



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
Año 2025 - 2º cuatrimestre

## TALLER DE DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS (TA138)

### SEGUNDO CHECKPOINT - SISTEMA DE ALIMENTACIÓN PARA APLICACIONES INDUSTRIALES Y AUTOMOTRICES

ESTUDIANTES: Grupo 4

Monti, Martina	110574
<code>mmonti@fi.uba.ar</code>	
Martin, Andrés	110122
<code>ammartin@fi.uba.ar</code>	
Loñ, Julieta	110663
<code>jlon@fi.uba.ar</code>	
Del Rio, Francisco	110761
<code>fadelrio@fi.uba.ar</code>	

## Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
<b>2. Compensación</b>	<b>2</b>
2.1. Lazo de tensión . . . . .	2
2.2. Lazo de corriente . . . . .	4
2.3. Respuestas al escalón . . . . .	5
<b>3. Diseño del PCB</b>	<b>10</b>
<b>4. Análisis térmico</b>	<b>11</b>
<b>5. Conclusión</b>	<b>12</b>

## 1. Introducción

Esta entrega se centrará en el análisis en frecuencia para el circuito presentado en la entrega anterior. El principal objetivo es asegurar la linealidad de la fuente para todas las frecuencias compensando el circuito, buscando así evitar oscilaciones y realimentaciones positivas no deseadas.

## 2. Compensación

### 2.1. Lazo de tensión

Analizando el comportamiento de la ganancia de lazo en frecuencia, se puede apreciar en las figuras 1 y 2 que el circuito presenta un margen de fase negativo para los límites de capacidad de carga. El margen de fase negativo implica que existe una frecuencia para la cual la fase se encuentra desplazada  $-180^\circ$  respecto a la fase inicial y la ganancia es mayor a 0 dB, lo que implica que la realimentación se vuelva positiva, resultando en un comportamiento inestable.

