s) = \frac{R_{13} // R_{14}}{R_{12} + R_{13} // R_{14}} \cdot \left(1 + \frac{R_{17}}{R_{15}} + \frac{R_{17}}{R_{16}}\right) \cdot \frac{1 + s \cdot C_{comp3} \cdot (R_{15} // R_{16} // R_{17})}{1 + s \cdot C_{comp3} \cdot R_{17}}$$

La relación necesaria para que el circuito sea realmente diferencial, y que se cumple para este circuito, es:

$$A_{OP_{diff}}(0) = \frac{R_{13} // R_{14}}{R_{12} + R_{13} // R_{14}} \cdot \left(1 + \frac{R_{17}}{R_{15}} + \frac{R_{17}}{R_{16}}\right) = \frac{R_{17}}{R_{16}} \quad (2.4)$$

Con lo que las expresiones anteriores se reducen a:

$$A_{OP_{V_-}}(s) = -A_{OP}(0) \cdot \frac{1}{1 + s \cdot C_{comp3} \cdot R_{17}} \quad (2.5)$$

$$A_{OP_{V_+}}(s) = A_{OP}(0) \cdot \frac{1 + s \cdot C_{comp3} \cdot (R_{15} // R_{16} // R_{17})}{1 + s \cdot C_{comp3} \cdot R_{17}}$$

Se puede ver que la ganancia deja de ser estrictamente diferencial a medida que la frecuencia sube, aunque puede decirse aproximadamente que se introduce un polo y un cero en la ganancia diferencial. Lo que tiene mayor importancia en el circuito por estar en la red de realimentación de corriente, será el cero que impone, que se traducirá en un cero a lazo cerrado.

### 2.3.4. Red número 4

En el amplificador no inversor armado alrededor de  $U_{3B}$ , se encuentra la red **Red número 4**, la misma se encuentra conectada en paralelo al resistor  $R_{18}$ , que forma la realimentación local, es fácil ver que a medida que sube la frecuencia la ganancia de este amplificador irá disminuyendo desde su ganancia a frecuencias bajas,  $1 + \frac{R_{18}}{R_{19}}$ , hacia el valor a frecuencia muy alta,  $1 + \frac{R_{18} // R_{comp4}}{R_{19}}$ , con lo que disminuirá el módulo de la realimentación del lazo de corriente,  $f_I \approx A_{OP_{diff}} \cdot A_{OP_{NI}}$ , con lo que efectivamente disminuirá la ganancia a lazo cerrado,  $A = \frac{a}{1+a \cdot f_I} \approx \frac{1}{f_I}$ . Viendo en detalle la ganancia de este amplificador se tiene:

$$A_{OP_{NI}}(s) = \left(1 + \frac{R_{18}}{R_{19}}\right) \cdot \frac{1 + s \cdot C_{comp4} \cdot (R_{comp4} + R_{18} // R_{19})}{1 + s \cdot C_{comp4} \cdot (R_{comp4} + R_{18})} \quad (2.6)$$

En este caso se ve claramente que se tiene un polo en  $\frac{1}{C_{comp4} \cdot (R_{comp4} + R_{18})}$ , y un cero en  $\frac{1}{C_{comp4} \cdot (R_{comp4} + R_{18} // R_{19})}$ , nuevamente como en el caso anterior lo importante será el cero impuesto por esta red, que se traducirá en un polo a lazo cerrado. Es importante el notar que esta red solo tendrá efecto a valores de  $R_{18}$  grandes, es decir a valores corrientes de limitación pequeños, ya que si se hace  $R_{18}$  muy chica, esta red deja de actuar, en particular para  $R_{18} = 0\Omega$ , la red queda completamente cortocircuitada.

### 2.3.5. Red número 5

La última red de compensación, se trata de un amortiguador (snubber). Cuando se tiene un circuito que se comporta inductivamente, al producirse un brusco cambio en la corriente, aparecen sobre-picos de tensión. En nuestro circuito no hay inductancias como tales, salvo aquellas que aporten los cableados y pistas del PCB, efectos que no simulamos, sin embargo si se observa la simulación de la impedancia de salida hecha en el **TP1A**, se ve claramente como se comporta inductivamente a partir de cierta frecuencia (el efecto se debe a capacidades reflejadas giradas en fase), esto justifica la necesidad de la red de amortiguamiento. La red básicamente compensa el efecto inductivo, limitando los sobre-picos de tensión, en circuitos donde se tiene verdaderas inductancias, los valores de resistencia y capacidad pueden ser calculados, como por ejemplo en una fuente switching, donde hay verdaderas inductancias. En el caso de la fuente los valores de la red se obtuvieron empíricamente, teniendo en cuenta ciertos criterios, como ser una idea del tiempo de crecimiento buscado. El efecto de la red se puede interpretar como que amortigua los sobre-picos transformando la energía de los mismos en calor disipado en el resistor.

### 3. Análisis por simulación d las redes de compensación

A continuación se analizan cada una de las redes de compensación en los modos correspondientes usando las simulaciones obtenidas para los modos correspondientes indicados en el cuadro [2.1], usando los circuitos mostrados en la figura [1.1], la figura [1.2] y la figura [1.3].

Los estados simulados para los casos de modo de regulación de tensión, son:

- 10V de salida para  $R_L = 10\Omega$ , 1A de carga.
- 1V de salida para  $R_L = 1\Omega$ , 1A de carga.

y los estados simulados para los casos de modo de regulación de corriente, son:

- 2A de salida para  $R_L = 0\Omega$  (cortocircuito).
- 200mA de salida para  $R_L = 0\Omega$  (cortocircuito).

Los modos elegidos responden a ser los casos extremos en modo tensión y modo corriente, de esa manera se espera tener cubierto el espectro de posibles estados de funcionamiento de la fuente de alimentación.

Los valores de los componentes de las redes de compensación se analizan para el valor de diseño y dos valores mas, uno por debajo y otro por arriba, tratando de ver porque el valor de diseño es el mas adecuado.

El análisis primero consiste en evaluar la simulación de ganancia de lazo en función de la frecuencia, realizando un barrido de frecuencia con el comando **SPICE** *.ac* y en forma paramétrica con los valores a comparar de las redes de compensación de a uno por vez, para obtener en cada estado los márgenes de fase y de ganancia como se describió en la sección [2.1]. En esto cabe aclarar que el análisis es aproximado dado que los márgenes en algunos casos pueden no ser suficientes para garantizar la estabilidad, siendo necesarios para un análisis completo, diagramas de **Nyquist** y de **Root Locus**, sin embargo para esto sería necesario un análisis teórico completo que permita obtener las transferencias completas cosa que no corresponde al simple análisis de validación por simulación.

Luego también se observa la respuesta en frecuencia del circuito, realizando también un barrido de frecuencia con el comando **SPICE** *.ac* y en forma paramétrica con los valores a comparar de las redes de compensación de a uno por vez, de esta simulación se obtiene principalmente el ancho de banda del circuito.

Finalmente se observa la simulación de la respuesta del circuito a un salto de carga, según el modo analizado, para cada uno de los valores de cada uno de los componentes de las redes de compensación, esto equivale a una respuesta al escalón para este circuito, donde se puede ver si la respuesta es la esperada para un circuito estable, y evaluar si los sobre-picos presentes y el tiempo de crecimiento son aceptables.



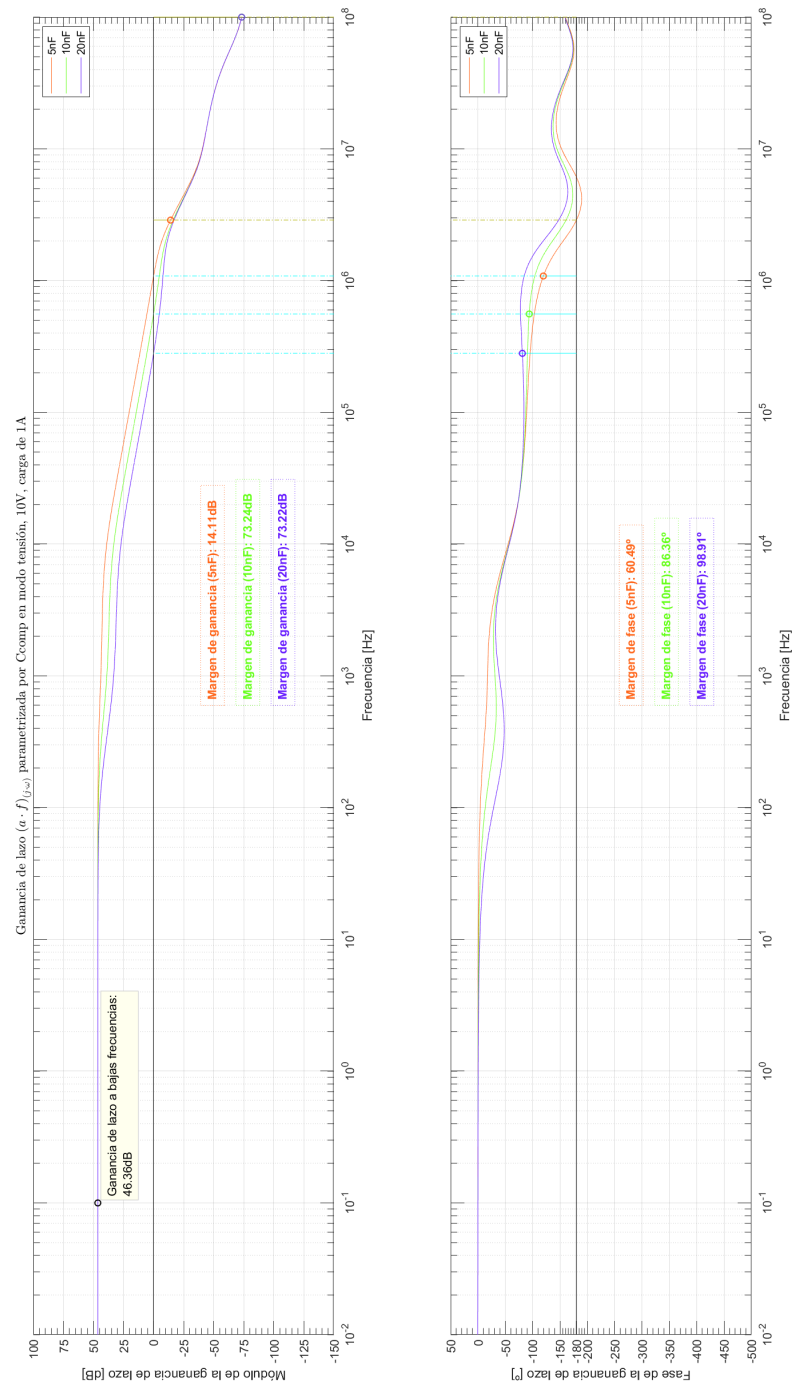
El análisis se realizará comparando lo obtenido y comentando en cada caso lo mas importante, refiriendo al gráfico relevante.

