



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

TALLER DE DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS (TA138)

QUINTO CHECKPOINT - SISTEMA DE ALIMENTACIÓN PARA APLICACIONES INDUSTRIALES Y AUTOMOTRICES

ESTUDIANTES: Grupo 4

Martin, Andrés	110722
<code>ammartin@fi.uba.ar</code>	
Loñ, Julieta	110663
<code>jlon@fi.uba.ar</code>	
Monti, Martina	110574
<code>mmonti@fi.uba.ar</code>	
Del Rio, Francisco	110761
<code>fadelrio@fi.uba.ar</code>	

Índice

1. Introducción	2
2. Fuente Buck realimentada	2
3. Compensación	3
4. Caracterización del inductor	6
4.1. Corriente de saturación	6
5. Diseño PCB	8
6. Armado y prueba de etapas	9
7. Mediciones	13
7.1. Respuesta temporal	13
7.2. Ripple	16
7.3. Regulación de línea y de carga	21
7.4. Eficiencia	23
8. Resultados	23
9. Conclusiones	23
10. Apéndice	24
10.1. Amplitud de la señal triangular	24
10.2. Cálculos de la compensación	24

1. Introducción

En este trabajo se continuara con el diseño de la fuente buck desarrollado en la entrega anterior. Se cerrara el lazo de la misma, generado una compensación que permitirá mejorar el margen de fase y conseguir una respuesta no oscilatoria.

Además se armara el inductor diseñado previamente, teniendo en cuenta las consideraciones necesarias para poder cumplir con los valores calculados.

Se buscara medir y comprobar el correcto funcionamiento de todo lo diseñado a lo largo del trabajo. Comprobando que la integración de todo el sistema funcione de la manera esperada, cumpliendo con los requisitos pedidos.

2. Fuente Buck realimentada

Para realimentar la fuente se utilizó la topología de la Figura 1, donde se sensa la tensión de salida con las resistencias $R18$ y $R19$, luego se utiliza el $U7$ como amplificador de error, utilizando una referencia de 4,75 V. Por ultimo, esta señal de error se compara con una señal triangular, generada con el circuito de la entrega anterior con pequeñas modificaciones para que la amplitud sea de aproximadamente 1,9 V. Luego de este comparador se obtiene una señal PWM que, a través del *MOSFET Driver*, se utilizará para conmutar los transistores. De esta forma el ciclo de trabajo resulta proporcional a la tensión de salida, permitiendo así la regulación de línea y de carga.

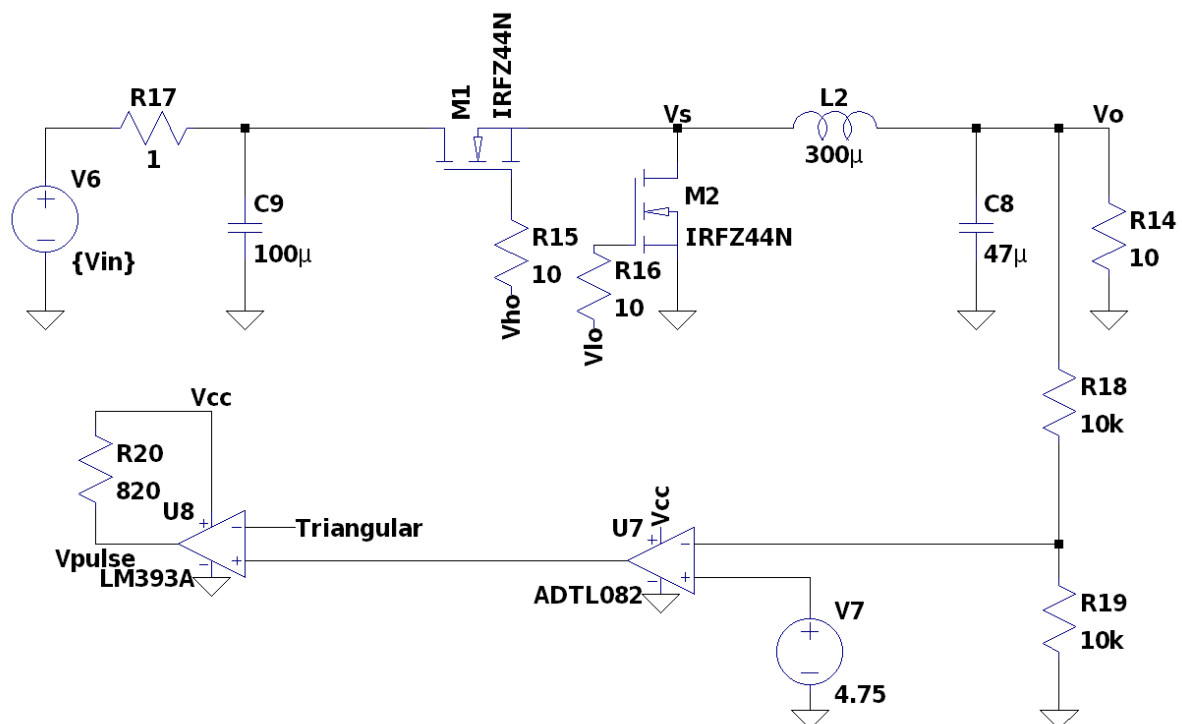


Figura 1: Lazo de realimentación de la fuente buck

Al simular el circuito realimentado en LTspice se obtuvo la respuesta de la Figura 2. Es evidente que el circuito oscila, por lo que se debe agregar una red de compensación. La próxima sección se ocupará de esto.

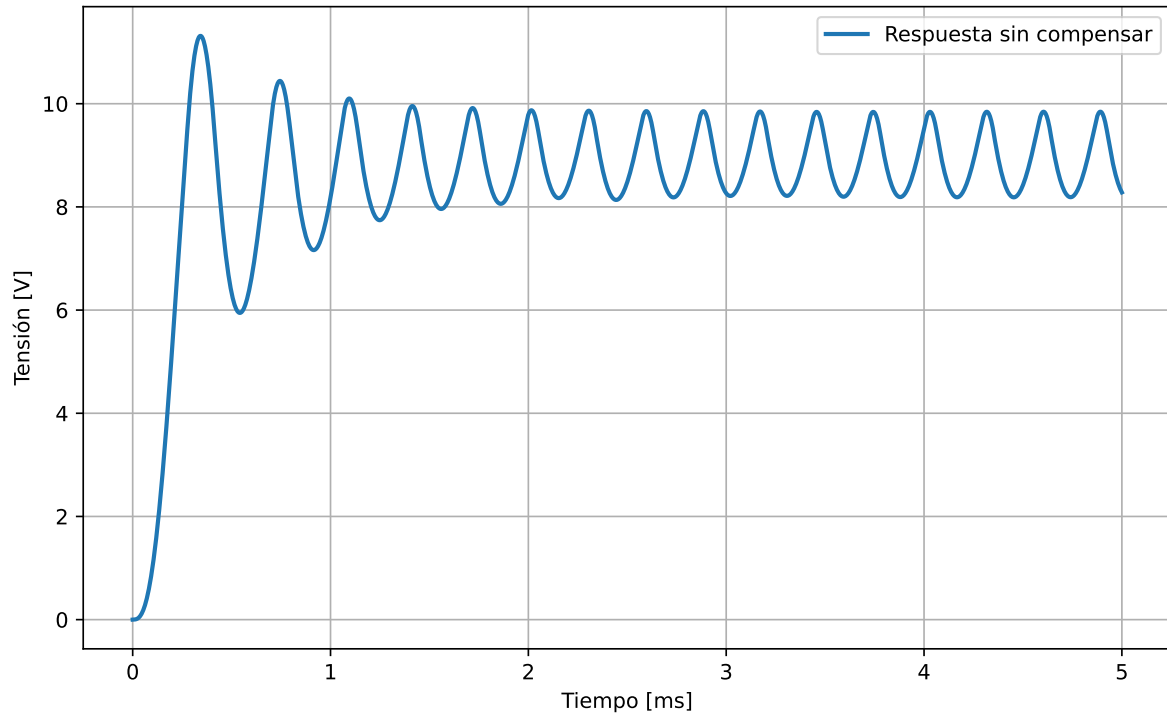


Figura 2: Respuesta del circuito realimentado

3. Compensación

Se decidió utilizar una compensación de amplificación de error tipo III, es decir se compensó con un PID. En este tipo de compensación se obtiene un polo en el origen, dos ceros y dos polos a una mayor frecuencia. Los ceros sirven para compensar los polos complejos conjugados correspondientes a la respuesta de la fuente buck. De esta manera se obtuvo un mayor margen de fase a lazo cerrado, además de un mayor ancho de banda.

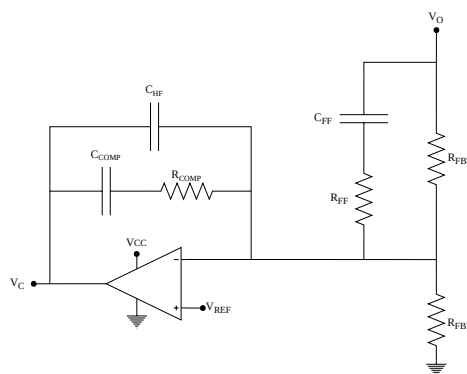


Figura 3: Red de compensación

La resistencia R_{comp} y el capacitor C_{comp} añaden un cero a la respuesta, y la R_{FBT} y el C_{ff} añaden otro. Estos ceros contrarrestan el efecto de los polos complejos conjugados provenientes de la buck como se mencionó previamente.

Los otros dos polos están dados por R_{ff} y C_{ff} , y por R_{comp} y C_{HF} . Estos tienen una frecuencia mayor a la de los de la fuente buck.