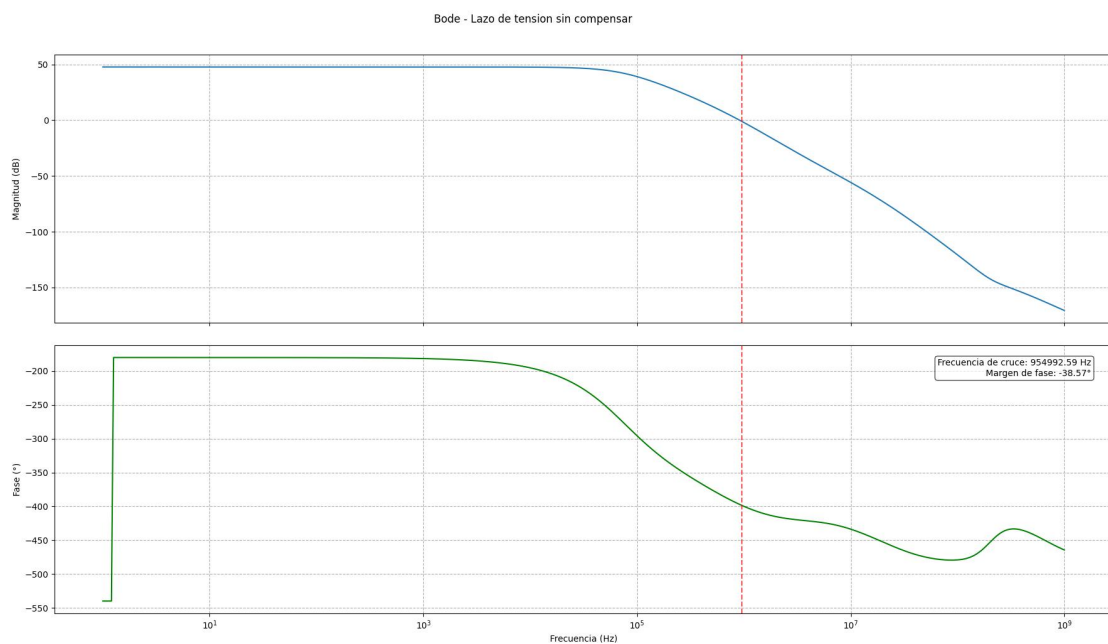


Figura 1: Diagrama de bode de T con capacidad de carga de 1  $\mu\text{F}$

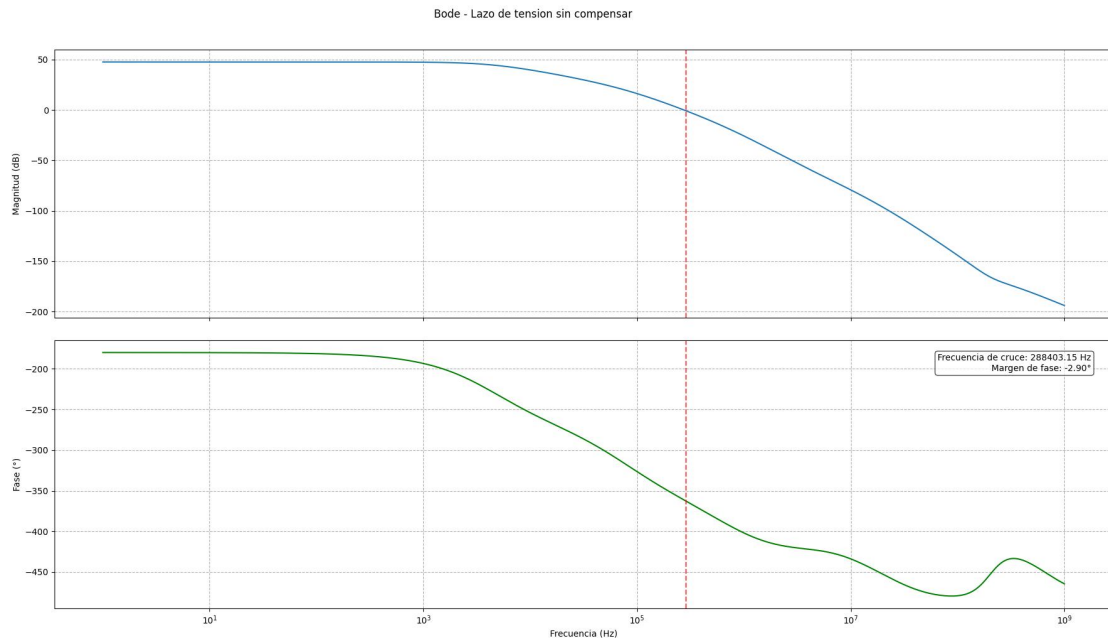
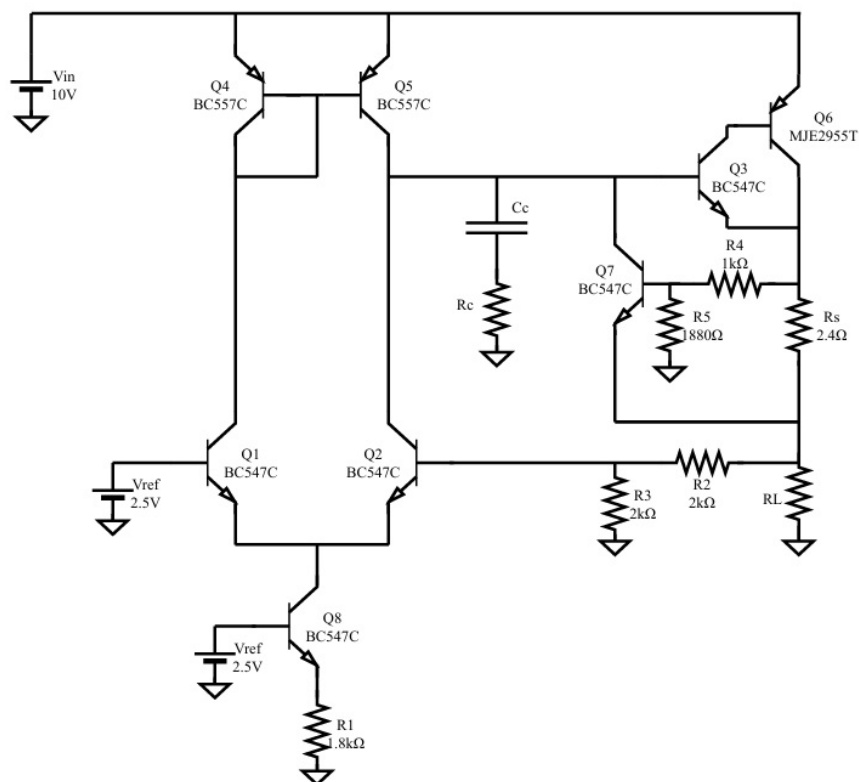


Figura 2: Diagrama de bode de T con capacidad de carga de  $15\ \mu\text{F}$

Se optó por usar el método de estabilización mediante corrimiento de polo dominante de la respuesta en frecuencia. Para realizar esto se agrega un capacitor seguido de una resistencia en el nodo dominante, como se puede ver en la Figura 3.



Figuras 4 y 5, el margen de fase obtenido es, en el mejor caso de  $103^\circ$  y en el peor caso de  $37^\circ$ . De esta forma, se soluciona la posibilidad de inestabilidad mencionada al principio de la sección ya que, para la frecuencia a la que la fase se encuentra desplazada  $-180^\circ$  respecto a la fase inicial, la ganancia es mucho menor a 0 dB