Hay algunos modos que no se analizan por que no aplican, como ser por ejemplo la **Red número 4** en el caso de que  $R_{18} = 0\Omega$ ,  $I_{out} = 2A$  ,o la **Red número 2** cuando  $R_9 = 0\Omega$ ,  $V_{out} = 1V$ .

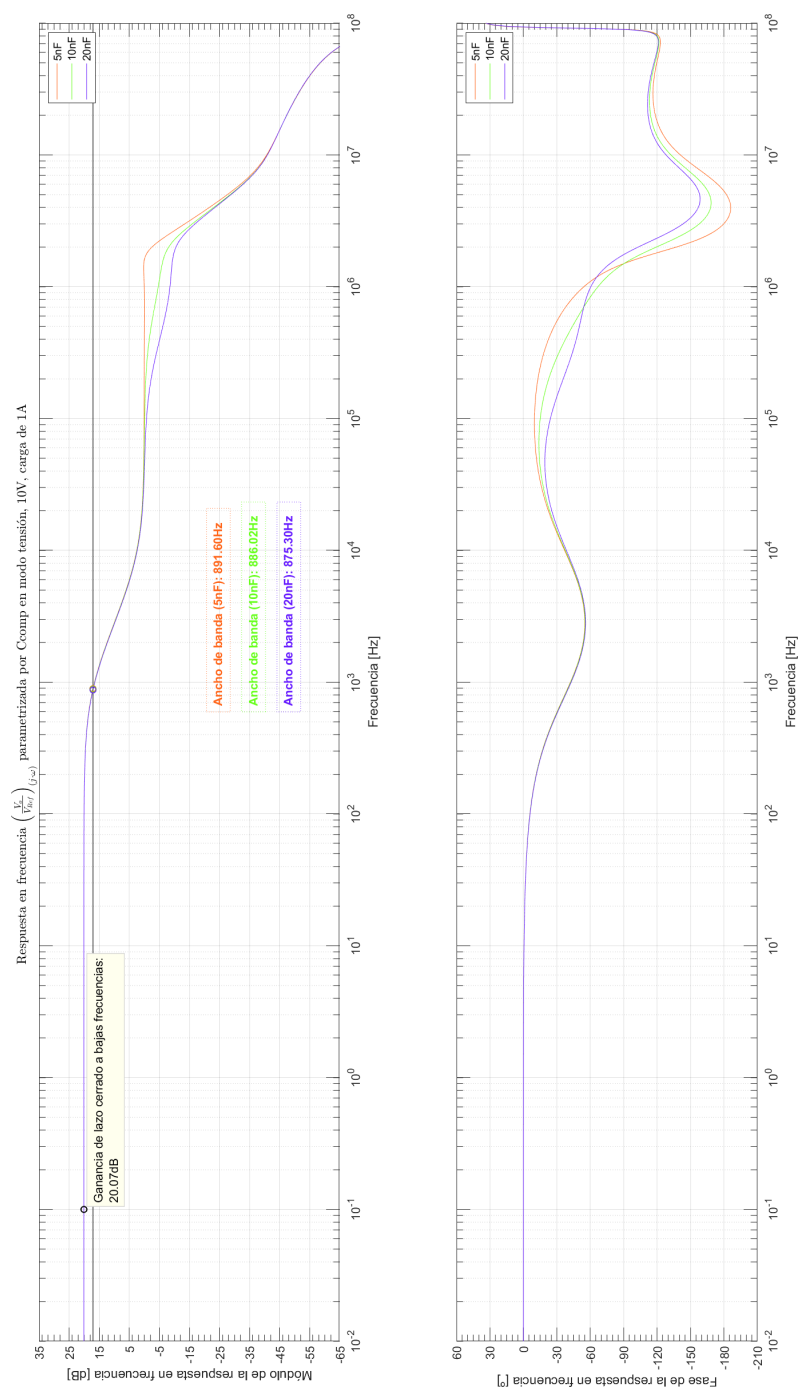
### 3.1. Red de compensación **Ccomp/Rcomp**

La red formada por **Ccomp** y **Rcomp** actúa tanto para el lazo de tensión como para el de corriente, por lo que se analizan ambos modos.

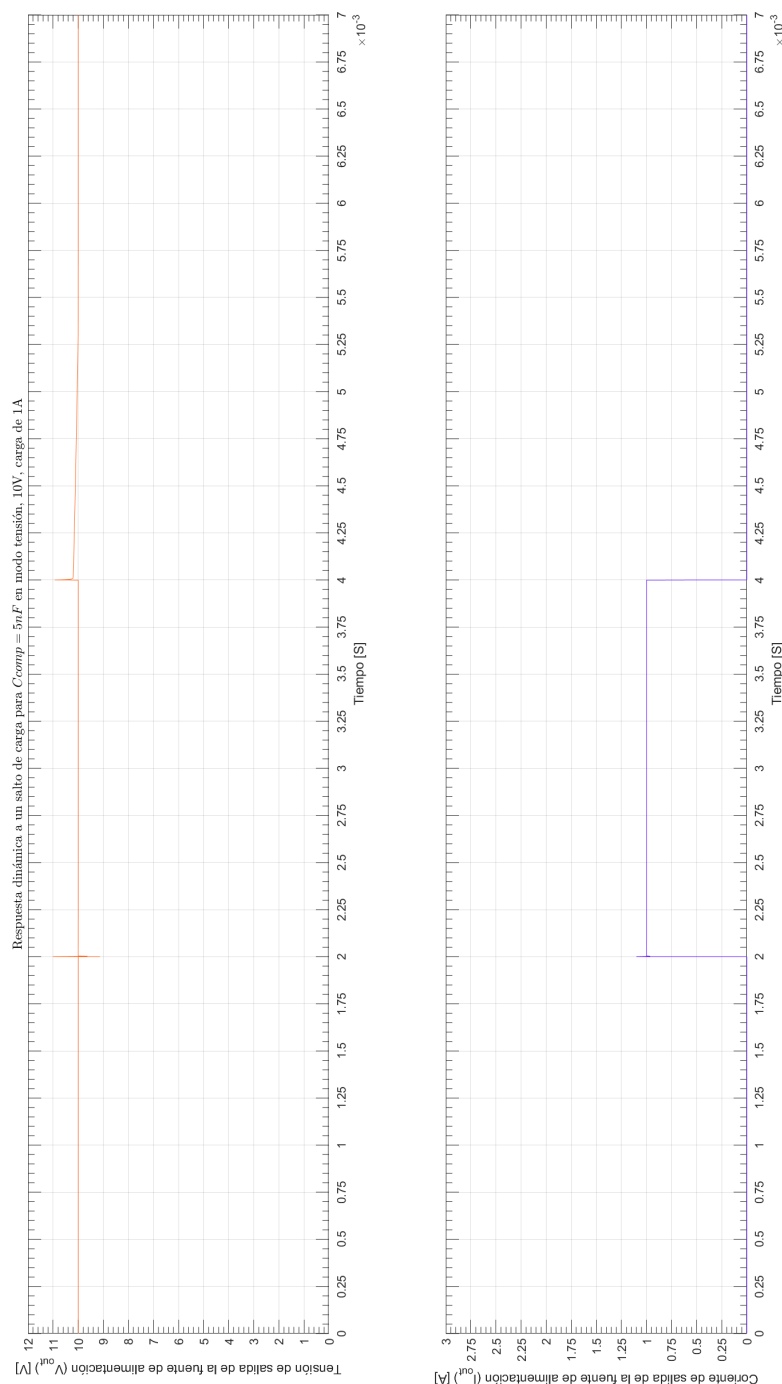
#### 3.1.1. Análisis para $C_{comp}$ en modo tensión, $V_{out} = 10V$ , $R_L = 10\Omega$



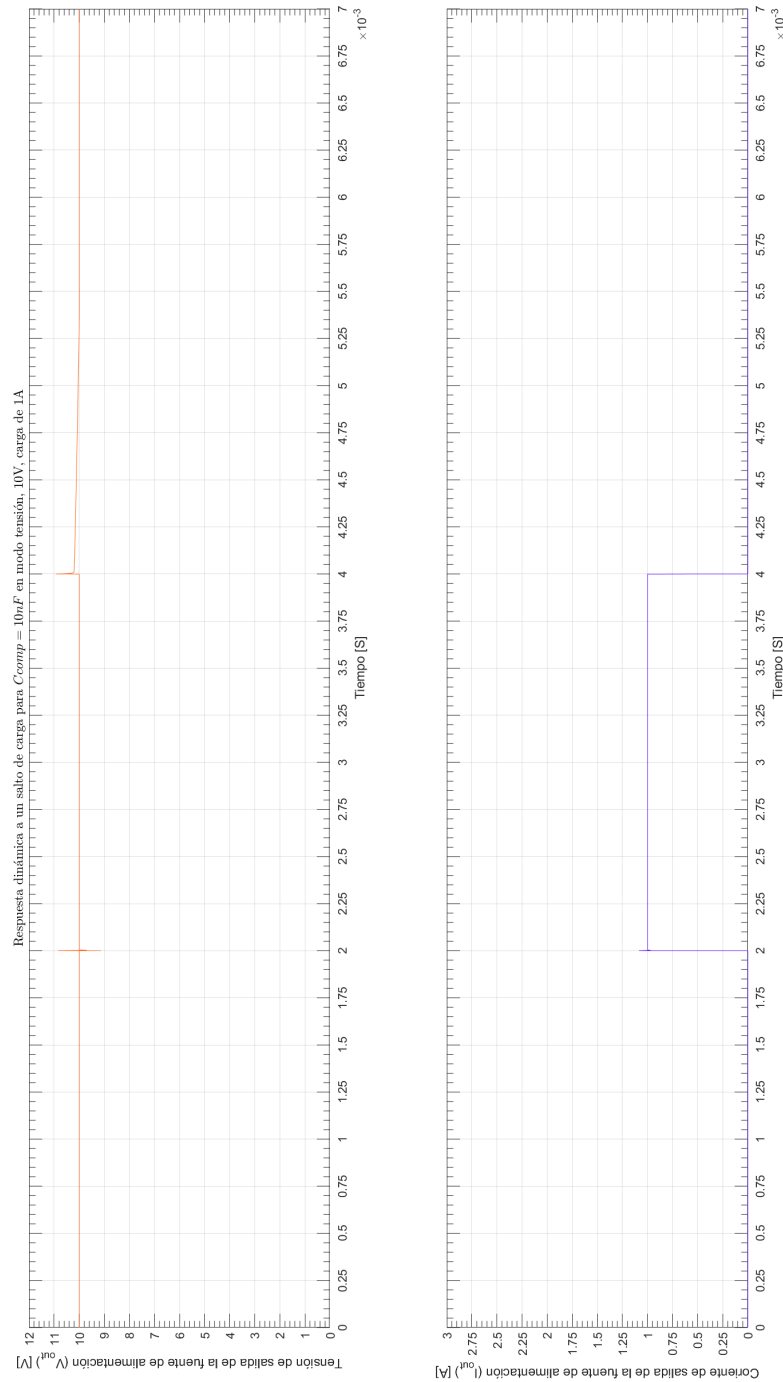
**Figura 3.1:** Ganancia de lazo en modo tensión,  $V_{out} = 10V$ , en función de la frecuencia parametrizada por  $C_{comp}$ .