Los valores obtenidos luego de normalizar fueron los siguientes:

Componente	Valor
R_{comp}	8,2 nF
C_{comp}	15 k Ω
C_{FF}	12 nF
R_{FF}	2 k Ω
C_{HF}	180 pF
R_{FBT}	10 k Ω
R_{FBB}	10 k Ω

Cuadro 3.1: Componentes para la compensación

Para simular el bode se modificó uno de los modelos promediados provisto en el campus. Este modelo reemplaza el comportamiento de computación lineal por una representación continua basada en el ciclo de trabajo promedio. Por lo tanto, se logra obtener un modelo linealizado del sistema

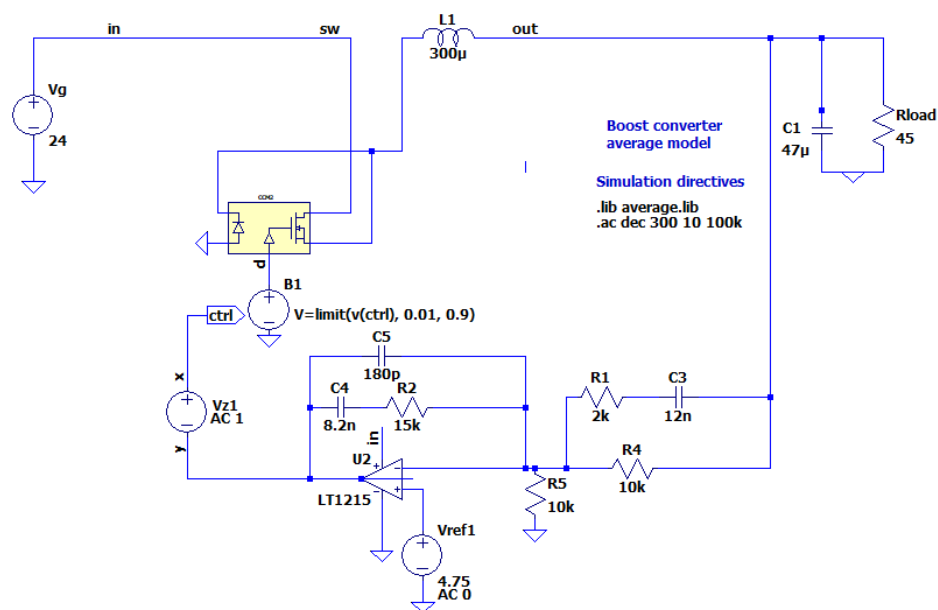


Figura 4: Modelo promediado de la fuente buck compensada

Los bodes resultantes fueron los vistos a continuación:

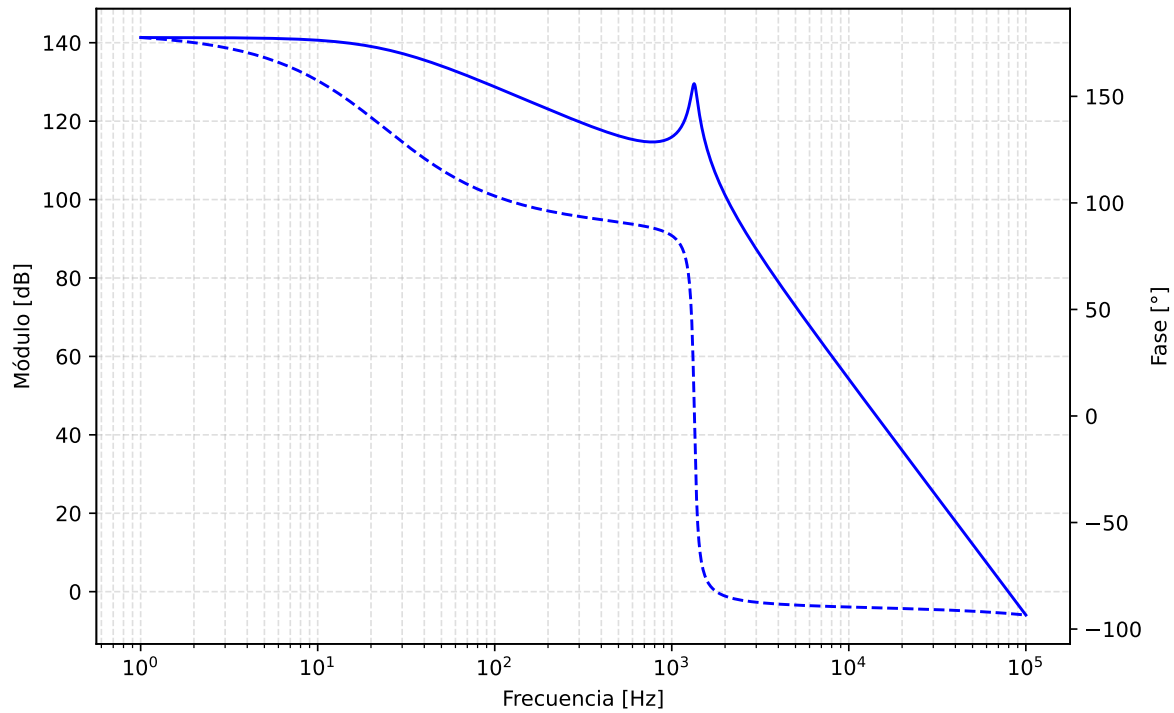


Figura 5: Bode del circuito sin compensar

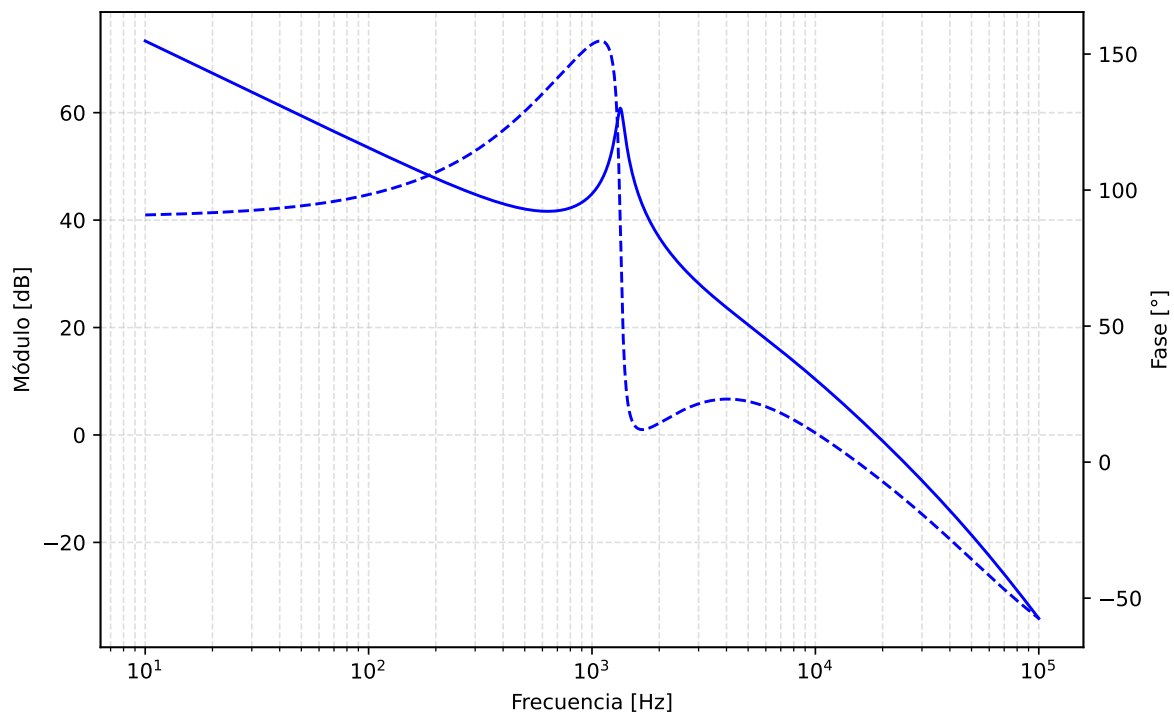


Figura 6: Respuesta del circuito compensado

Como se ve en la Figura 6 con la compensación se logró obtener un margen de fase de 80° . Este es dado por la red de adelanto implementada con los ceros en las frecuencias de los polos complejos. Además la ganancia en altas frecuencias se ve atenuada de manera significativa gracias a los polos de alta frecuencia, de esta manera se logra limitar el ruido de conmutación.

Gracias a la compensación el sistema presenta una mayor estabilidad y robustez. La respuesta en frecuencia del circuito compensado presenta mejores características que la del mismo sin compensar.

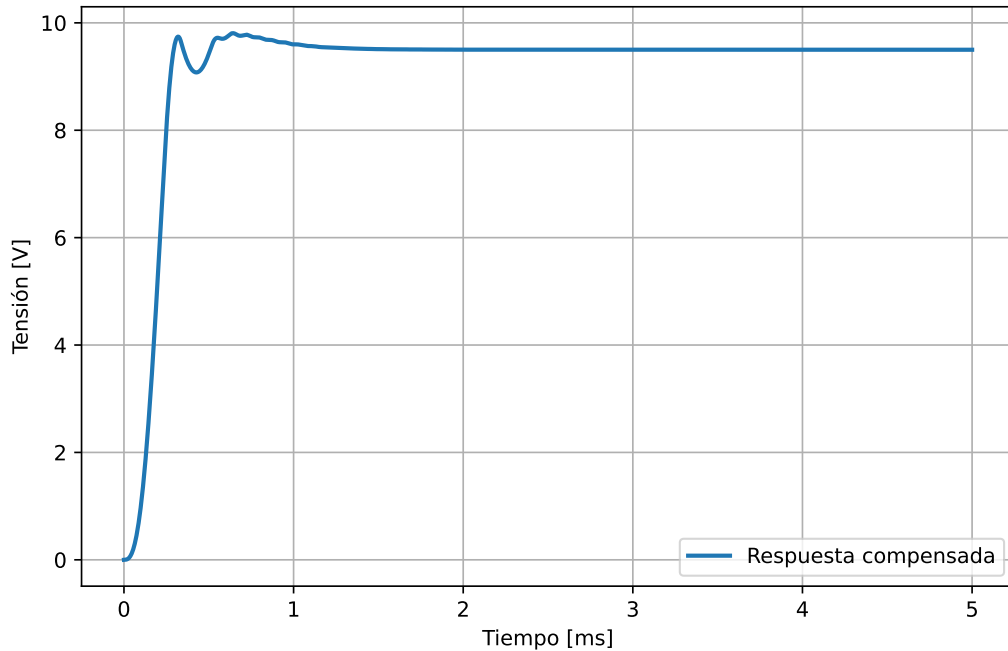


Figura 7: Respuesta del circuito realimentado compensado

4. Caracterización del inductor

A la hora de corroborar el valor de la inductancia se utilizó un circuito RL, sabiendo que la relación entre la tensión de entrada y la tensión sobre el inductor viene dada por el divisor de impedancias:

$$V_{ZL} = \frac{V_{IN} Z_L}{Z_L + Z_R} \quad (1)$$

Teniendo en cuenta que la impedancia del inductor viene dada por $Z_L = \omega L$ y la de la resistencia es $Z_R = R$, se puede despejar el valor de L de la siguiente forma:

$$L = \frac{V_L Z_R}{(V_{IN} - V_L) \omega} \quad (2)$$

Finalmente, utilizando una frecuencia de 130 kHz se midió primero el inductor con 25 vueltas, que fue el valor calculado en la entrega anterior, pero resultó de aproximadamente 242 μH . Como este valor es menor al necesario, se volvió a bobinar el inductor, esta vez con 30 vueltas, obteniendo un valor de 303 μH .

4.1. Corriente de saturación

Con el objetivo de medir la corriente de saturación del núcleo del inductor se utilizó la respuesta al escalón del mismo, midiendo la forma de la corriente respecto al tiempo con una resistencia *shunt* de 0,47 Ω .