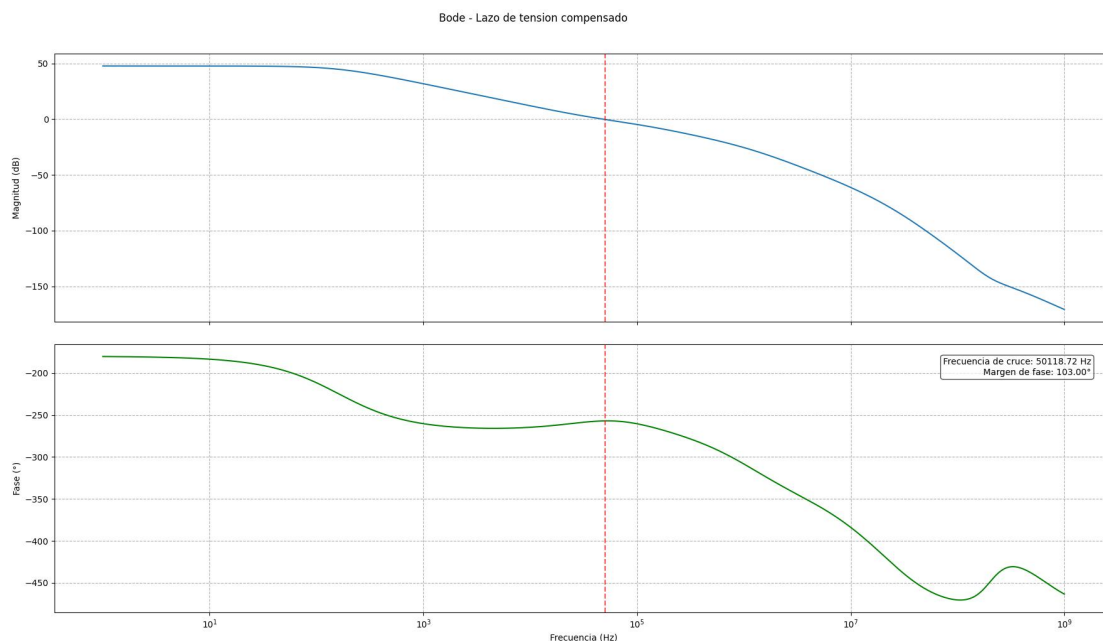


Figura 4: Diagrama de bode de T compensado, con capacidad de carga de 1  $\mu$ F

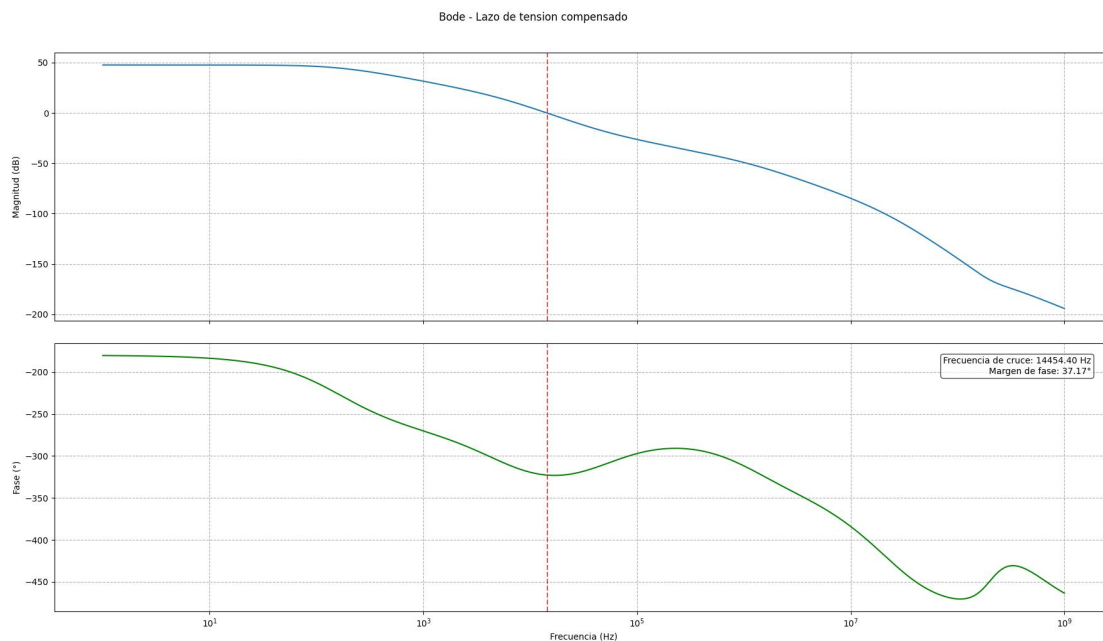


Figura 5: Diagrama de bode de T compensado, con capacidad de carga de 15  $\mu$ F

## 2.2. Lazo de corriente

Otro aspecto del circuito en el que se debe analizar la estabilidad es el lazo de control de corriente, para esto se simuló la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo de corriente en los casos limites de

capacidad de carga, obteniendo los gráficos de las Figuras 6 y 7.