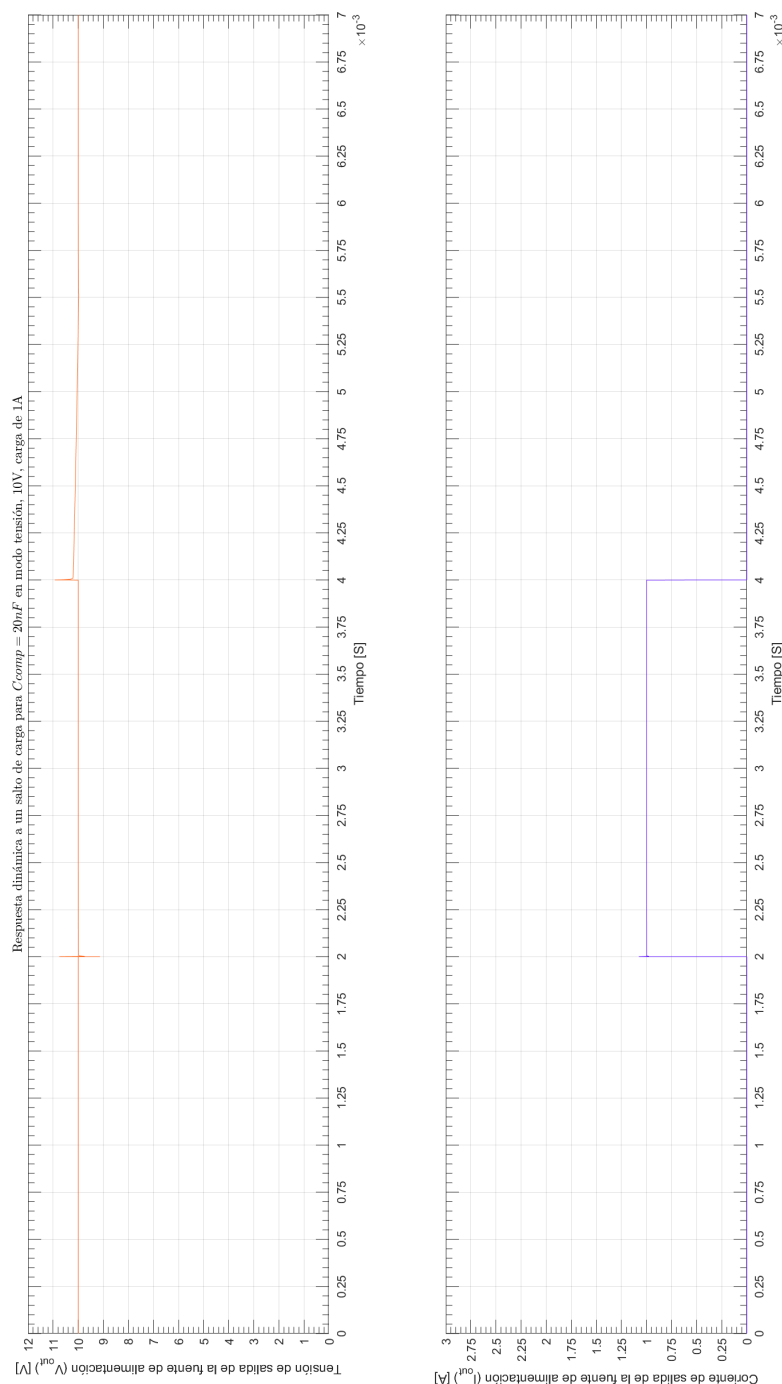
**Figura 3.2:** Respuesta en frecuencia en modo tensión,  $V_{out} = 10V$ , en función de la frecuencia parametrizada por  $C_{comp}$ .



**Figura 3.3:** Respuesta dinámica en modo tensión,  $V_{out} = 10V$ , para  $C_{comp} = 5nF$ .



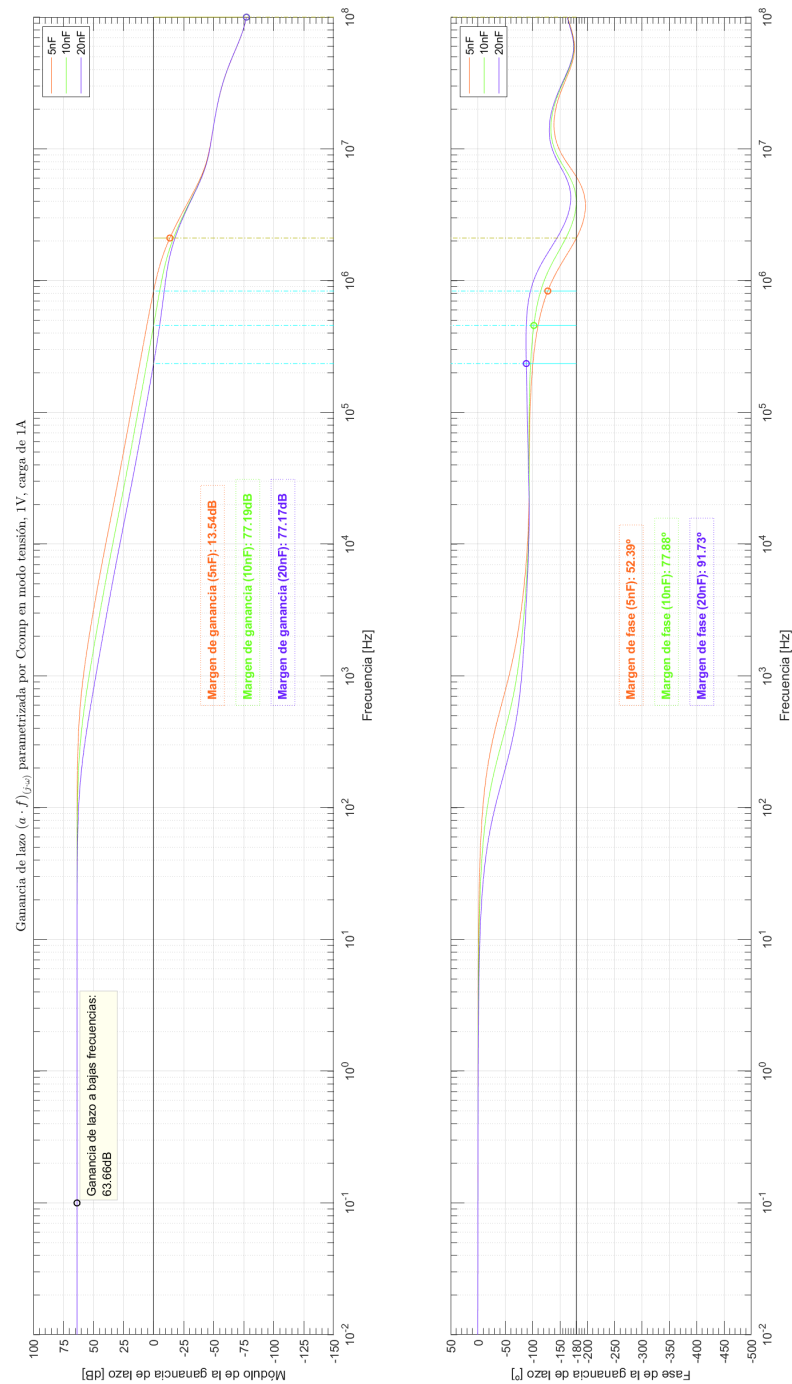
**Figura 3.4:** Respuesta dinámica en modo tensión,  $V_{out} = 10V$ , para  $C_{comp} = 10nF$ .



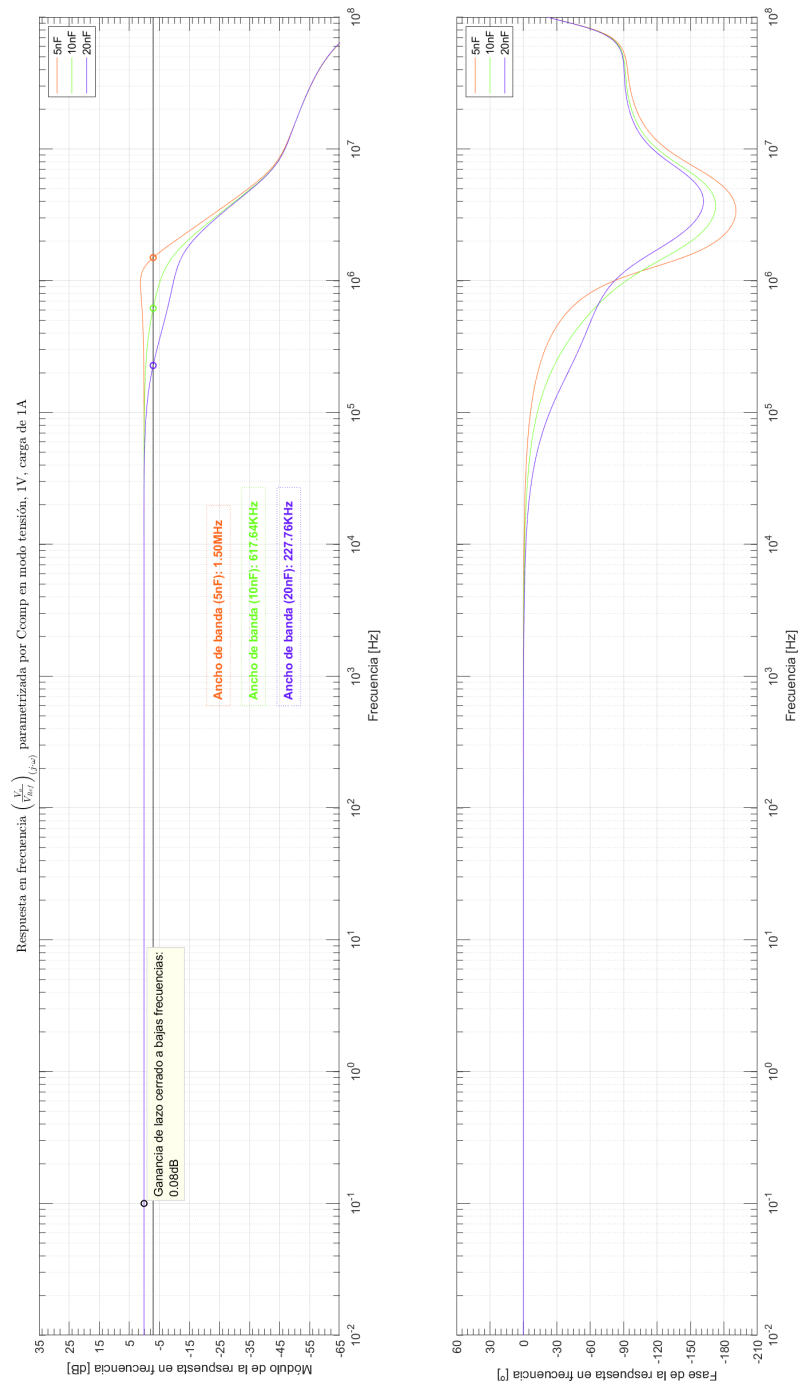
**Figura 3.5:** Respuesta dinámica en modo tensión,  $V_{out} = 10\text{V}$ , para  $C_{comp} = 20\text{nF}$ .