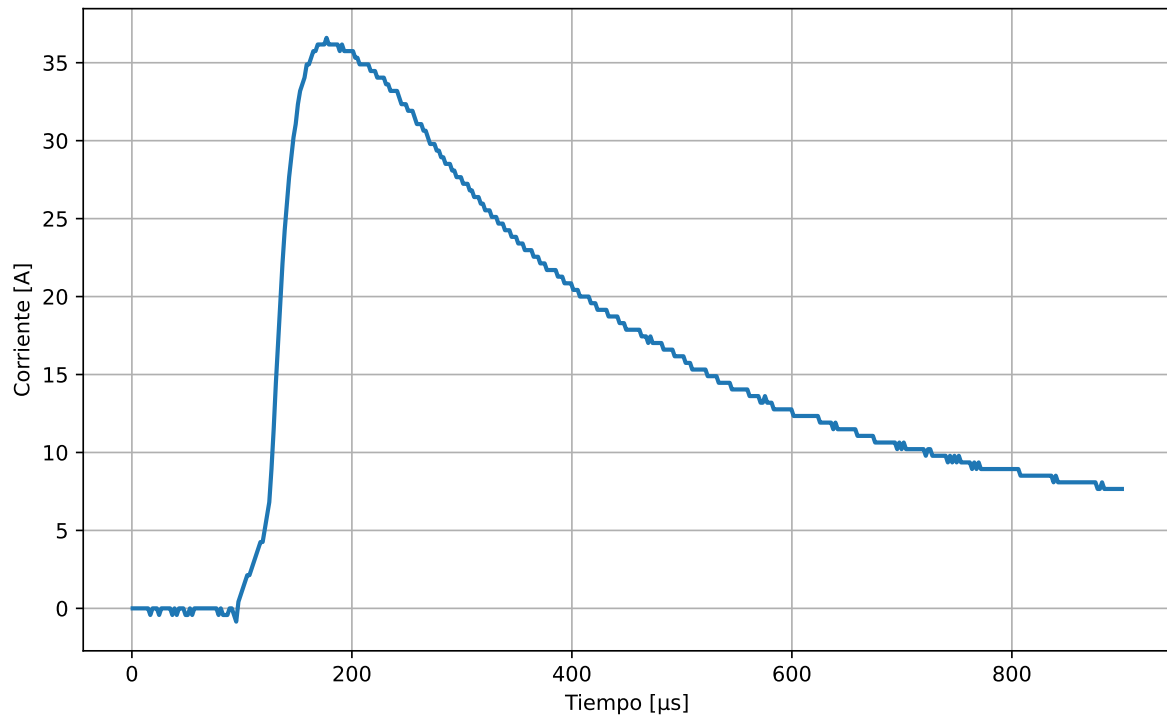


Figura 8: Curva de corriente sobre el inductor ante un escalón de tensión

Como se puede observar en la Figura 8, la corriente presenta una respuesta lineal al principio de la curva, esto se puede ver con más detalle en la Figura 9.

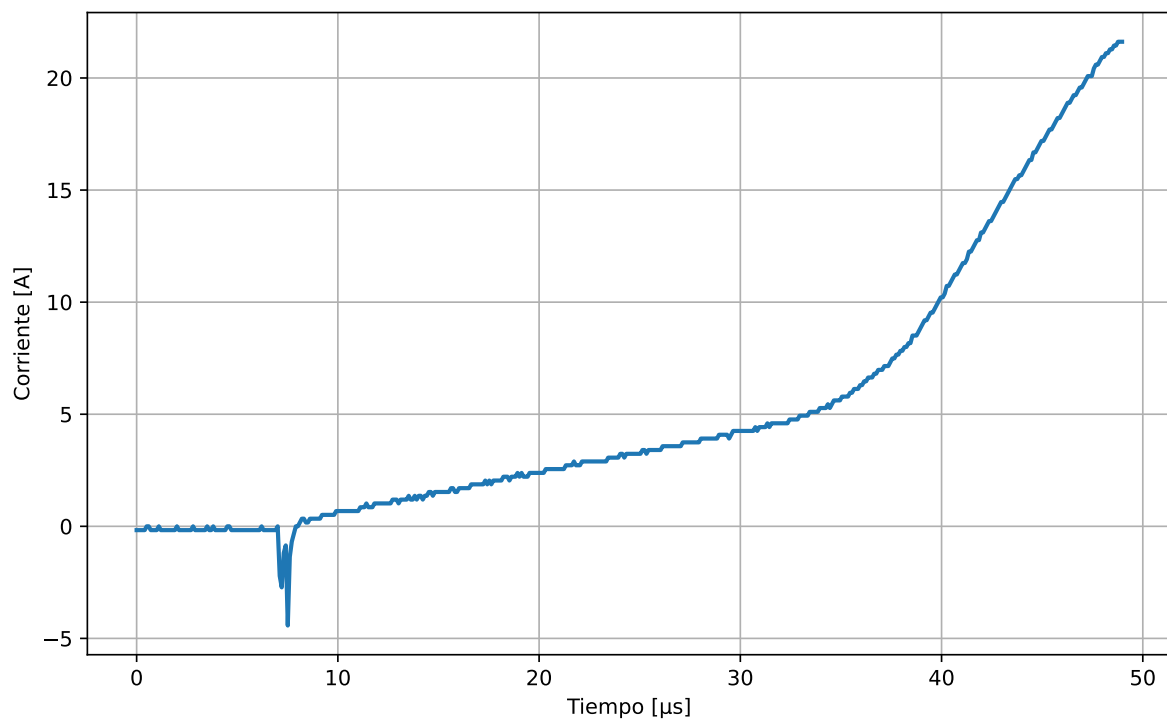


Figura 9: Segmento lineal de la respuesta

Teniendo en cuenta que la relación entre la tensión del inductor y la corriente viene dada por la Ecuación 3, si la evolución de la corriente respecto al tiempo es lineal, la inductancia resulta constante,

por lo que el núcleo no satura. Una vez que el núcleo satura, la inductancia deja de ser constante, entonces la relación de la corriente respecto al tiempo deja de ser lineal. Por esto ultimo, se puede tomar la corriente donde empieza a saturar el núcleo como la corriente donde la respuesta deja de ser lineal. Observando la Figura 9 resulta evidente que la corriente de saturación se encuentra alrededor de los 5 A, valor que se encuentra con amplio margen por encima del considerado en etapas anteriores de diseño.

$$v_L = L \frac{di}{dt} \quad (3)$$

5. Diseño PCB

A la hora de llevar el circuito a un PCB se realizaron ciertas modificaciones teniendo en cuenta ciertos efectos reales de los componentes. El esquemático con las modificaciones se puede ver en la Figura 10.

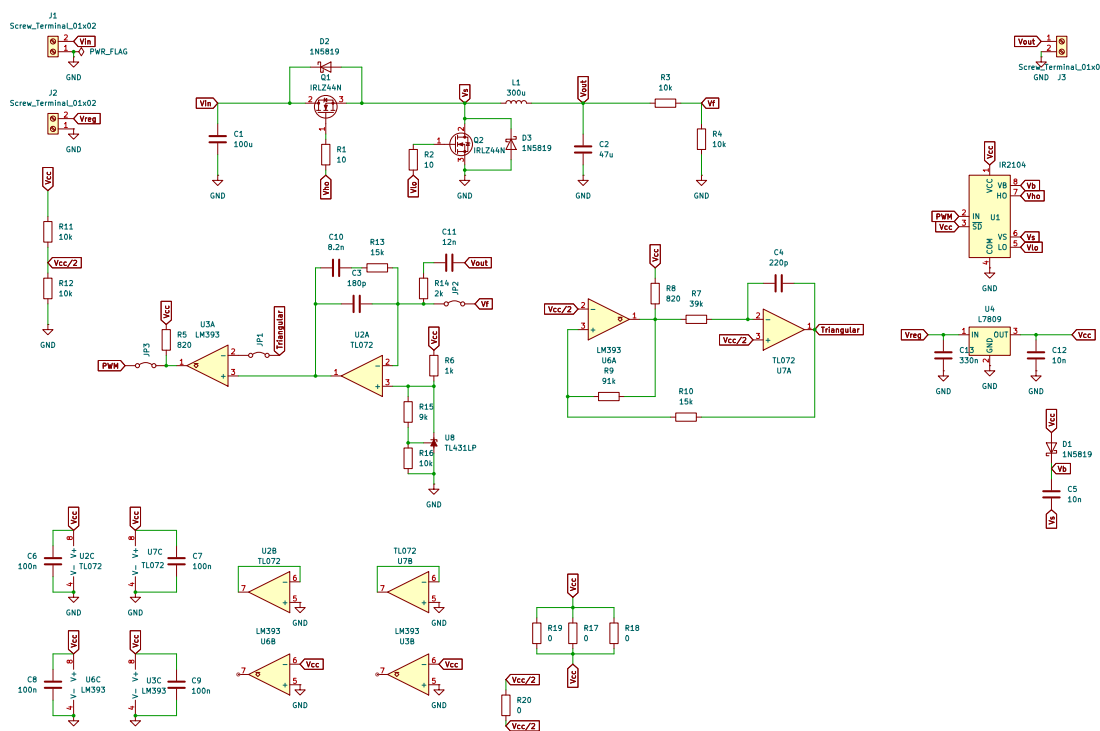


Figura 10: Esquemático utilizado para el diseño del PCB

Primero, se agregaron D2 y D3 como diodos *flyback* para proteger los MOSFETs. Luego, se agregaron jumpers a la salida de la señal triangular, a la salida de las resistencias de sensado de tensión y a la salida del comparador que genera el pulso PWM. Estos se agregaron con el objetivo de poder aislar etapas críticas del lazo de realimentación para poder probarlas por separado.

También, como se usan circuitos integrados y la tensión de entrada es variable, se agregó un regulador lineal 7809 para alimentarlos. Para poder aislar la potencia consumida por este regulador lineal se agregó una bornera que solamente alimenta el regulador. Además, para evitar ruido se agregaron capacitores de 100 nF lo más cercanos al pin de alimentación de cada uno de los circuitos integrados utilizados.

Por ultimo, se tuvieron que agregar resistencias de 0 Ω para simplificar el ruteo de pistas del PCB, se buscó no utilizar este recurso en trazas sensibles, como las que transportan señales de frecuencia o del lazo de realimentación, se utilizaron solamente para trazas de alimentación o referencias.

En las Figuras 11 y 12 se puede ver el diseño final del PCB.

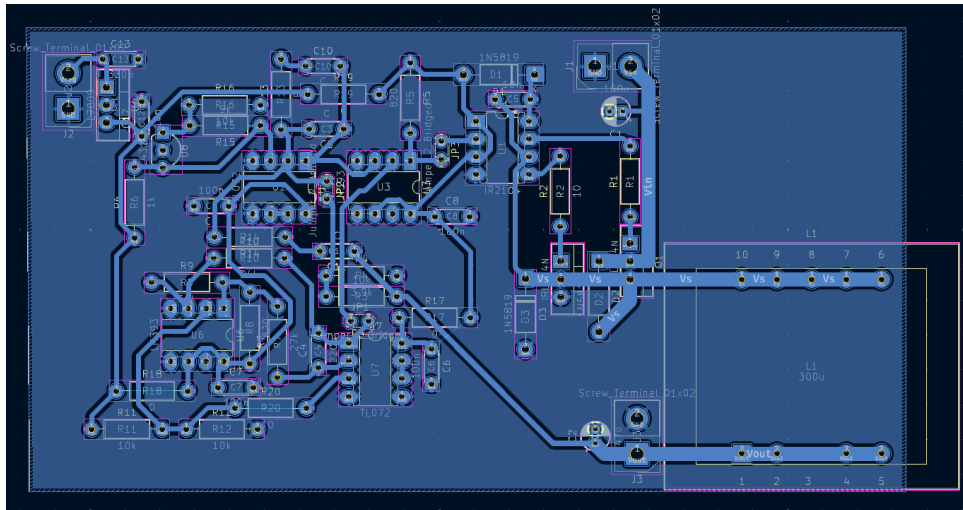


Figura 11: Diseño del PCB

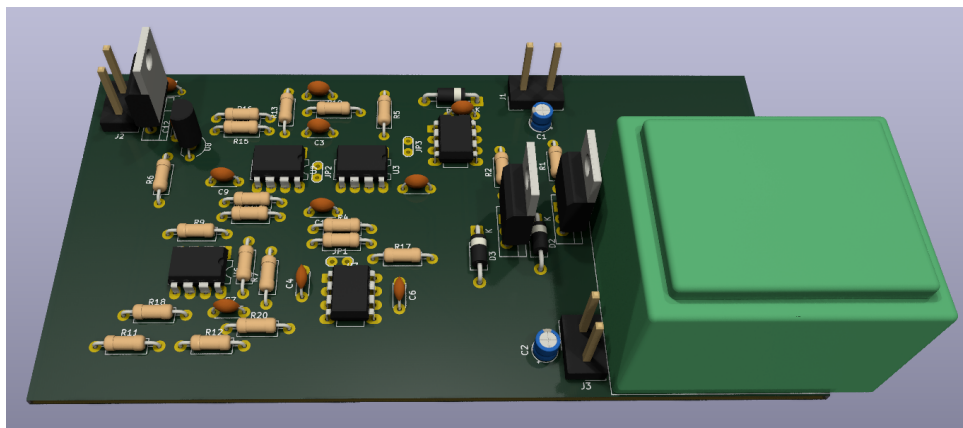


Figura 12: Renderizado 3D del PCB diseñado

6. Armado y prueba de etapas

El armado no presentó grandes complicaciones, la única modificación que se debió realizar respecto el circuito planteado en secciones anteriores fue uno de los capacitores de la red de compensación. No se pudo obtener un capacitor de 8,2 nF por lo que se reemplazó por uno de 10 nF.