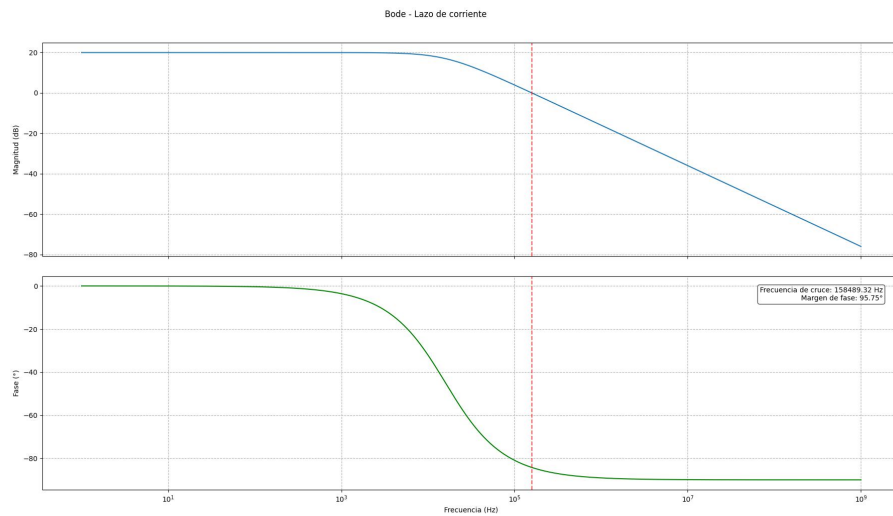


Figura 6: Lazo de corriente con capacidad de carga de 1  $\mu$ F

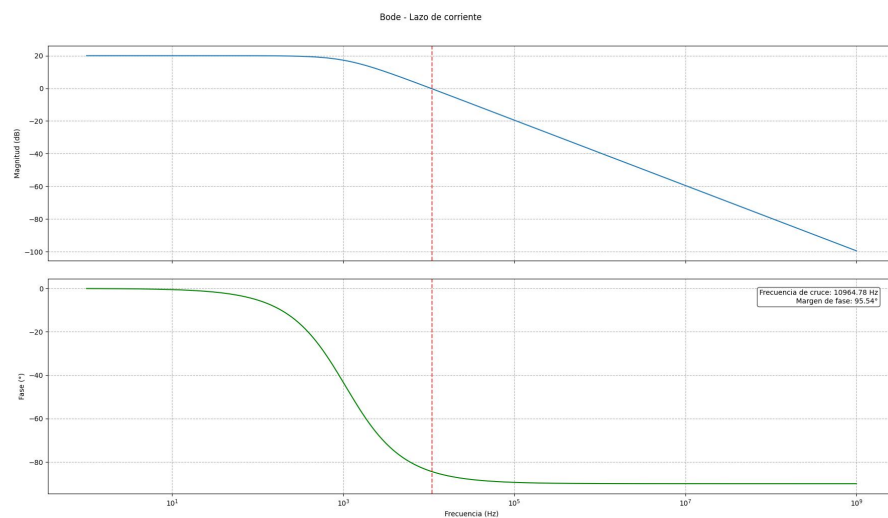


Figura 7: lazo de corriente con capacidad de carga de 15  $\mu$ F

Como se puede ver, en ambos casos el circuito ya presenta un margen de fase lo suficientemente grande como para no tener compromisos de estabilidad. Por esto es que se optó por no compensar este lazo.

## 2.3. Respuestas al escalón

Además de las respuestas en frecuencia del circuito se analizaron las respuestas transitorias a perturbaciones de tipo escalón. Se simularon las respuestas a escalones sin compensar en la entrada, en la referencia y en la carga, en ambos limites de capacidad de carga. Se obtuvieron las siguientes figuras:

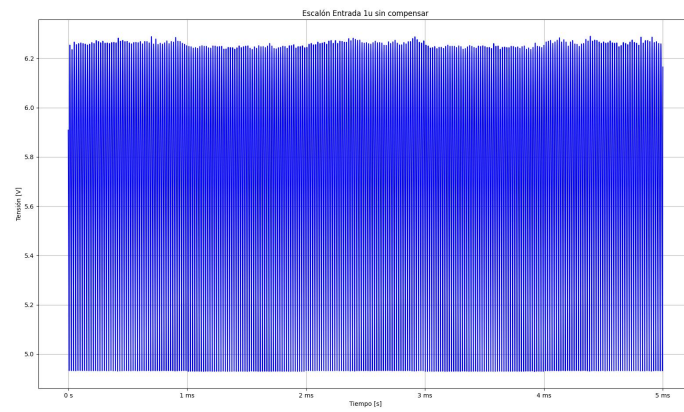


Figura 8: Respuesta a escalón de entrada con 1  $\mu\text{F}$  de capacidad de carga

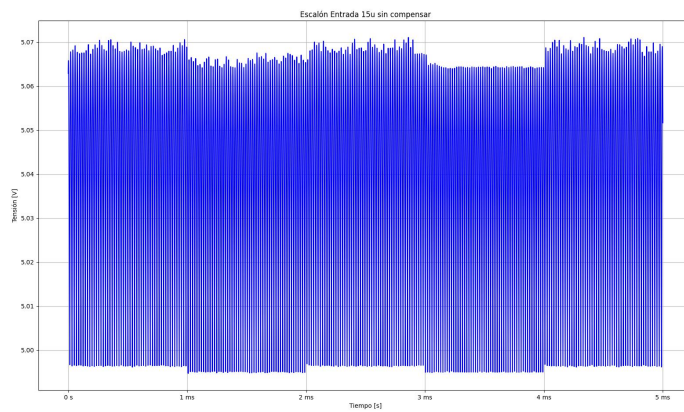


Figura 9: Respuesta a escalón de entrada con 15  $\mu\text{F}$  de capacidad de carga