**3.1.2. Análisis para  $C_{comp}$  en modo tensión,  $V_{out} = 1V$ ,  $R_L = 1\Omega$**

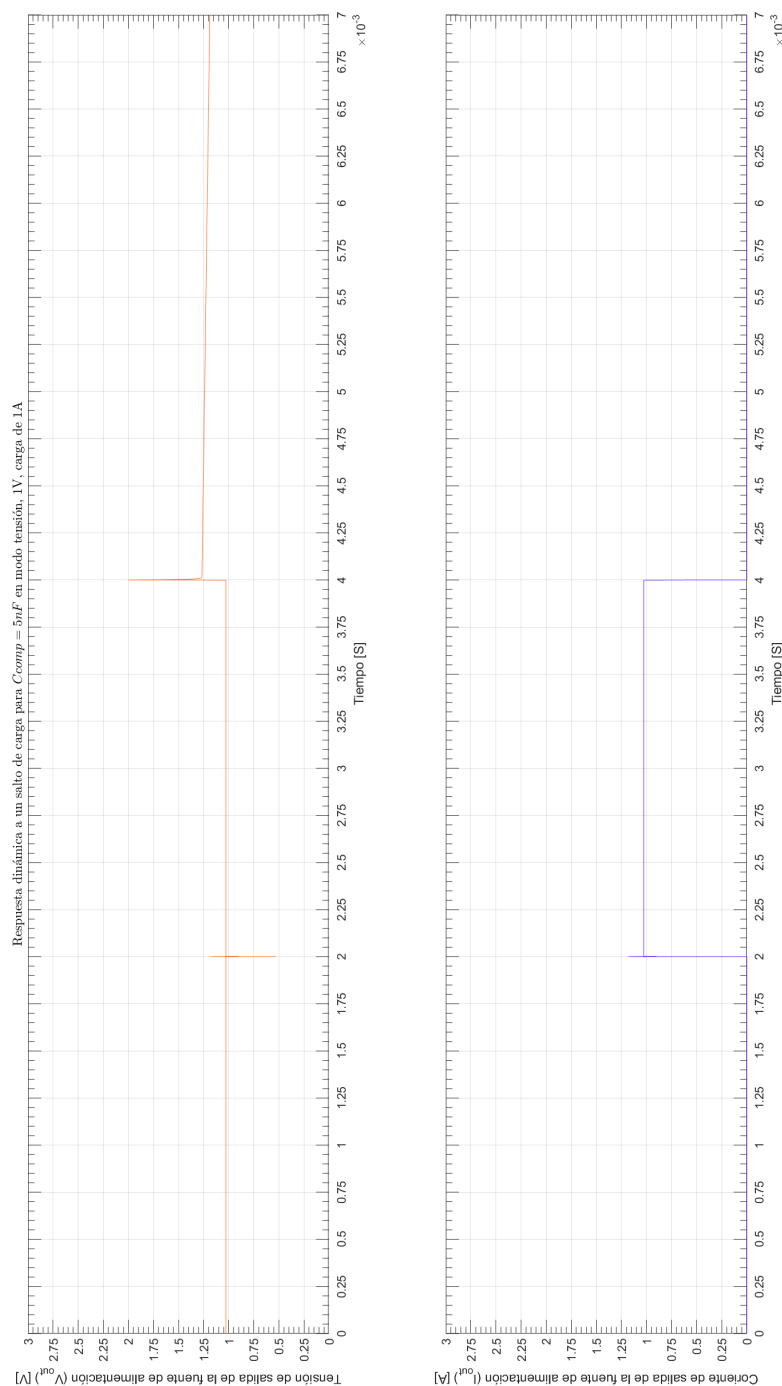




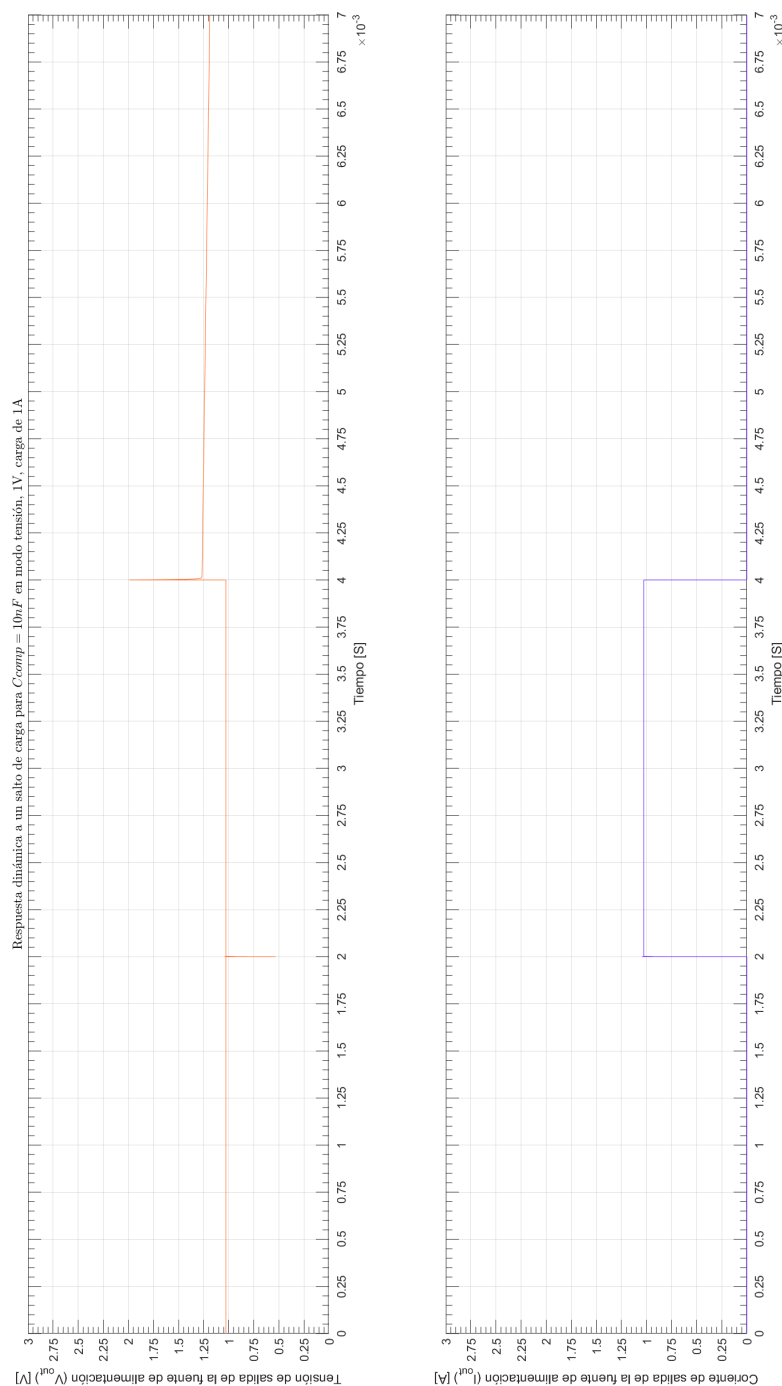
**Figura 3.6:** Ganancia de lazo en modo tensión,  $V_{out} = 1V$ , en función de la frecuencia parametrizada por  $C_{comp}$ .



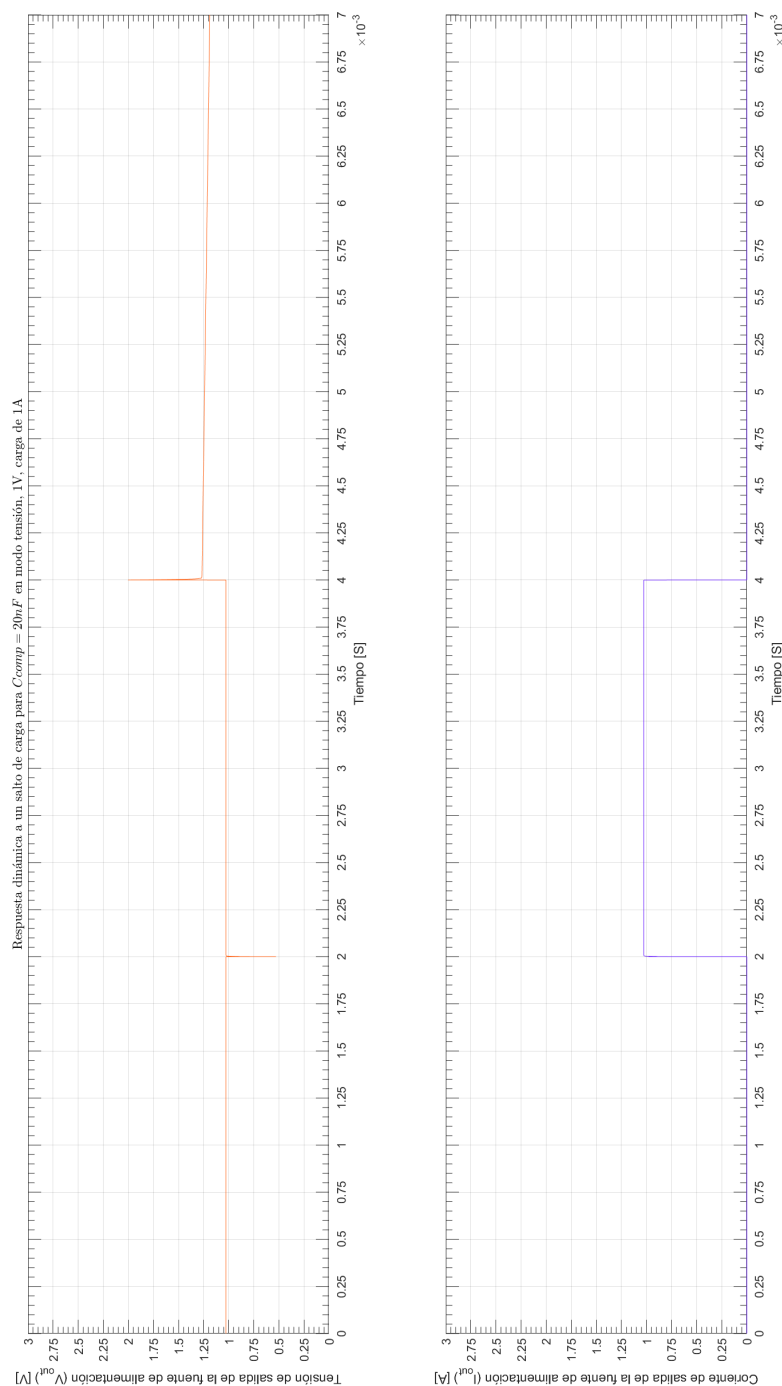
**Figura 3.7:** Respuesta en frecuencia en modo tensión,  $V_{out} = 1V$ , en función de la frecuencia parametrizada por  $C_{comp}$ .