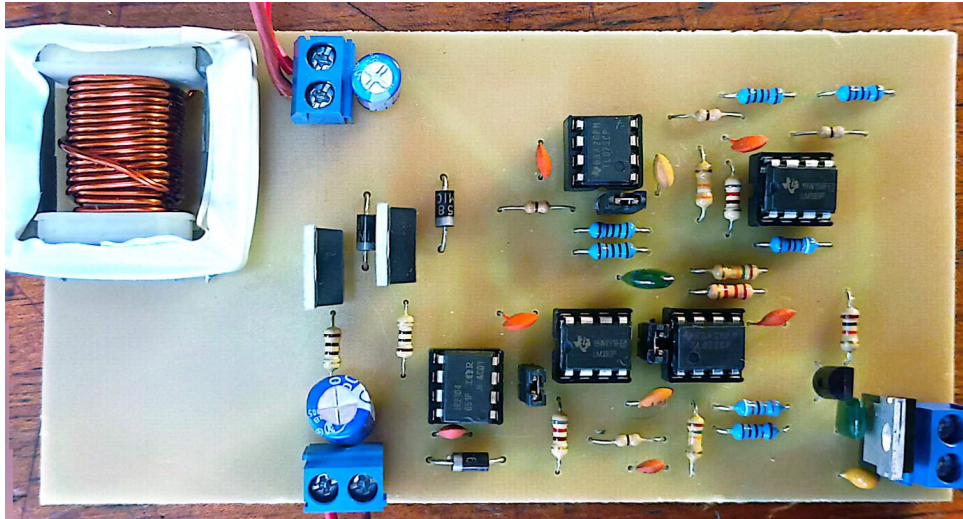


Figura 13: Frente de la placa

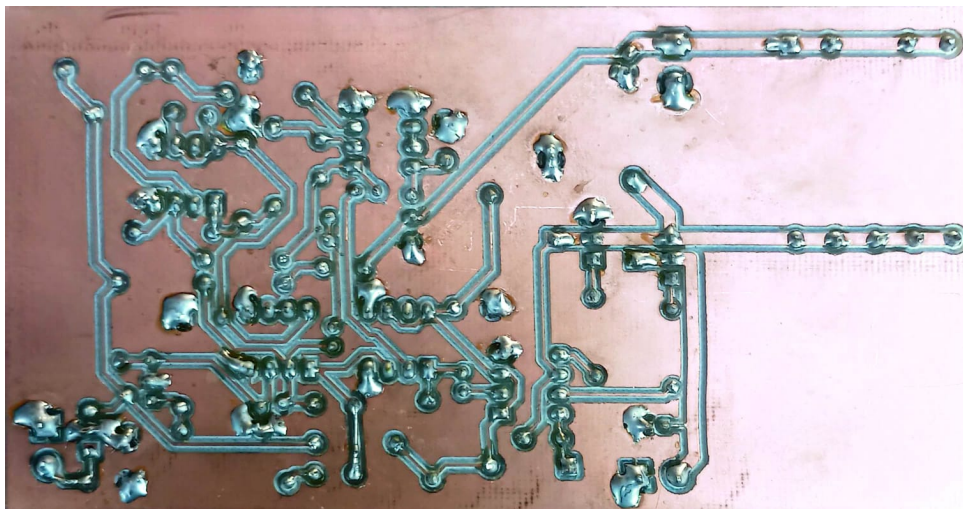


Figura 14: Dorso de la placa

Se modificó el valor de la amplitud de la señal triangular respecto a lo obtenido anteriormente. Este valor esta relacionado con las resistencias R_9 y R_{10} por lo tanto se debió cambiar sus valores para poder obtener la nueva amplitud.

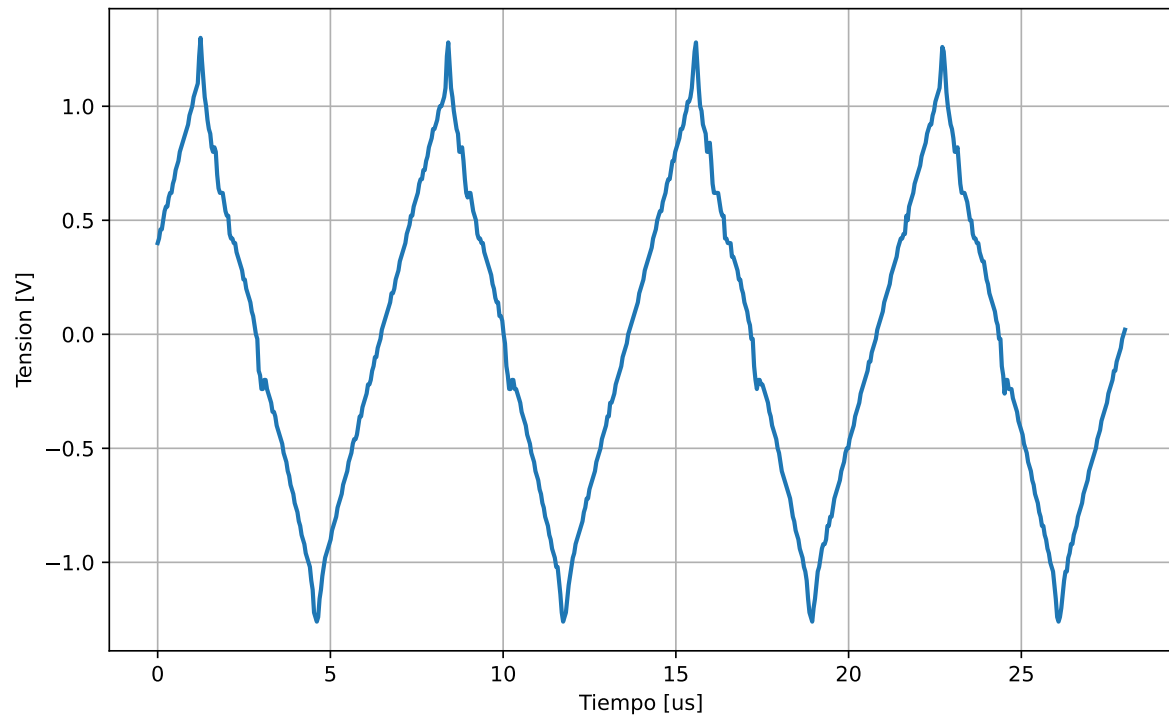


Figura 15: Señal triangular medida

En la Figura 16 se puede ver el PWM obtenido por el lazo de realimentación en estado estacionario. En la Figura 17 se presenta la tensión medida en el nodo de conmutación, entre los transistores y el inductor. Por ultimo, en la Figura 18 se puede ver las señales generadas por el IR2104 para los gates de ambos MOSFETs.