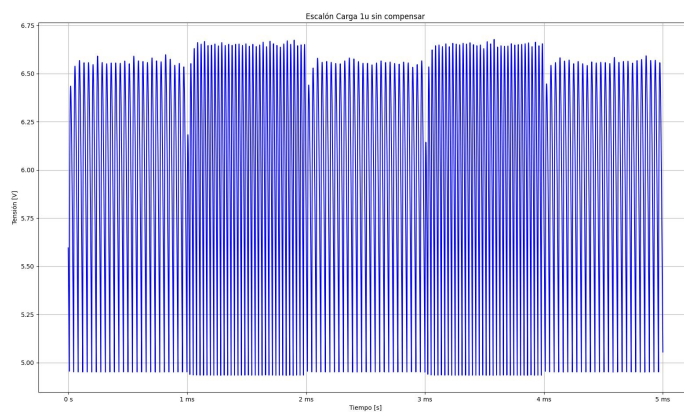


Figura 10: Respuesta a escalón de carga con 1  $\mu\text{F}$  de capacidad de carga

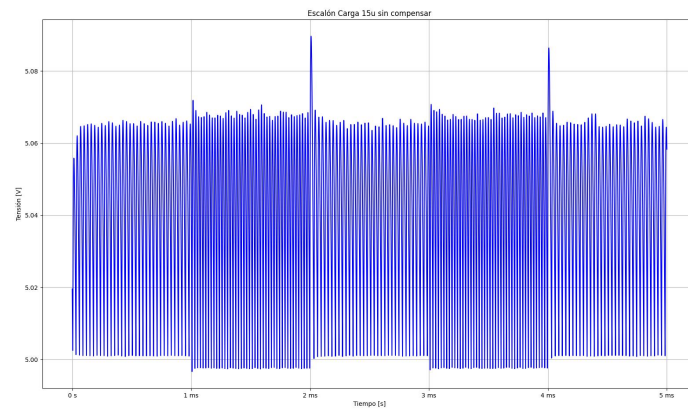


Figura 11: Respuesta a escalón de carga con  $15\ \mu\text{F}$  de capacidad de carga

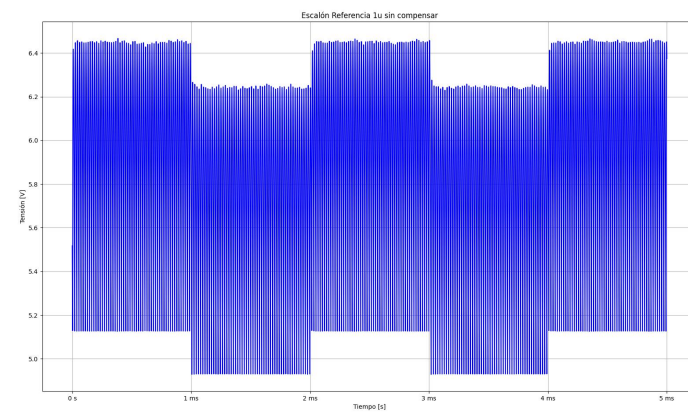


Figura 12: Respuesta a escalón de referencia con  $1\ \mu\text{F}$  de capacidad de carga

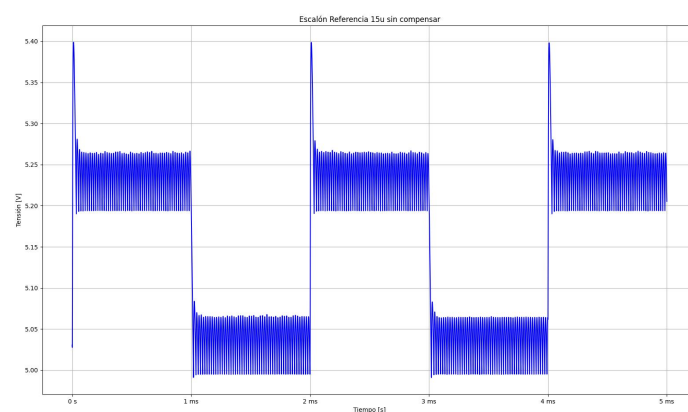


Figura 13: Respuesta a escalón de referencia con  $15\ \mu\text{F}$  de capacidad de carga

Las respuestas al escalón resultan coherentes con las respuestas en frecuencia del circuito sin compensar, ya que se aprecian respuestas oscilatorias inestables.



Luego se simularon las mismas respuestas en el circuito compensado obteniendo los siguientes gráficos:

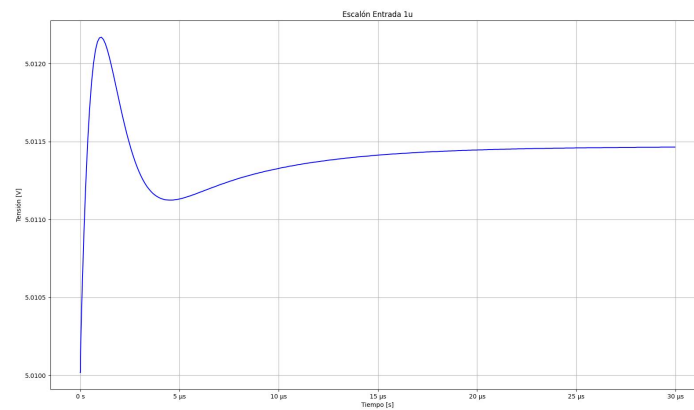


Figura 14: Respuesta a escalón de entrada con 1  $\mu$ F de capacidad de carga

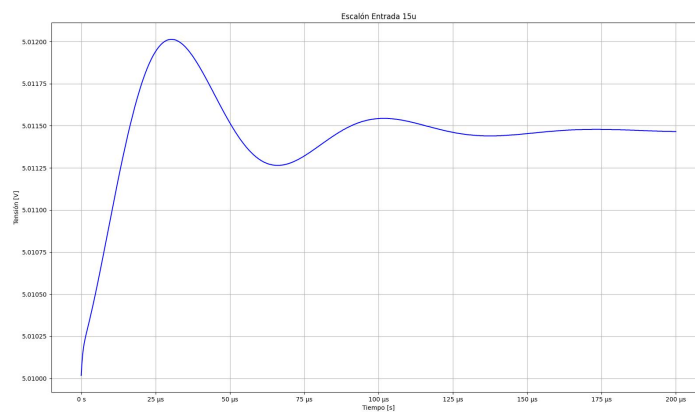


Figura 15: Respuesta a escalón de entrada con 15  $\mu$ F de capacidad de carga

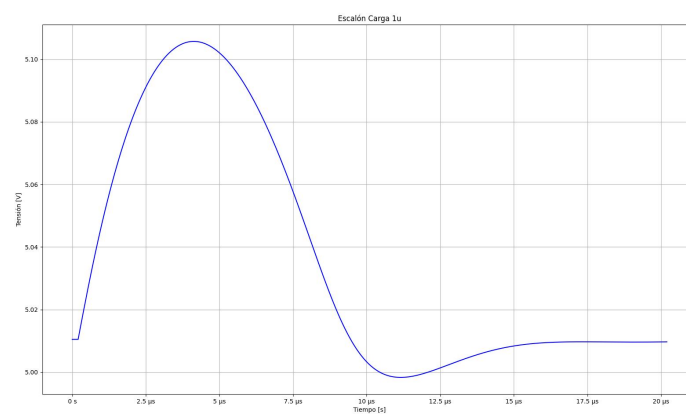


Figura 16: Respuesta a escalón de carga con 1  $\mu$ F de capacidad de carga

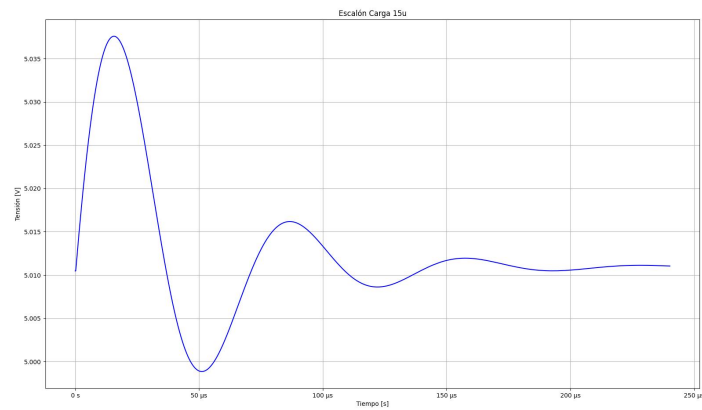


Figura 17: Respuesta a escalón de carga con 15  $\mu\text{F}$  de capacidad de carga

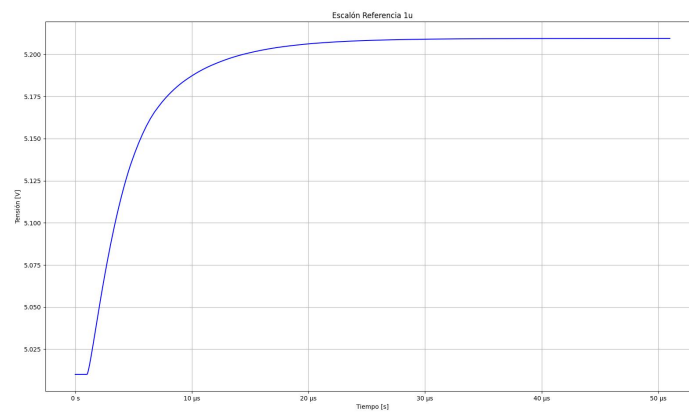


Figura 18: Respuesta a escalón de referencia con 1  $\mu\text{F}$  de capacidad de carga

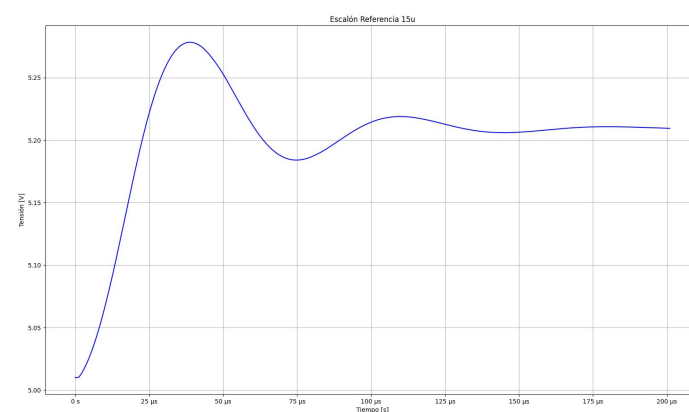


Figura 19: Respuesta a escalón de referencia con 15  $\mu\text{F}$  de capacidad de carga

Es evidente la diferencia al compensar el circuito, principalmente ya no se presenta comportamiento oscilatorio indefinido. Si bien las respuestas presentan sobrepico en muchos casos, el escalón se establece

en el orden de las decenas de  $\mu\text{s}$  en los mejores casos y en el orden de las centenas de  $\mu\text{s}$  en los peores casos.