**Figura 3.8:** Respuesta dinámica en modo tensión,  $V_{out} = 1V$ , para  $C_{comp} = 5nF$ .

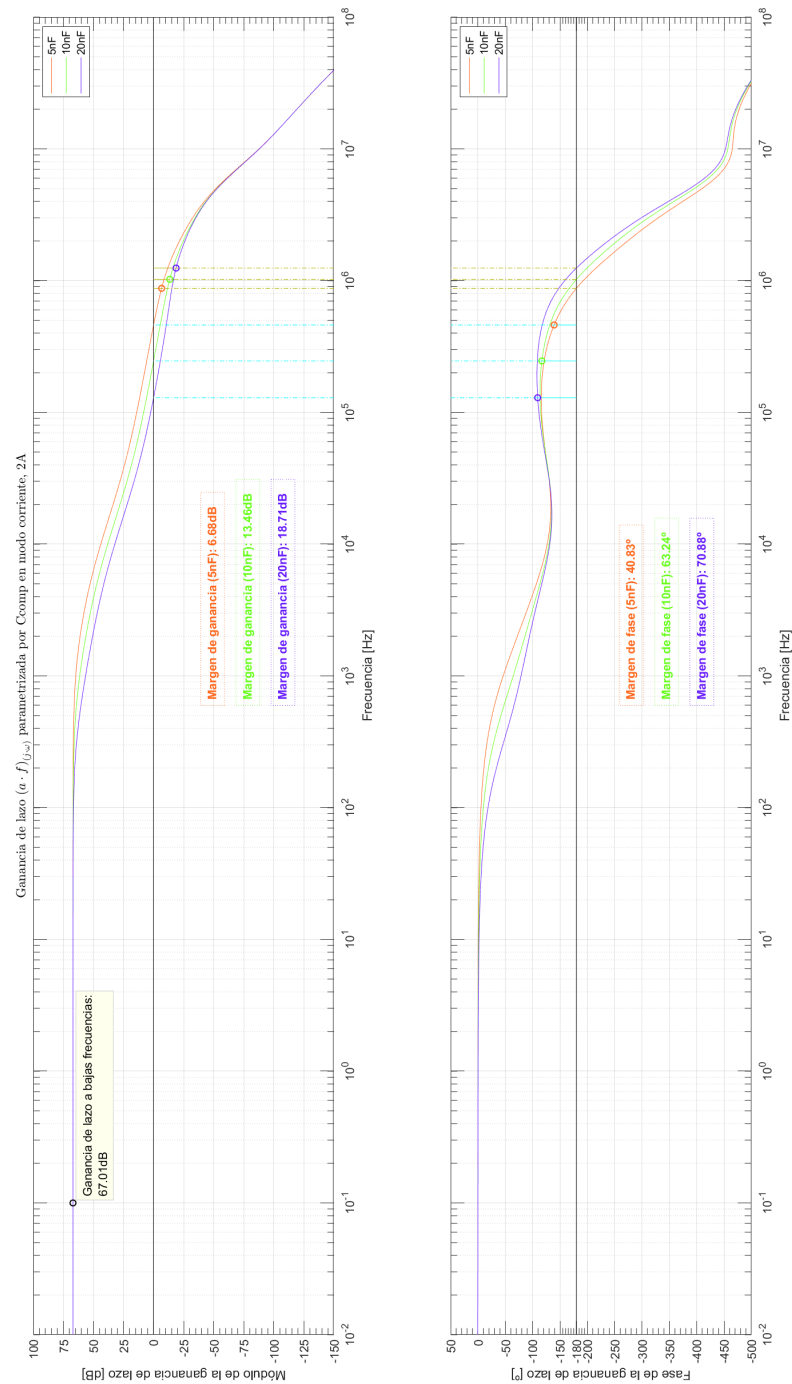


**Figura 3.9:** Respuesta dinámica en modo tensión,  $V_{out} = 1V$ , para  $C_{comp} = 10nF$ .

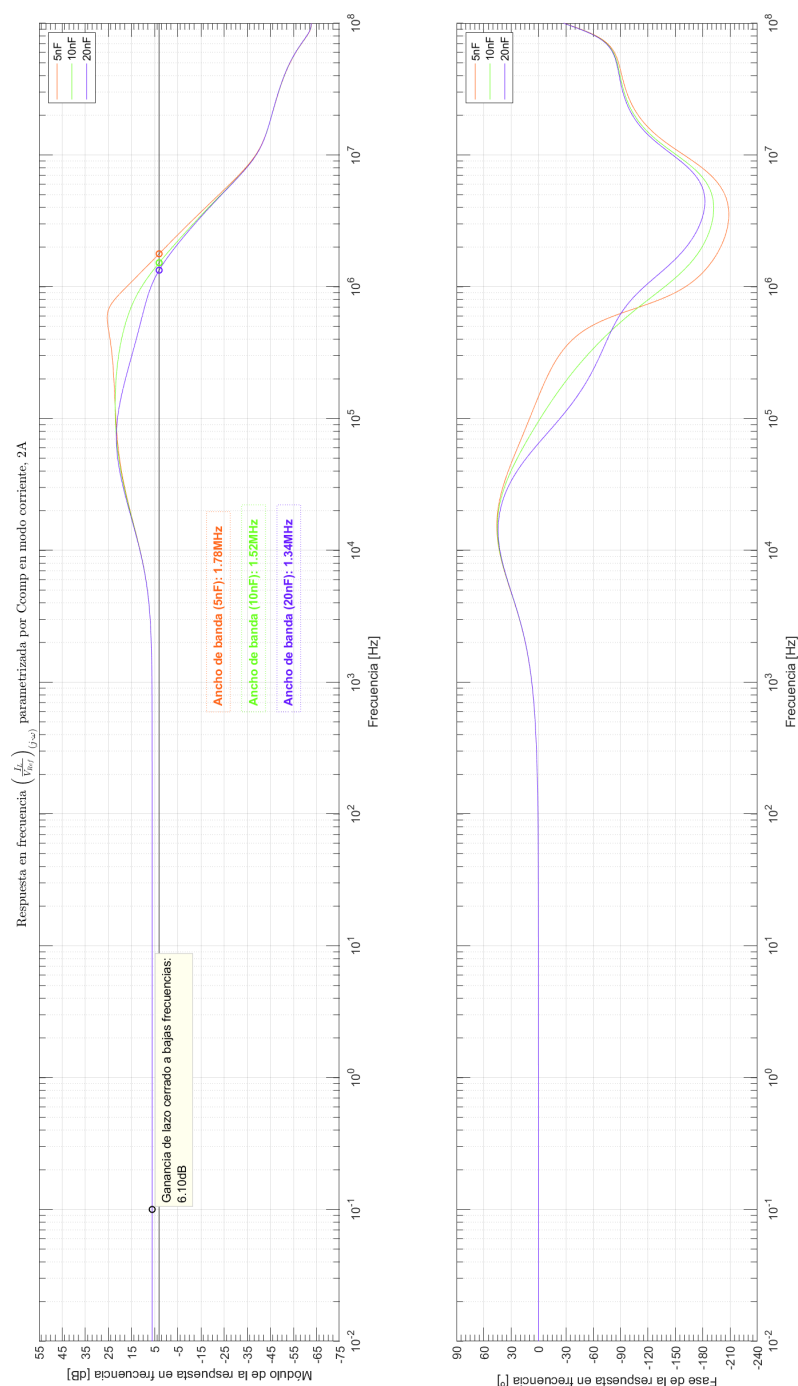


**Figura 3.10:** Respuesta dinámica en modo tensión,  $V_{out} = 1V$ , para  $C_{comp} = 20nF$ .

**3.1.3. Análisis para  $C_{comp}$  en modo corriente,  $I_{out} = 2A$ ,  $R_L = 0\Omega$**

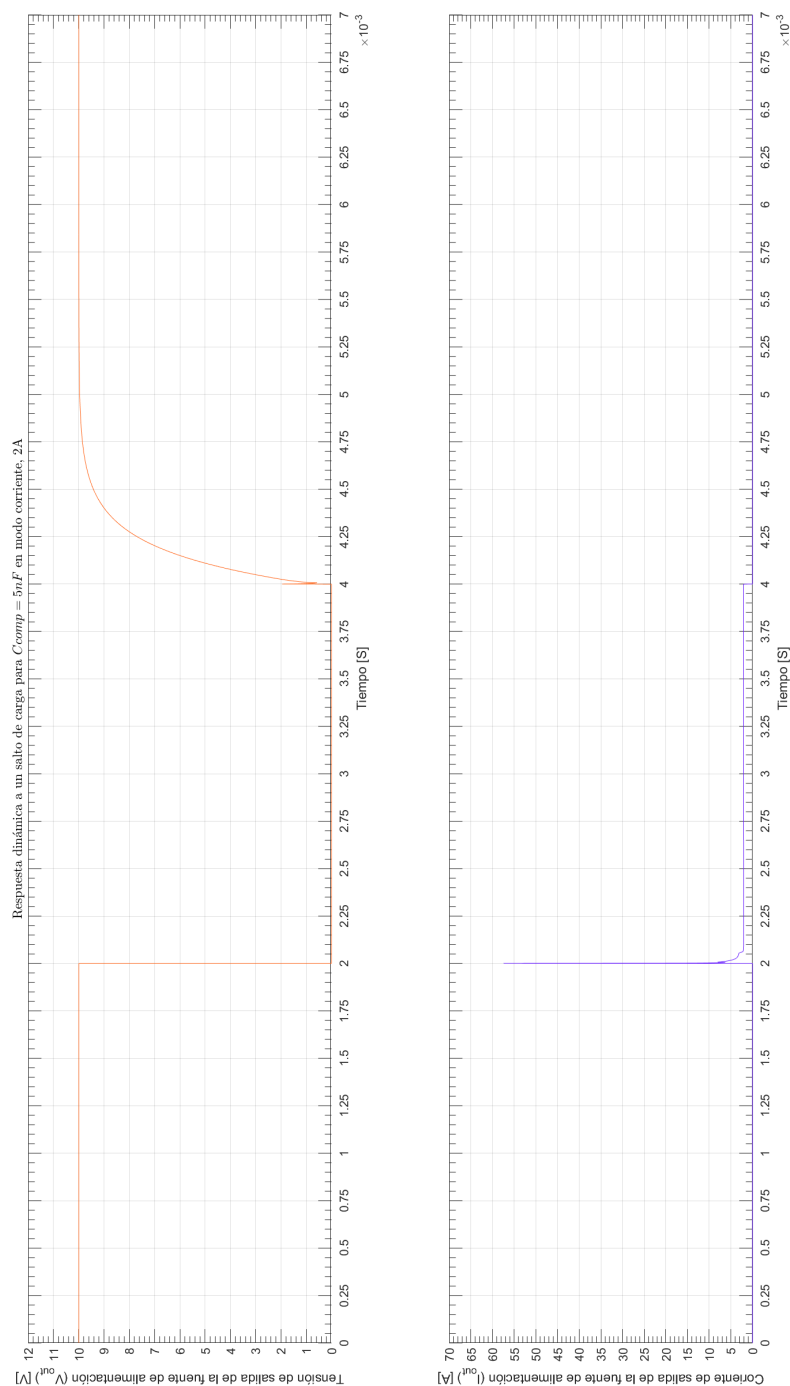


**Figura 3.11:** Ganancia de lazo en modo corriente,  $I_{out} = 2A$ , en función de la frecuencia parametrizada por  $C_{comp}$ .