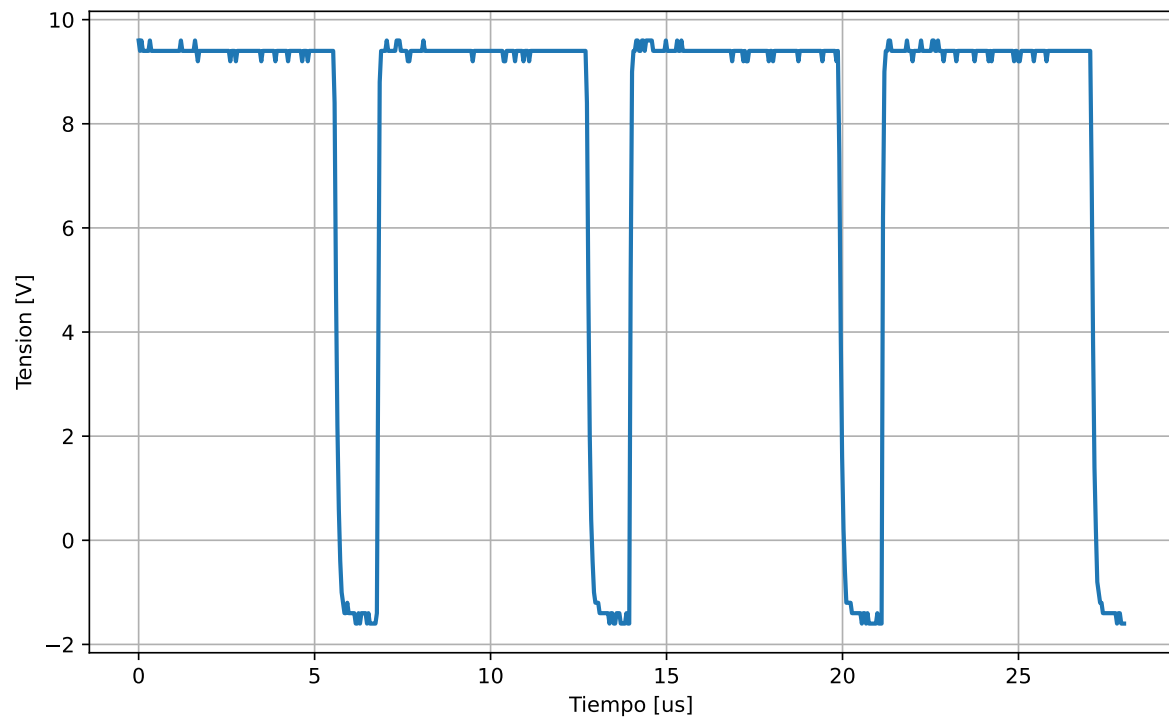


Figura 16: Señal PWM medida

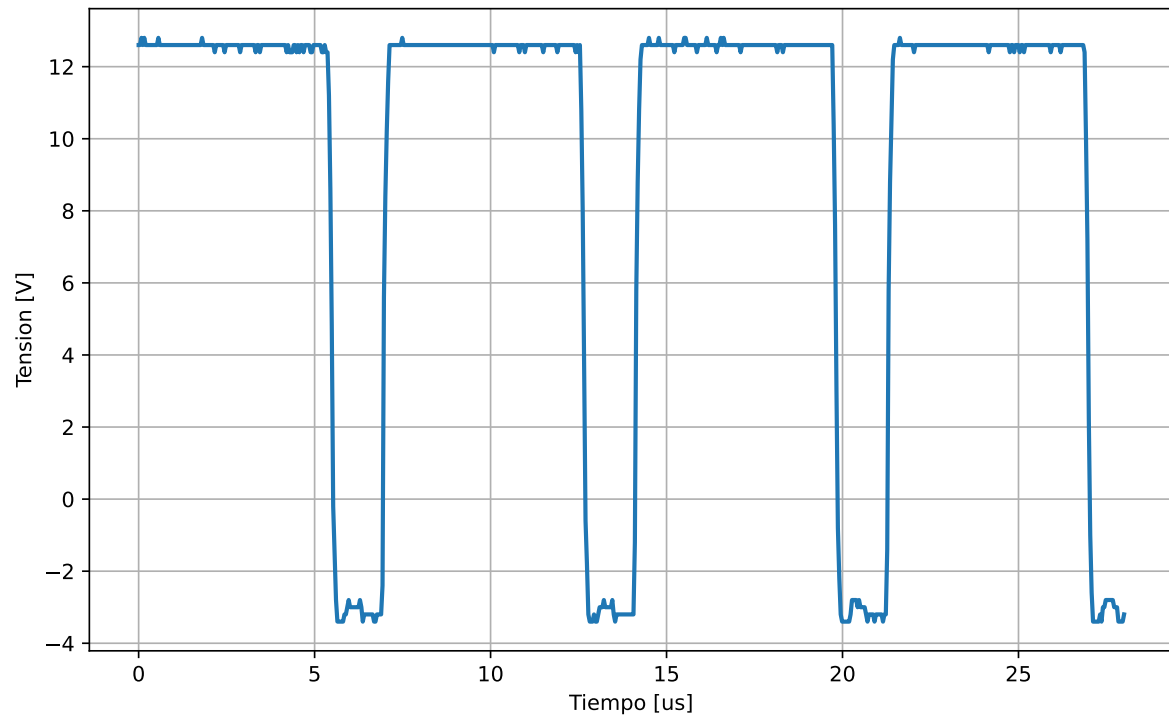


Figura 17: Señal medida en el nodo de conmutación

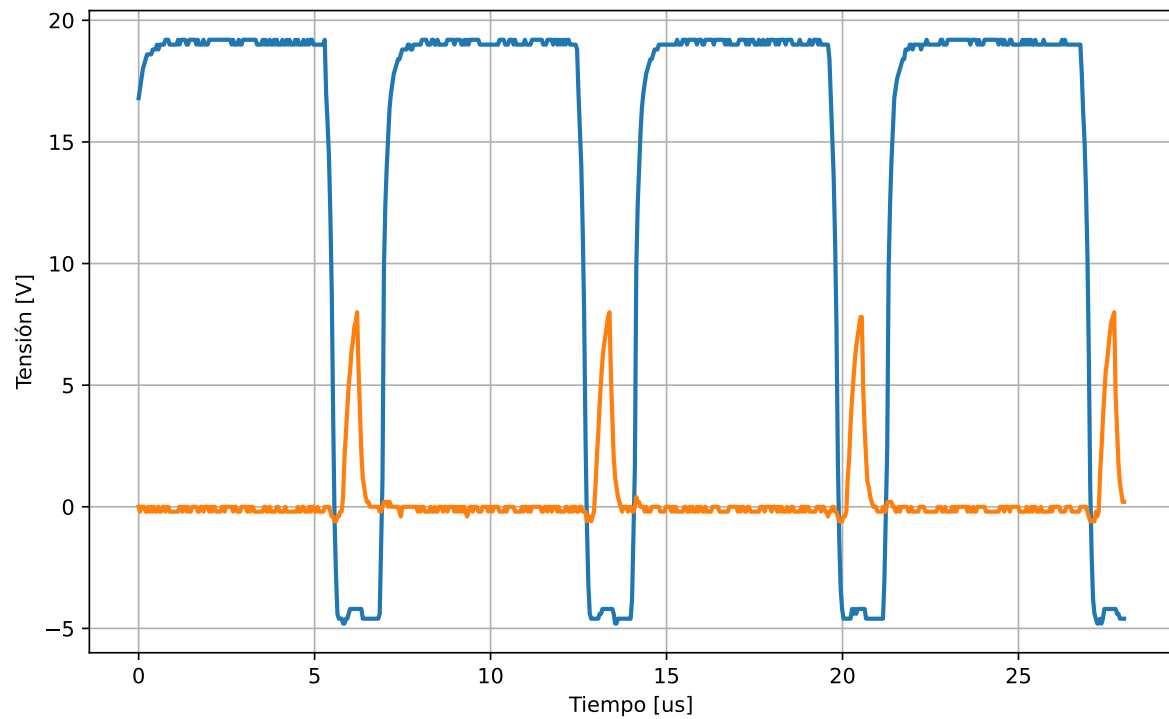


Figura 18: Señales de los gates de ambos MOSFETs

7. Mediciones

7.1. Respuesta temporal

A continuación se muestran las respuestas temporales ante distintas tensiones de entrada. Para todas las respuestas el tiempo de establecimiento es similar, y cercano al simulado en la Figura 7. La mayor diferencia entre las respuestas se ve en el sobrepico, el mismo crece al aumentar la tensión de entrada, sin embargo en estado estacionario todas tienen el mismo comportamiento y valor.