### 3. Diseño del PCB

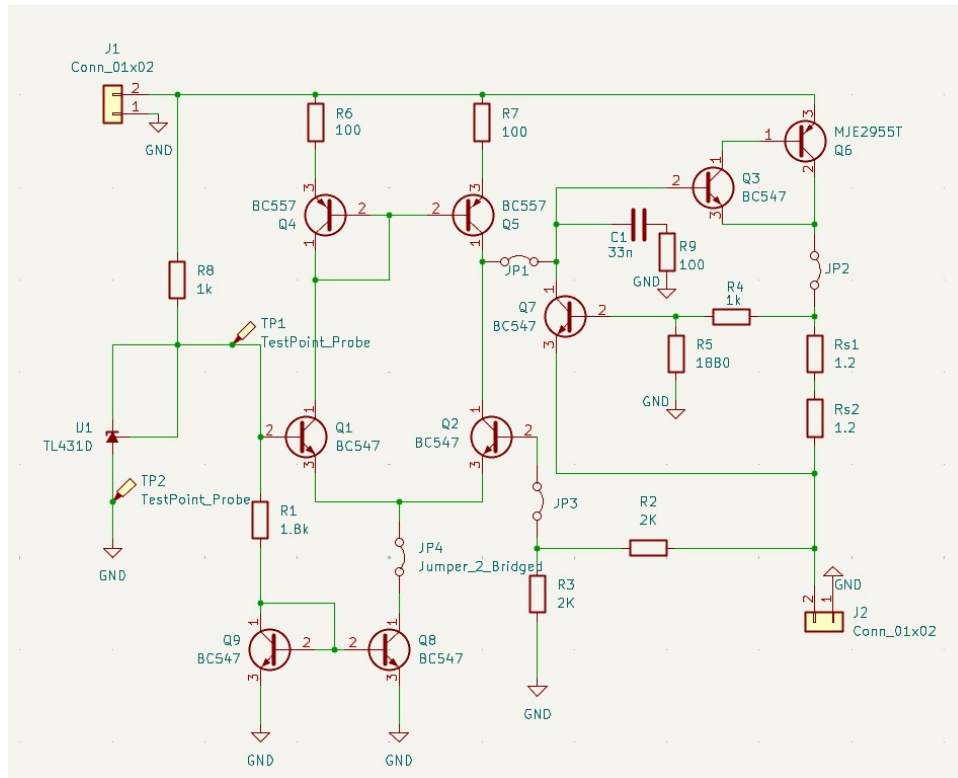


Figura 20: Esquemático de PCB

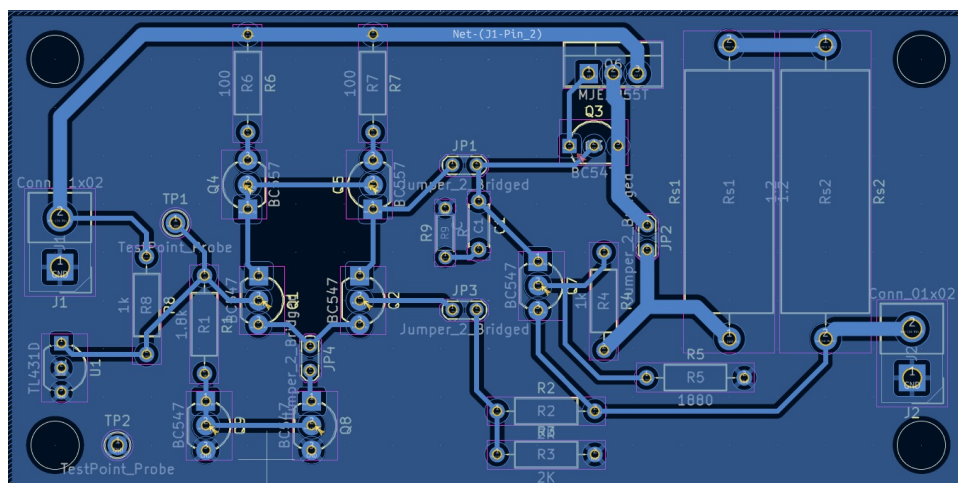


Figura 21: Placa PCB

La principal consideración al momento de diseñar la placa fue mantener separada la etapa de potencia del resto del circuito para evitar con mayor seguridad que haya alta potencia en donde pueda ser perjudicial. Además las pistas de esa etapa son de mayor tamaño- 1,5 mm- que permite que los altos niveles de corriente circulen sin problemas de sobrecalentamiento, evitando daños.

Se tuvo en cuenta que es importante evitar el ruido en el par diferencial, ya que cualquier señal diferencial entre las ramas será amplificada a la salida de este. Por lo tanto se busco tener alejadas las

principales fuentes de ruido, la  $V_{in}$  y la etapa de potencia.