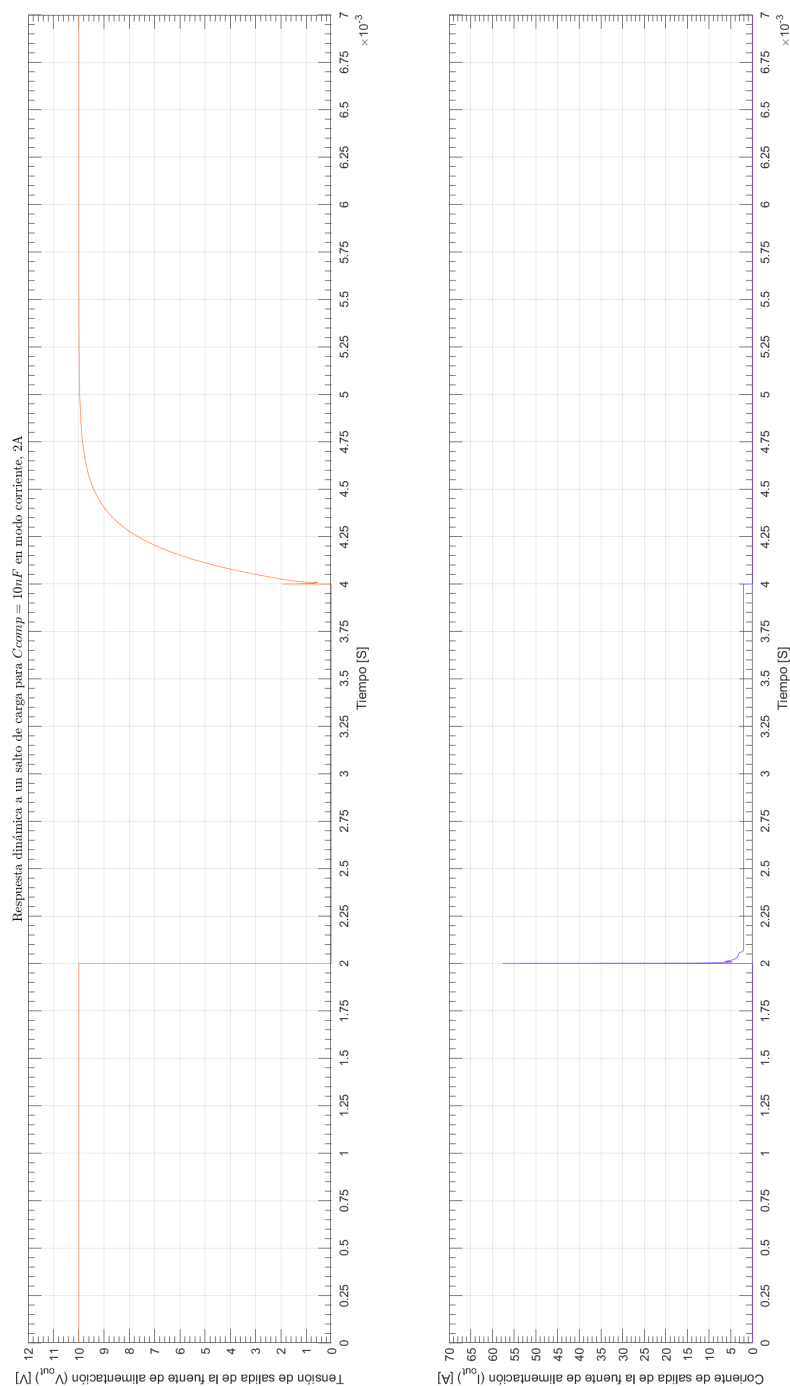


**Figura 3.12:** Respuesta en frecuencia en modo corriente,  $I_{out} = 2A$ , en función de la frecuencia parametrizada por  $C_{comp}$ .