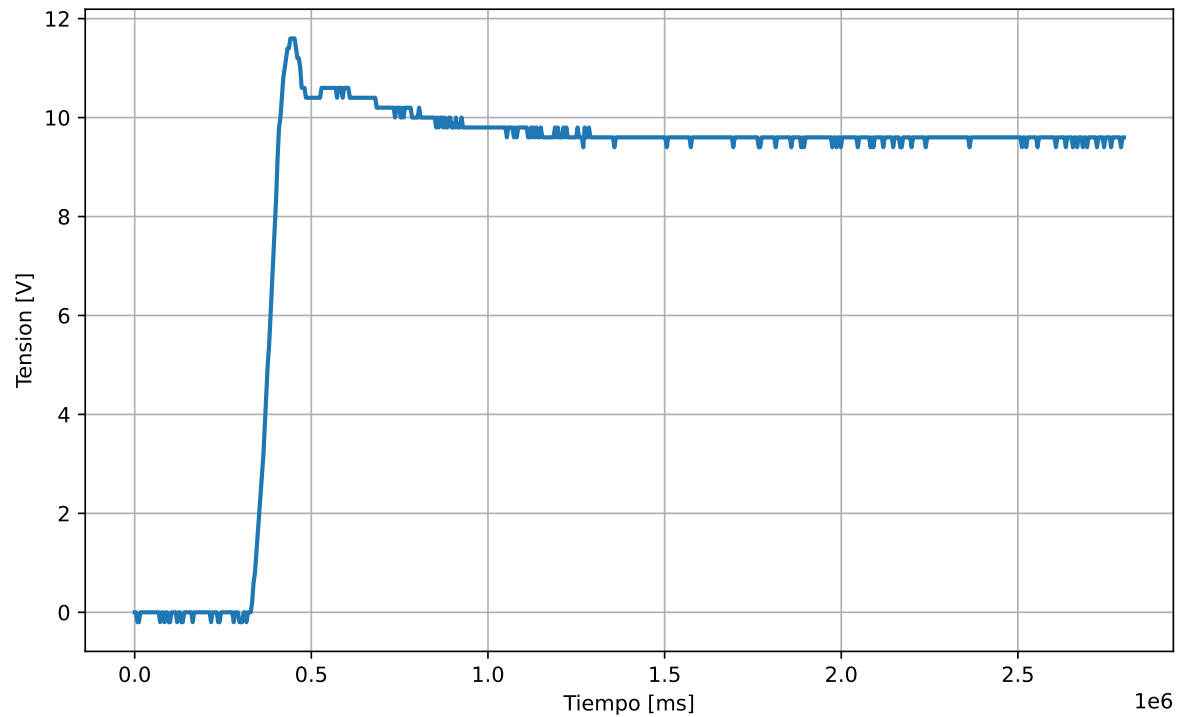
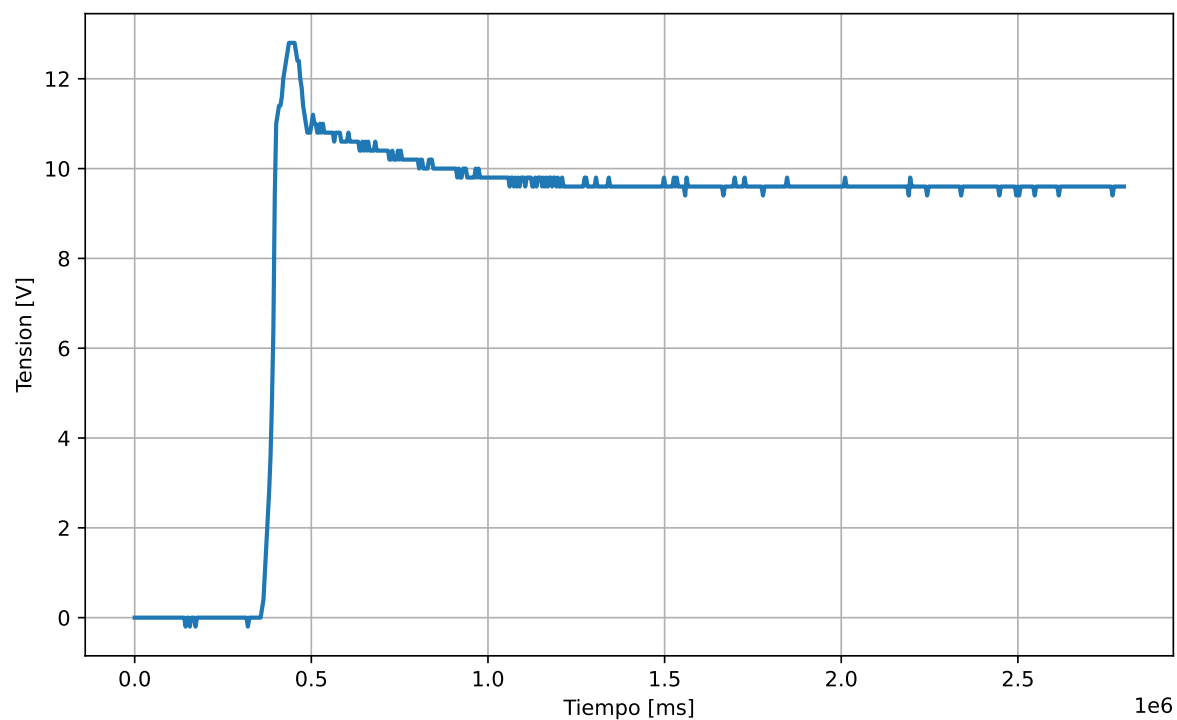
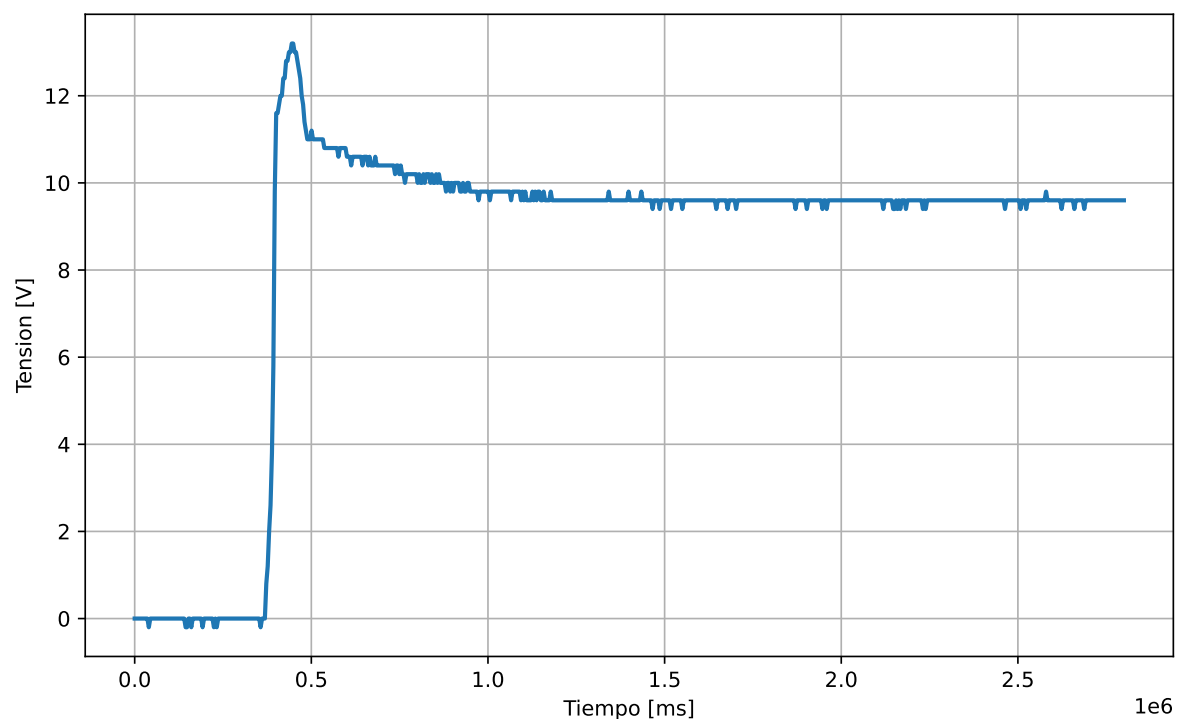
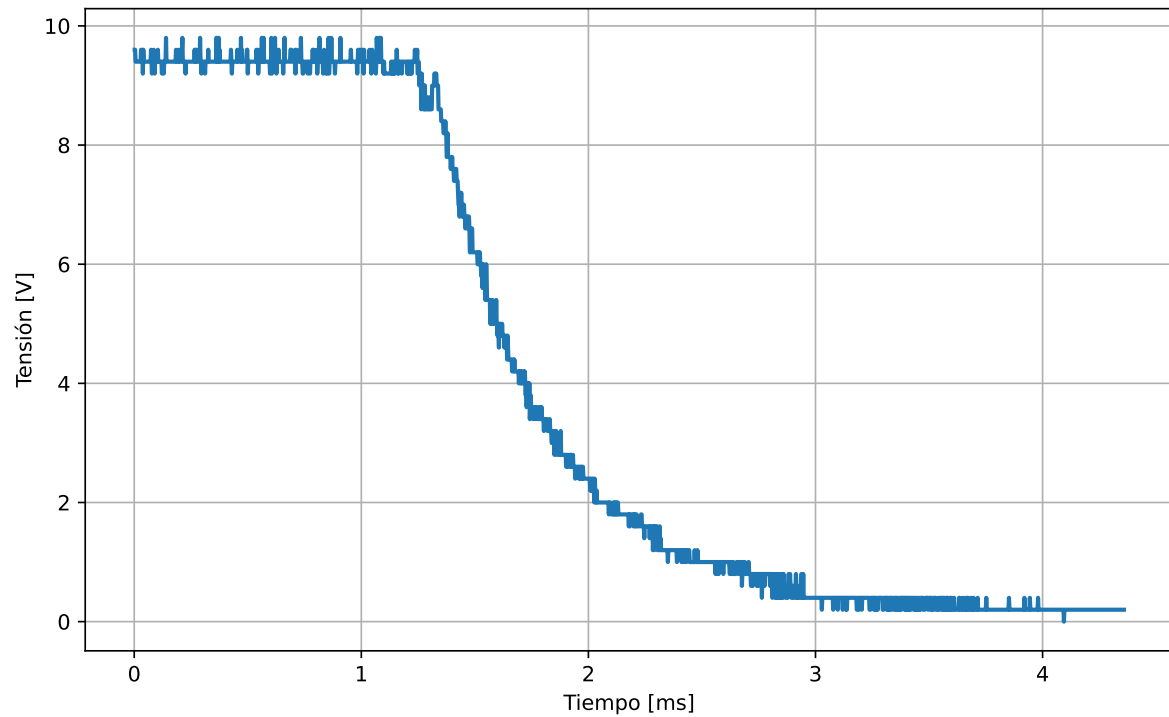
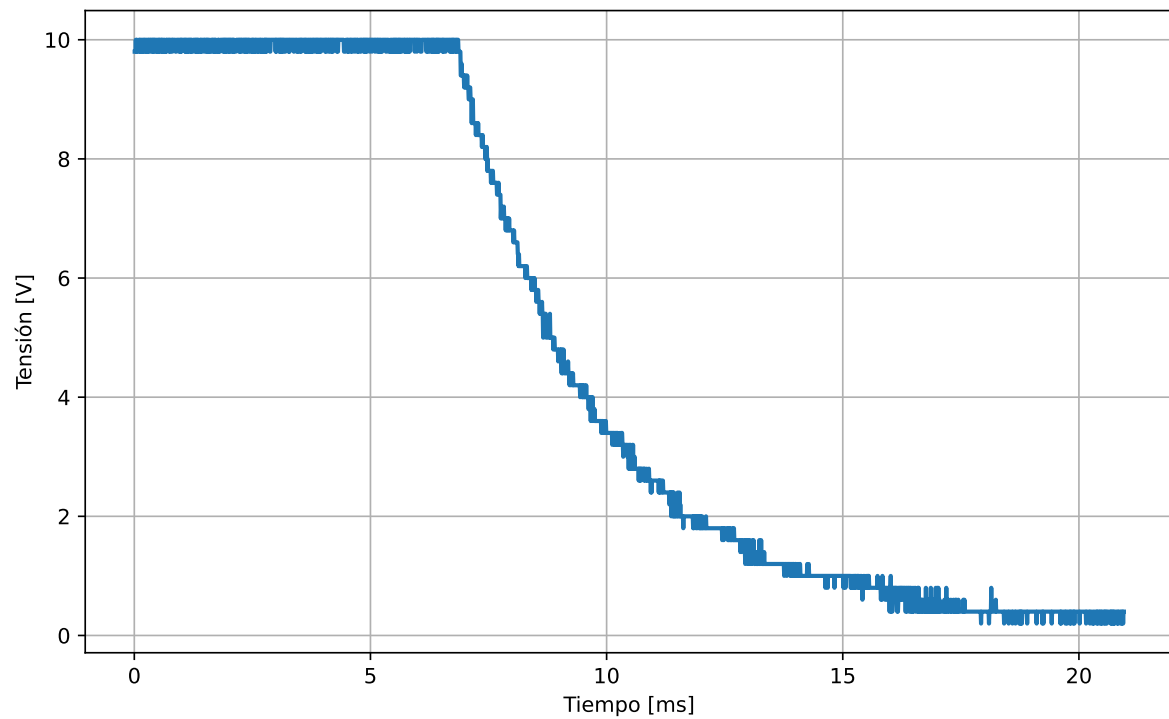


Figura 19: Respuesta temporal ante $V_{in} = 12V$

Figura 20: Respuesta temporal ante $V_{in} = 24V$ Figura 21: Respuesta temporal ante $V_{in} = 30V$

A continuación se grafica la respuesta de apagado para distintas resistencias de carga. Se puede ver que la respuesta es equivalente a la de un circuito de primer orden RC, lo cual es esperable, ya que lo que predomina es la descarga del capacitor de salida sobre la resistencia de carga.

Figura 22: Respuesta de apagado con carga de $10\ \Omega$ Figura 23: Respuesta de apagado con carga de $68\ \Omega$

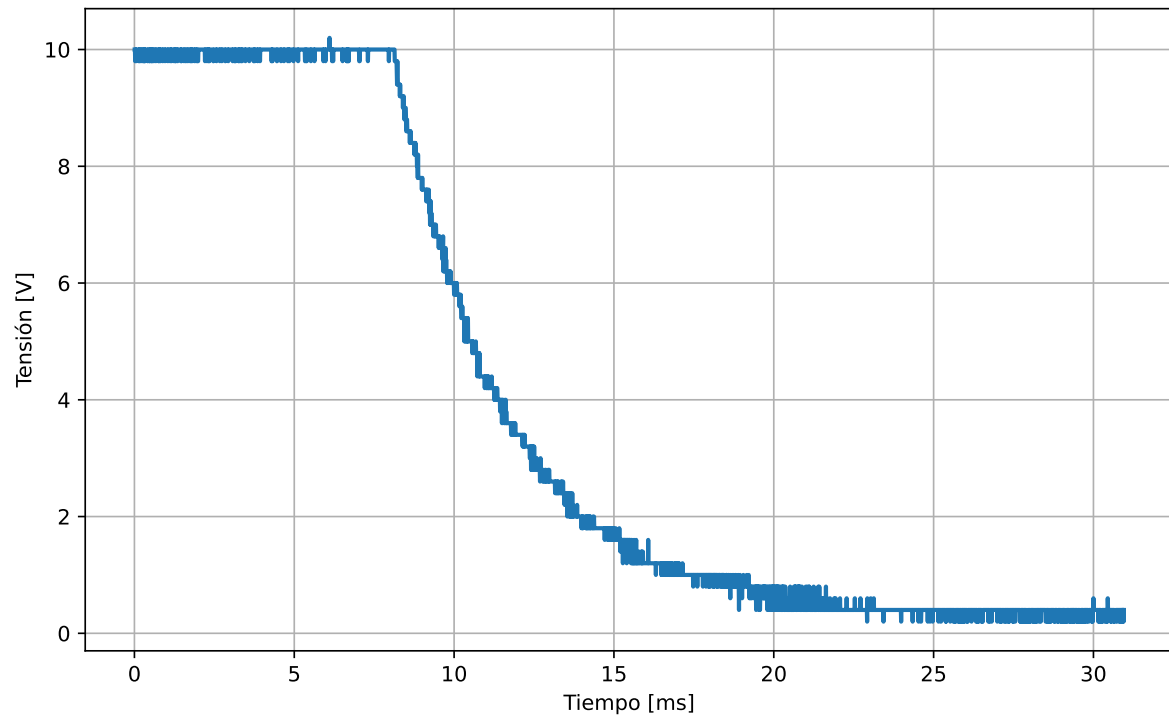


Figura 24: Respuesta de apagado con carga de 82Ω

7.2. Ripple

Se midió el ripple para un barrido de tensiones de entrada, $V_{in} = \{12V, 20V, 30V\}$, y barrido de corrientes de salida, $R_L = \{10\Omega, 68\Omega, 82\Omega\}$. Se observaron los cambios que presentaban la forma y tamaño del ripple al variar tanto la carga como la tensión de entrada. El valor de la tensión a la salida medido con un multímetro fue $V_o = 9,47V$ para todas las cargas pero la forma del ripple se vio afectada por dichas variaciones.