También se agregaron puntos de prueba en nodos estratégicos del circuito para luego poder medir y comprobar que el funcionamiento sea el esperado. Lo mismo se hizo con los jumpers ubicados de manera que se pueda seccionar el circuito según sea necesario.

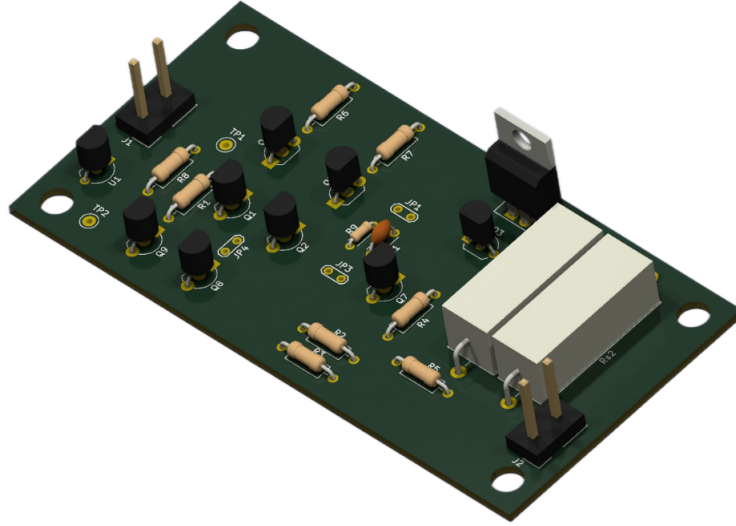


Figura 22: Vista 3D de placa PCB

## 4. Análisis térmico

Donde mayor potencia se disipa en el circuito es en el transistor de paso, como se vio en la primera entrega, razón por la cual se eligió un transistor de potencia. Sin embargo, cuando la tensión y corriente son máximas en el transistor, la potencia también lo es y por lo tanto hay que controlarla.

La forma de lograr lo dicho es con un disipador térmico. Se deben considerar las resistencias térmicas del dispositivo, teniendo en cuenta que cuanto menor es el valor de la resistencia, mejor disipa el calor.

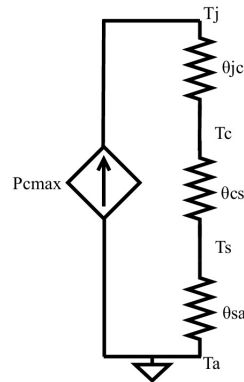


Figura 23: Circuito térmico

A partir del circuito se puede plantear la relación termica entre el ambiente y la junta.

$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa} \quad (1)$$

De la hoja de datos se obtienen los datos de  $T_j = 150^\circ C$  y  $\theta_{jc} = 1,67 \frac{^\circ C}{W}$ . La temperatura ambiente,  $T_a = 50^\circ C$ , se fija considerando que la temperatura en el circuito puede ser mas elevada que la del ambiente si se usa un gabinete. Finalmente, se aproxima  $\theta_{cs} = 0 \frac{^\circ C}{W}$  por el uso de la pasta térmica.

Para calcular  $\theta_{ja}$  se usa la expresión

$$\theta_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_{c_{max}}} \quad (2)$$

El valor de la potencia máxima se calcula considerando que al regulador entran como máximo 9,5 V y la corriente máxima que circula por el transistor es 1,5 A, por lo tanto  $P_{c_{max}} = 7W$ .

Por precaución se considera el 80 % de la temperatura de juntura para no sobre exigir al componente, por lo tanto  $T_j = 120^\circ C$

Finalmente de la 1 se despeja el valor de  $\theta_{sa}$

$$\theta_{sa} = \frac{T_j - T_a}{P_{c_{max}}} - \theta_{jc} - \theta_{cs} = 10 \frac{^\circ C}{W} - 1,67 \frac{^\circ C}{W} = 8,33 \frac{^\circ C}{W} \quad (3)$$

Considerando este valor se busco entre los valores comerciales disponibles y se opto por el disipador **D-6225T**. Este tiene una resistencia térmica de  $8,80 \frac{^\circ C}{W}$ . Si bien el valor es levemente mayor al calculado, se considera que esa diferencia es despreciable debido al gran margen que se tomo al obtener los valores.

## 5. Conclusión

Durante el desarrollo de este proyecto se pudo compensar el circuito para evitar oscilaciones a ciertas frecuencias y lograr un margen de fase mayor a los  $45^\circ$ . Esto pudo realizarse tanto para el lazo de corriente como para el lazo de tensión. Para el lazo de tensión se debió de utilizar un capacitor en serie con una resistencia para cumplir el objetivo. Mientras que, el lazo de corriente ya cumplía con el margen de fase mayor a  $45^\circ$  por lo que no se debió realizar modificación alguna sobre el circuito.

Se diseño una placa PCB para poder implementar lo diseñado por medio de simulaciones. Además se realizo la renderización en 3D para poder observar la distribución final del circuito.

Los cálculos realizados para obtener el valor de la resistencia térmica necesaria permitieron encontrar un disipador comercial que cumpla con los requisitos. De esta manera se logro asegurar que la potencia necesaria para el funcionamiento del circuito no genere daños en el mismo.