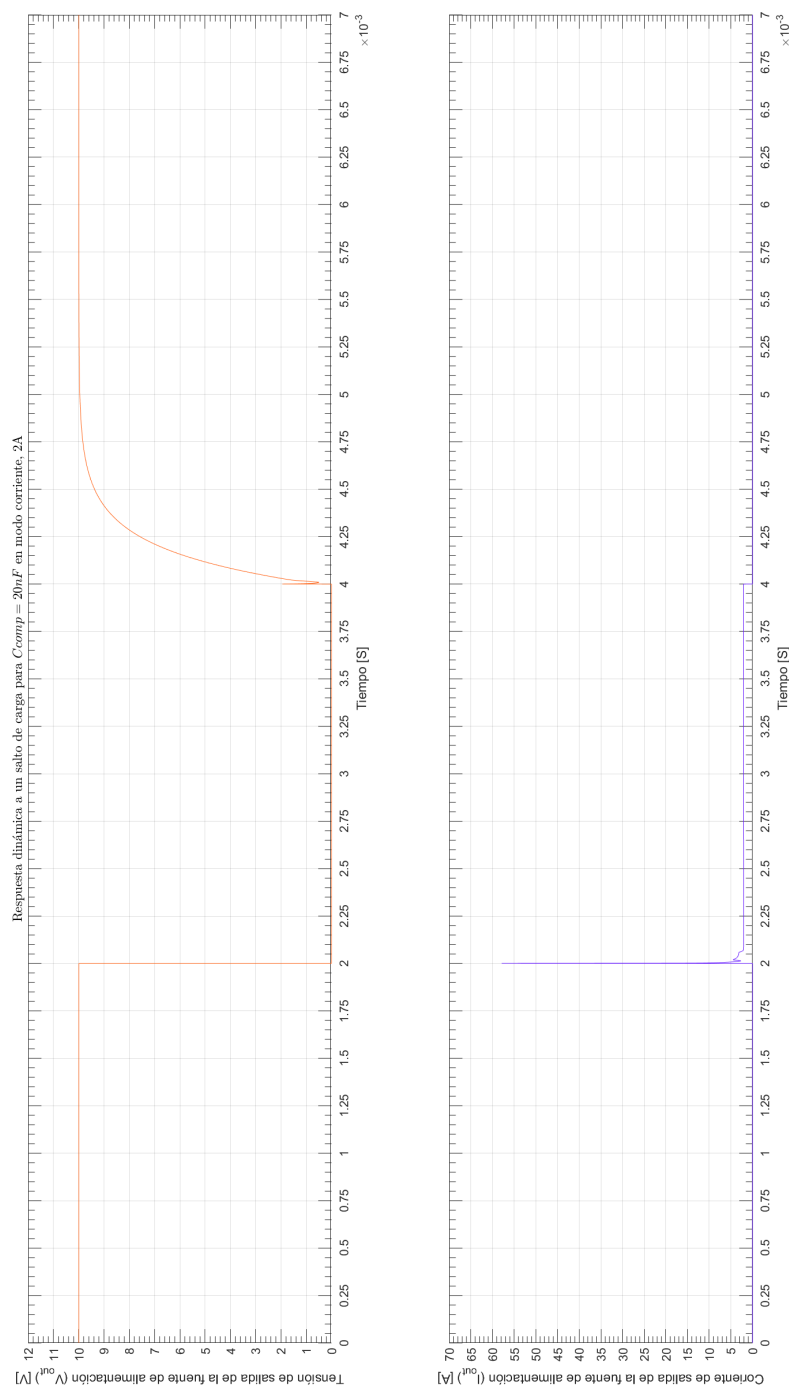




**Figura 3.13:** Respuesta dinámica en modo corriente,  $I_{out} = 2A$ , para  $C_{comp} = 5nF$ .

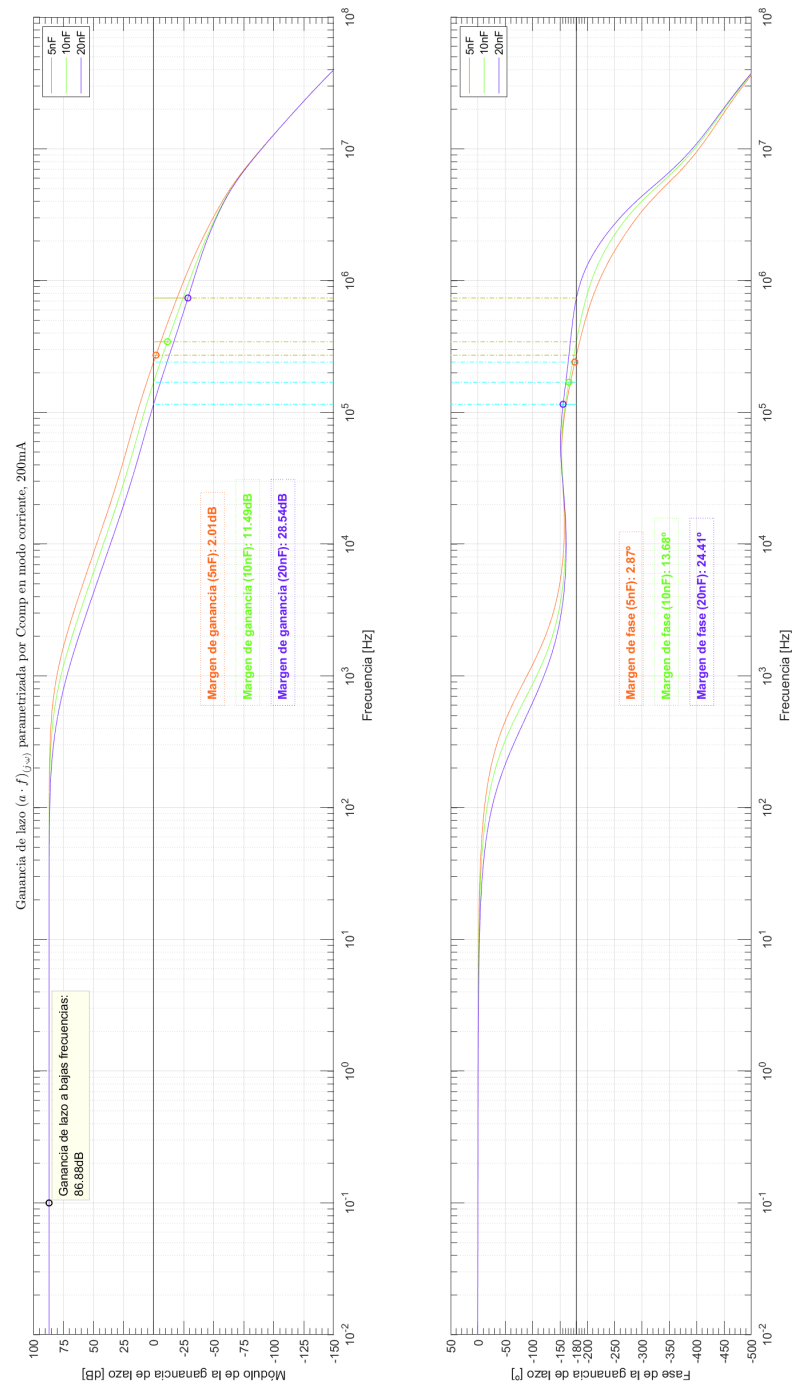


**Figura 3.14:** Respuesta dinámica en modo corriente,  $I_{out} = 2A$ , para  $C_{comp} = 10nF$ .

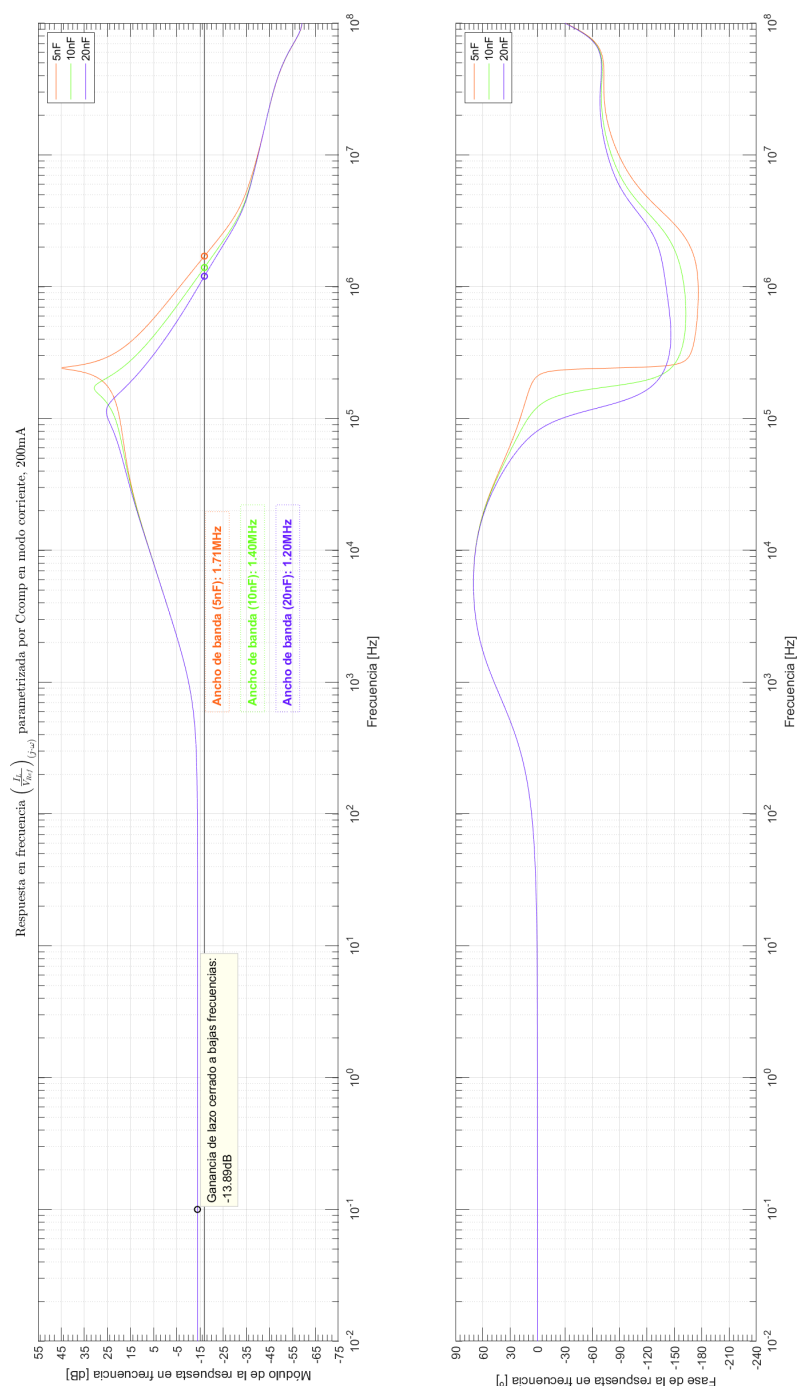


**Figura 3.15:** Respuesta dinámica en modo corriente,  $I_{out} = 2A$ , para  $C_{comp} = 20nF$ .

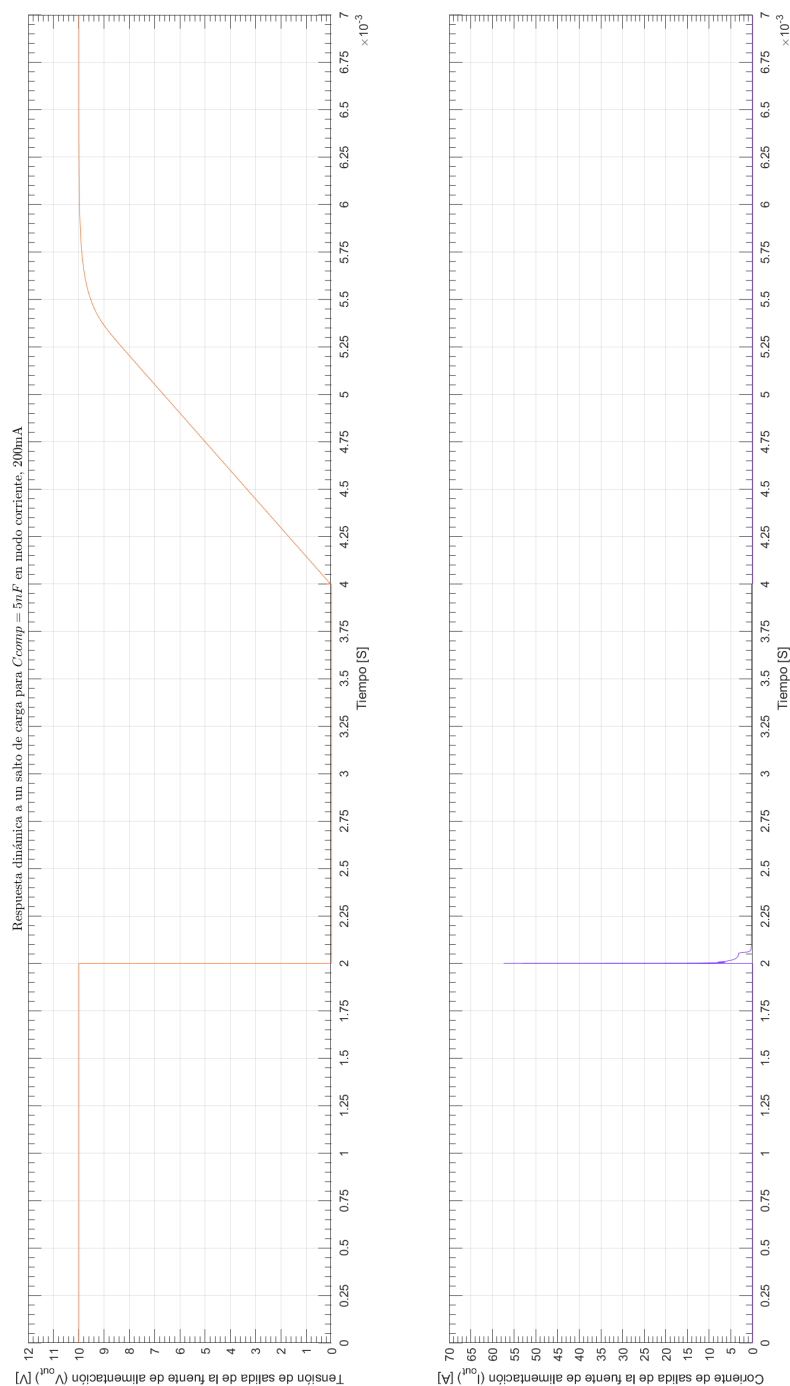
**3.1.4. Análisis para  $C_{comp}$  en modo corriente,  $I_{out} = 200\text{mA}$ ,  $R_L = 0\Omega$**