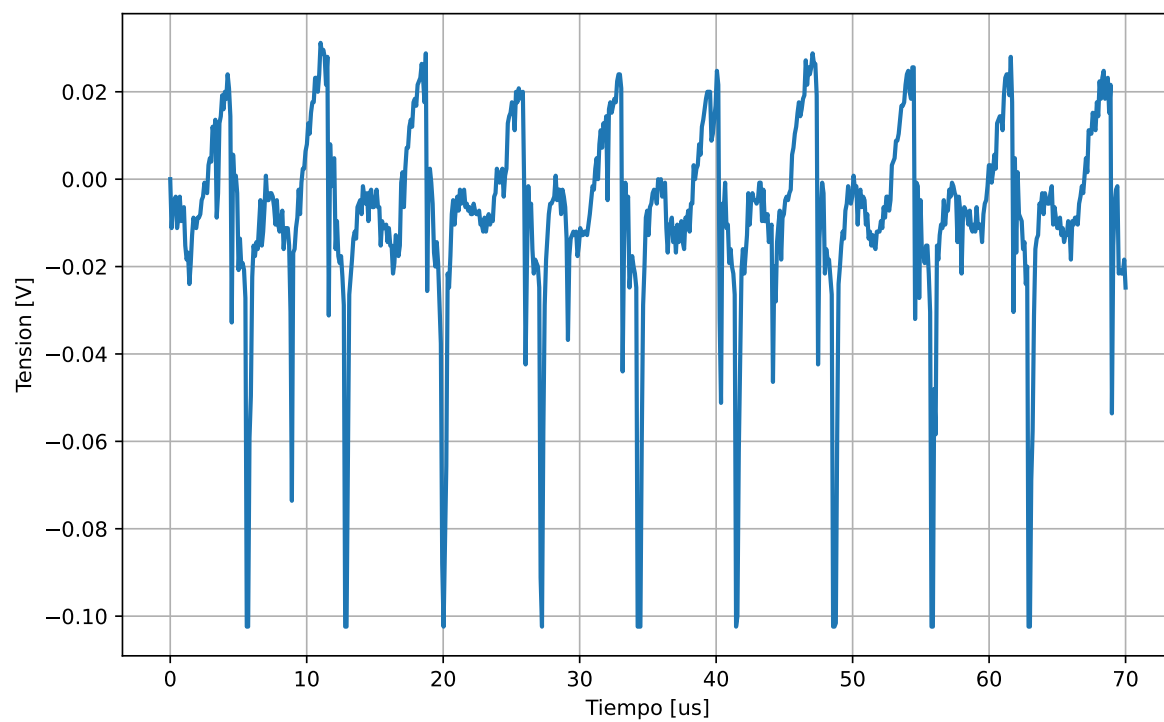


Figura 25: Ripple en la señal con $V_{in} = 12V$ y $R_L = 10\Omega$

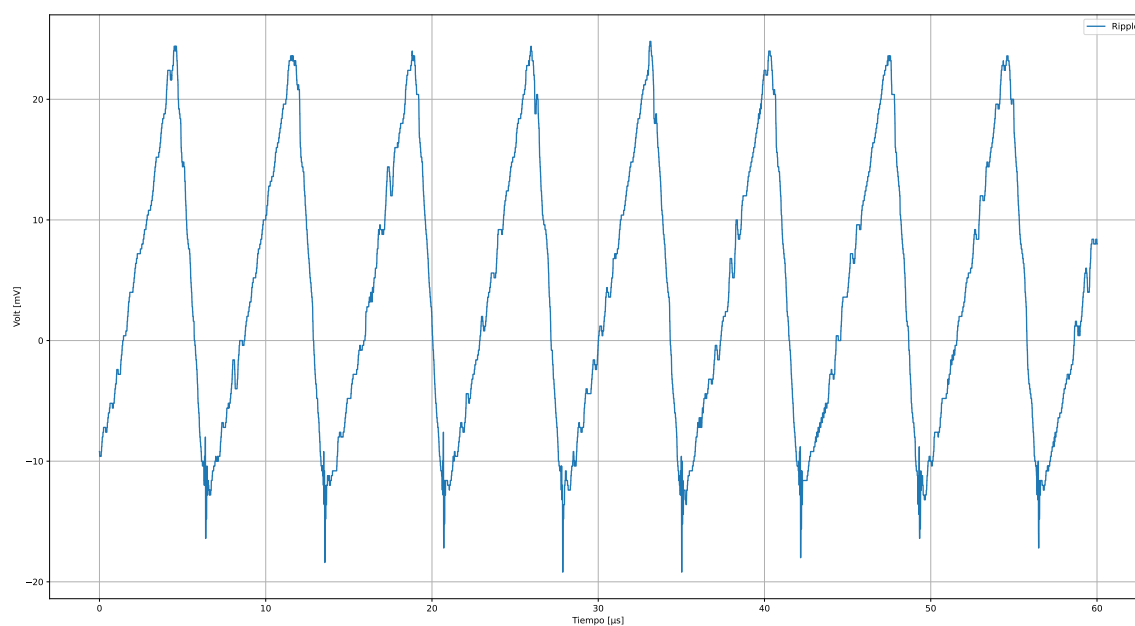


Figura 26: Ripple en la señal con $V_{in} = 12V$ y $R_L = 68\Omega$

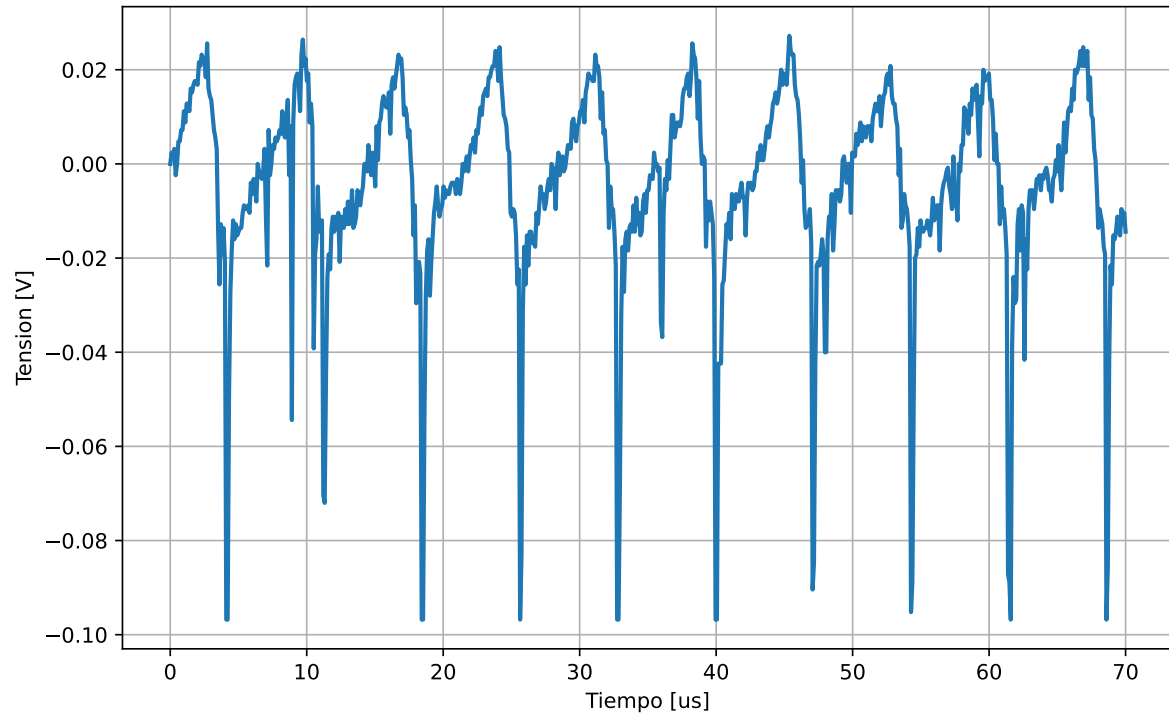


Figura 27: Ripple en la señal con $V_{in} = 12V$ y $R_L = 82\Omega$

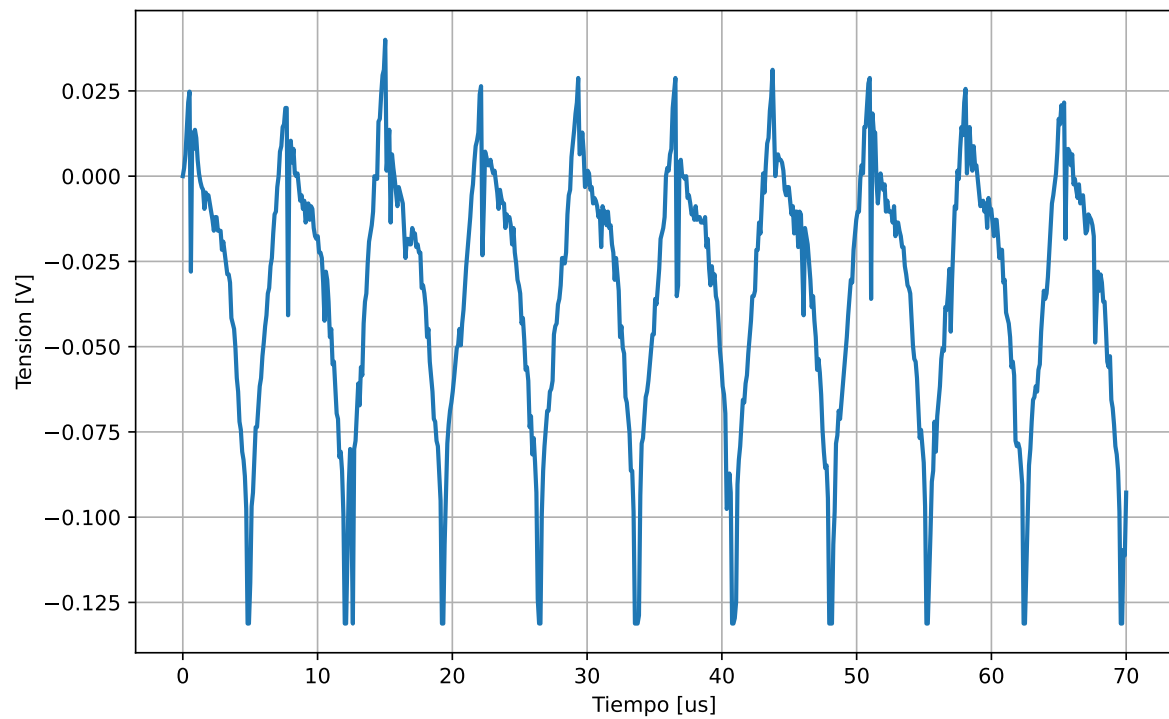


Figura 28: Ripple en la señal con $V_{in} = 24V$ y $R_L = 10\Omega$