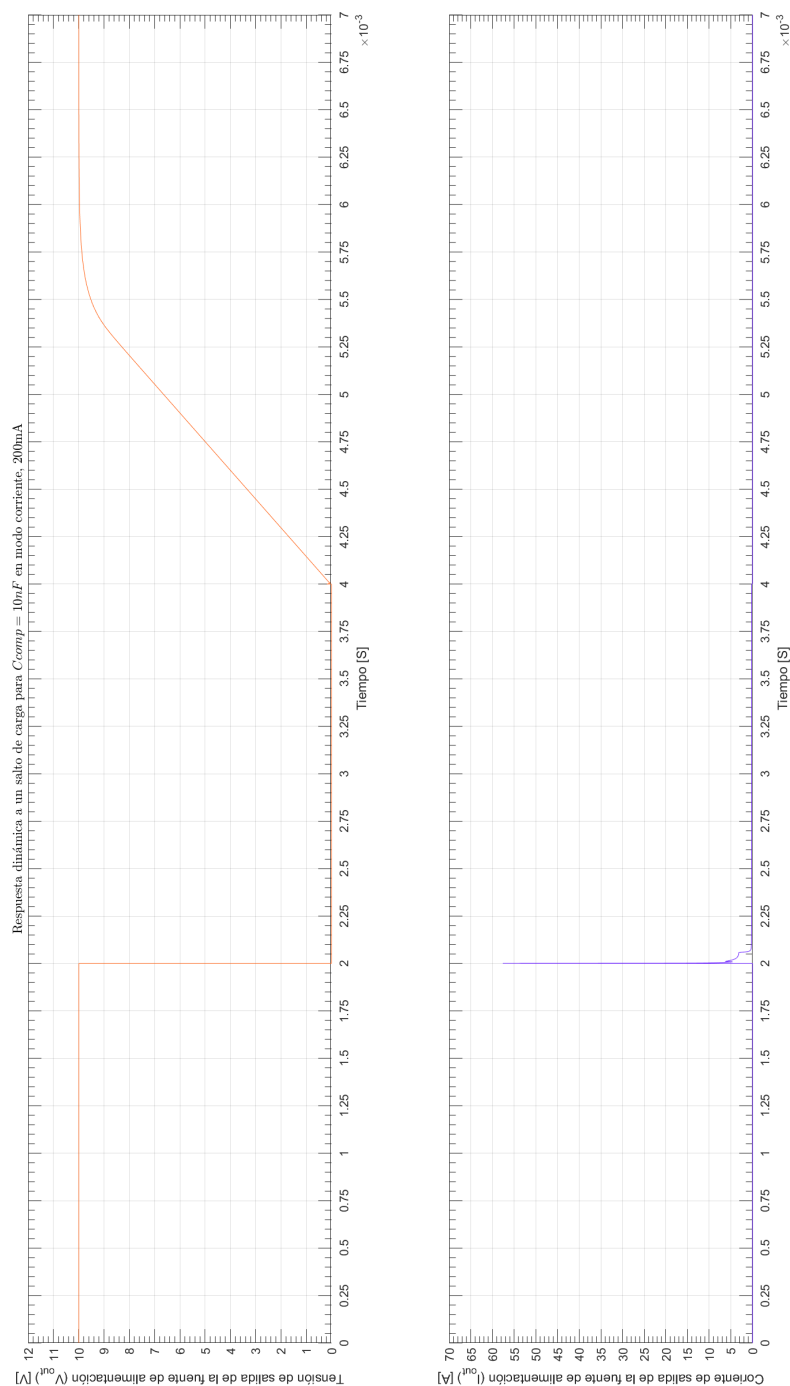
**Figura 3.16:** Ganancia de lazo en modo corriente,  $I_{out} = 200\text{mA}$ , en función de la frecuencia parametrizada por  $C_{comp}$ .



**Figura 3.17:** Respuesta en frecuencia en modo corriente,  $I_{out} = 200\text{mA}$ , en función de la frecuencia parametrizada por  $C_{comp}$ .

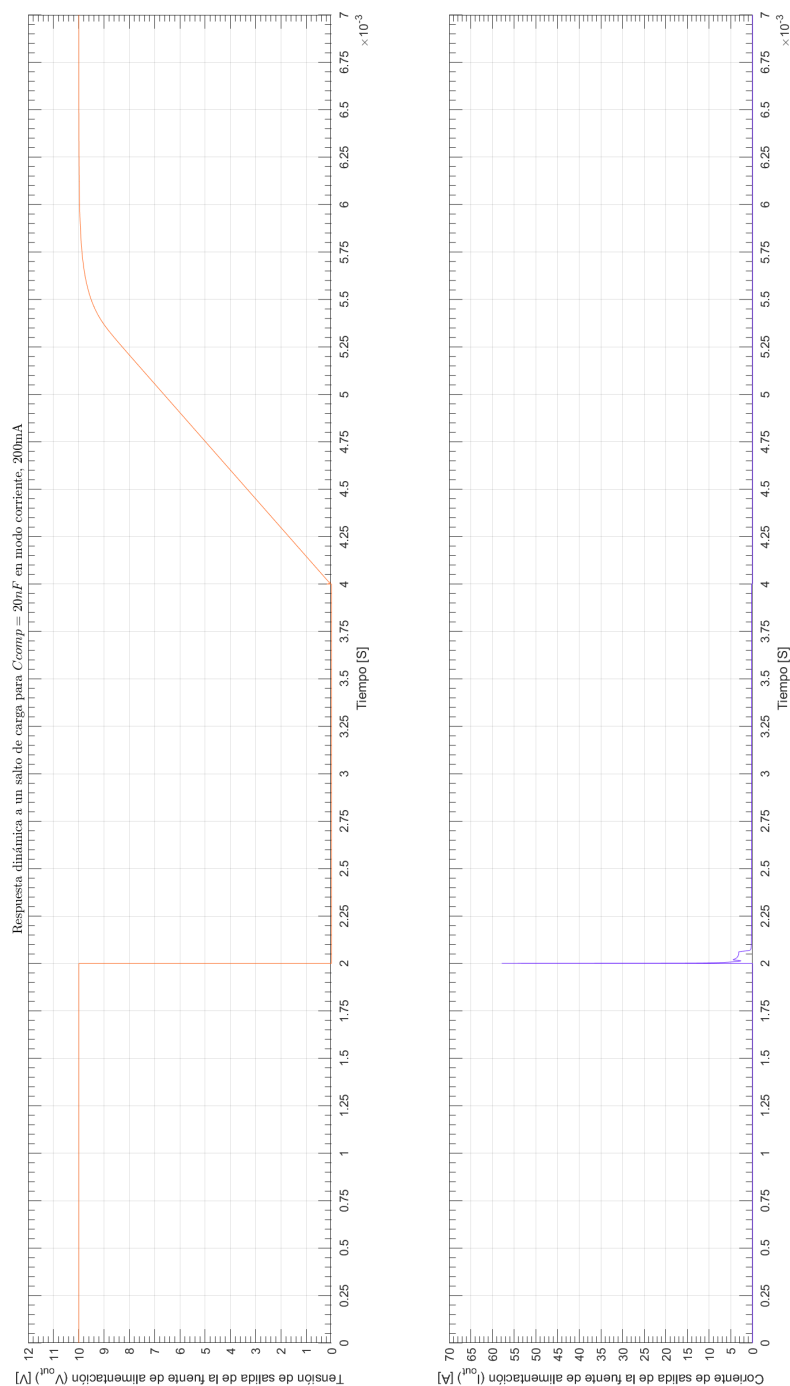


**Figura 3.18:** Respuesta dinámica en modo corriente,  $I_{out} = 200\text{mA}$ , para  $C_{comp} = 5\text{nF}$ .



**Figura 3.19:** Respuesta dinámica en modo corriente,  $I_{out} = 200\text{mA}$ , para  $C_{comp} = 10\text{nF}$ .





**Figura 3.20:** Respuesta dinámica en modo corriente,  $I_{out} = 200\text{mA}$ , para  $C_{comp} = 20\text{nF}$ .

## 4. Observaciones y conclusiones

### 4.1. Observaciones y conclusiones

## 5. Bibliografía

### Referencias

- [1] *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits (3<sup>rd</sup> Edition)*  
Author: Paul R. Gray  
Author: Robert G. Meyer  
Publisher: John Wiley & Sons, Inc.; 3<sup>rd</sup> Edition (January 15, 1993)  
Copyright: © 1993, John Wiley & Sons, Inc.  
ISBN 10: 0471574953  
Website: [Analysis and Design of Analog Integrated Circuits \(3<sup>rd</sup> Edition\)](#)
- [2] *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits (4<sup>th</sup> Edition)*  
Author: Paul R. Gray  
Author: Paul J. Hurst  
Author: Stephen H. Lewis  
Author: Robert G. Meyer  
Publisher: John Wiley & Sons, Inc.; 4<sup>th</sup> Edition (2001)  
Copyright: © 2001, John Wiley & Sons, Inc.  
ISBN 10: 0471321680  
ISBN 13: 9780471321682  
Website: [Analysis and Design of Analog Integrated Circuits \(4<sup>th</sup> Edition\)](#)
- [3] *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits (5<sup>th</sup> Edition)*  
Author: Paul R. Gray  
Author: Paul J. Hurst  
Author: Stephen H. Lewis  
Author: Robert G. Meyer  
Publisher: John Wiley & Sons, Inc.; 5<sup>th</sup> Edition (2009)  
Copyright: © 2001, John Wiley & Sons, Inc.  
ISBN 10: 0470245999  
ISBN 13: 9780470245996  
Website: [Analysis and Design of Analog Integrated Circuits \(5<sup>th</sup> Edition\)](#)

[4] *Circuitos microelectrónicos (4<sup>ta</sup> Edición) español*

Author: Adel. S. Sedra

Author: Kenneth C. Smith

Publisher: Oxford, University press; 4<sup>ta</sup> Edición (2001)

Copyright: © 1999, Oxford, University press México.

Original Copyright: © 1998, 1991, 1987, 1982, Oxford, University press Inc.

ISBN 10: 01951166310

Website: [Circuitos microelectrónicos \(4<sup>ta</sup> Edición\) español](#)

[5] *Microelectronic circuits (5<sup>th</sup> Edition)*

Author: Adel. S. Sedra

Author: Kenneth C. Smith

Publisher: Oxford, University press; 5<sup>th</sup> Edition (2004)

Copyright: © 2004, 1998, 1991, 1987, 1982, Oxford, University press Inc.

ISBN 10: 0195142527

Website: [Microelectronic circuits \(5<sup>th</sup> Edition\)](#)

# Apéndices

## A. Análisis teórico de subcircuitos

## B. Hojas de datos

### B.1. TL431

#### ***TL431***

*Adjustable precision shunt regulator*

Manufacturer page: <http://www.ti.com/product/TL431>

Manufacturer Datasheet: <http://www.ti.com/lit/gpn/tl431>

### B.2. TL082

#### ***TL082***

*Dual High Slew Rate JFET-Input Operational Amplifier*

Manufacturer page: <http://www.ti.com/product/TL082?keyMatch=TL082>

Manufacturer Datasheet: <http://www.ti.com/lit/gpn/tl082>

### B.3. BC548

#### ***BC548***

*NPN Epitaxial Silicon Transistor*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=BC548>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BC550-D.pdf>

### B.4. BC558

#### ***BC558***

*PNP Bipolar Transistor*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=BC558B>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BC556B-D.PDF>

## B.5. BD137

### ***BD137***

1,5A, 60V *NPN Bipolar Power Transistor*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=BD137>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BD135-D.PDF>

## B.6. MJE15032

### ***MJE15032***

*Bipolar Transistor, NPN, 250V, 8,0A*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=MJE15032>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE15032-D.PDF>

## B.7. MJE2955

### ***MJE2955***

*Bipolar Power Transistor, PNP, 10A, 60V, 75W*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=MJE2955T>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE2955T-D.PDF>

## B.8. Metal film resistor

### ***Metal film resistor***

*Metal film resistor*

Manufacturer page: <https://www.vishay.com/resistors-fixed/metal-film/tab/doclibrary/>

**B.9. Carbon film resistor***Carbon film resistor**Carbon film resistor*Manufacturer page: <http://www.vishay.com/resistors-fixed/carbon-film/tab/doclibrary/>**B.10. Ceramic capacitor***Ceramic capacitor**Ceramic disk capacitor*Manufacturer page: <https://www.vishay.com/capacitors/ceramic/disc/>**B.11. Electrolytic Aluminum capacitor***Electrolytic capacitor**Electrolytic aluminum capacitor*Manufacturer page: <https://www.vishay.com/capacitors/aluminum/>