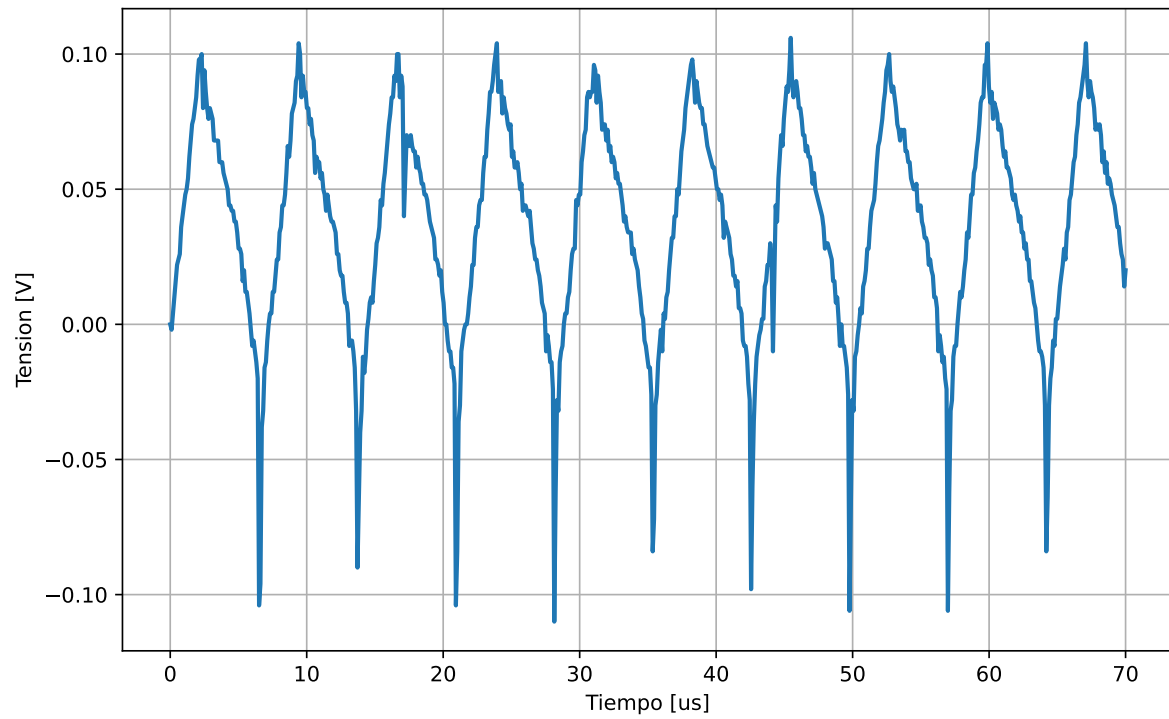


Figura 29: Ripple en la señal con $V_{in} = 24V$ y $R_L = 68\Omega$

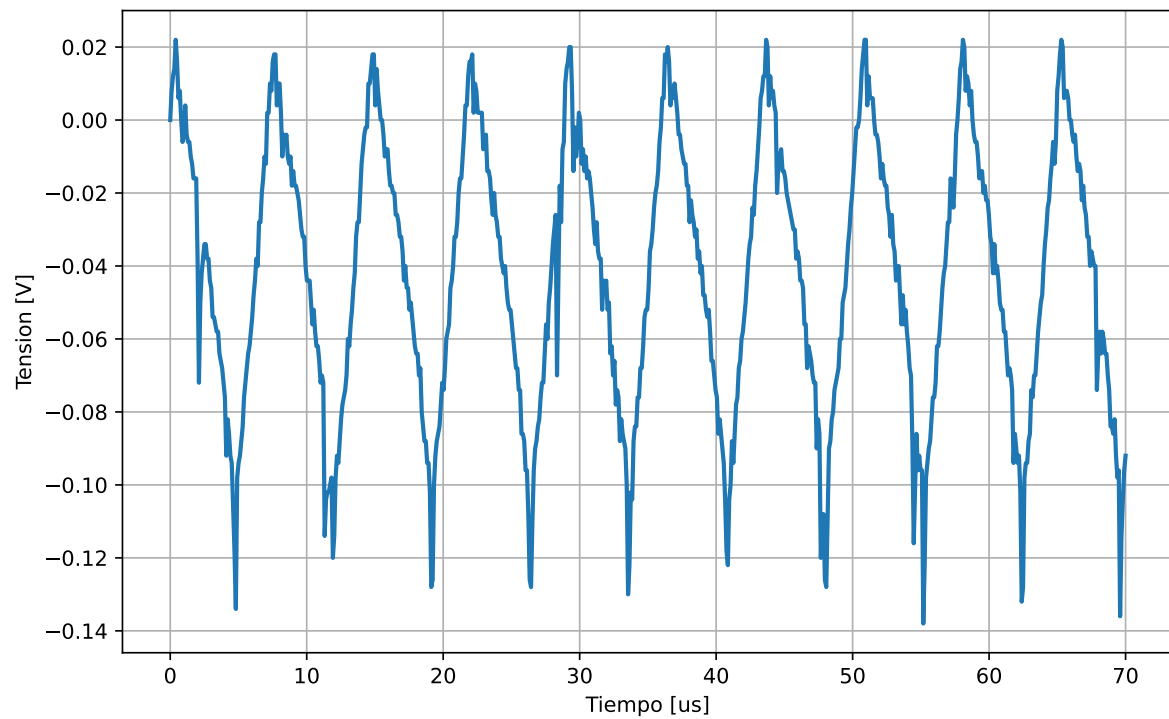


Figura 30: Ripple en la señal con $V_{in} = 24V$ y $R_L = 82\Omega$

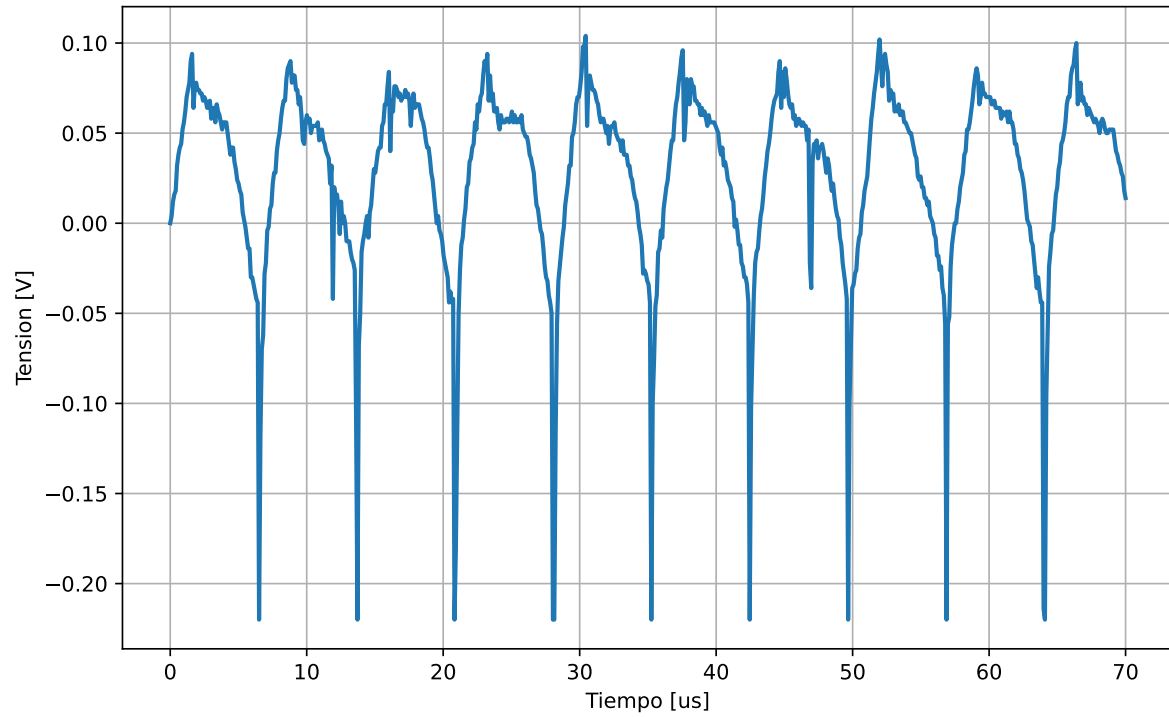


Figura 31: Ripple en la señal con $V_{in} = 30V$ y $R_L = 10\Omega$

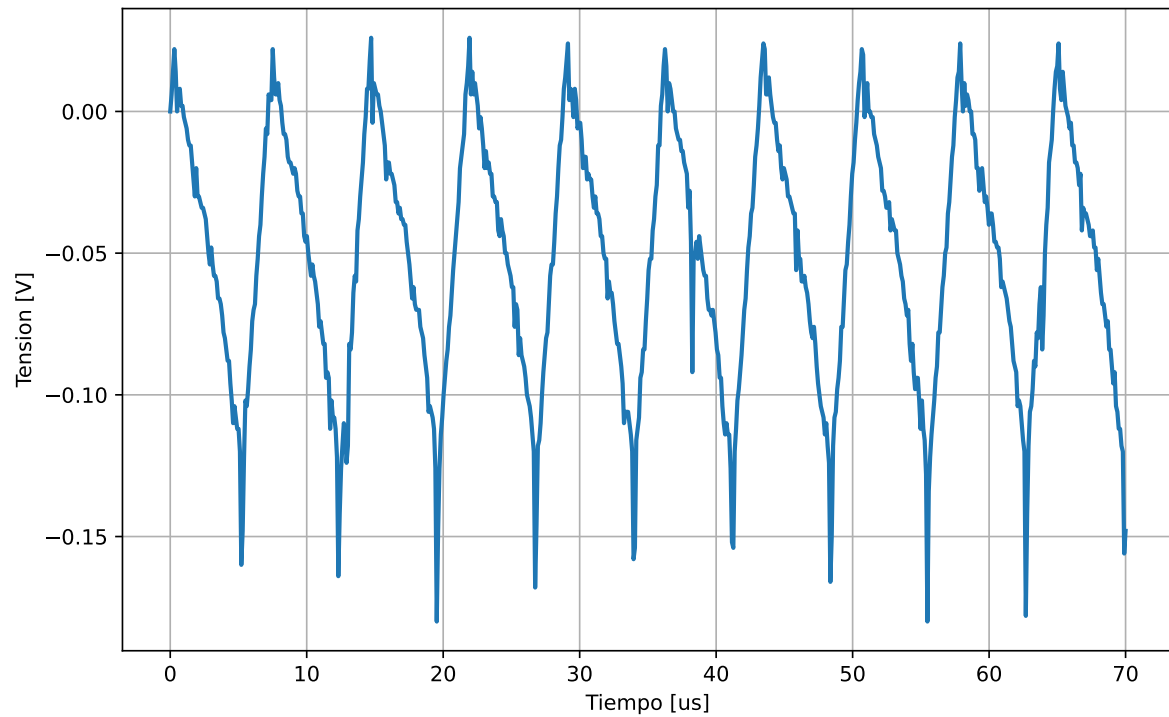


Figura 32: Ripple en la señal con $V_{in} = 30V$ y $R_L = 68\Omega$

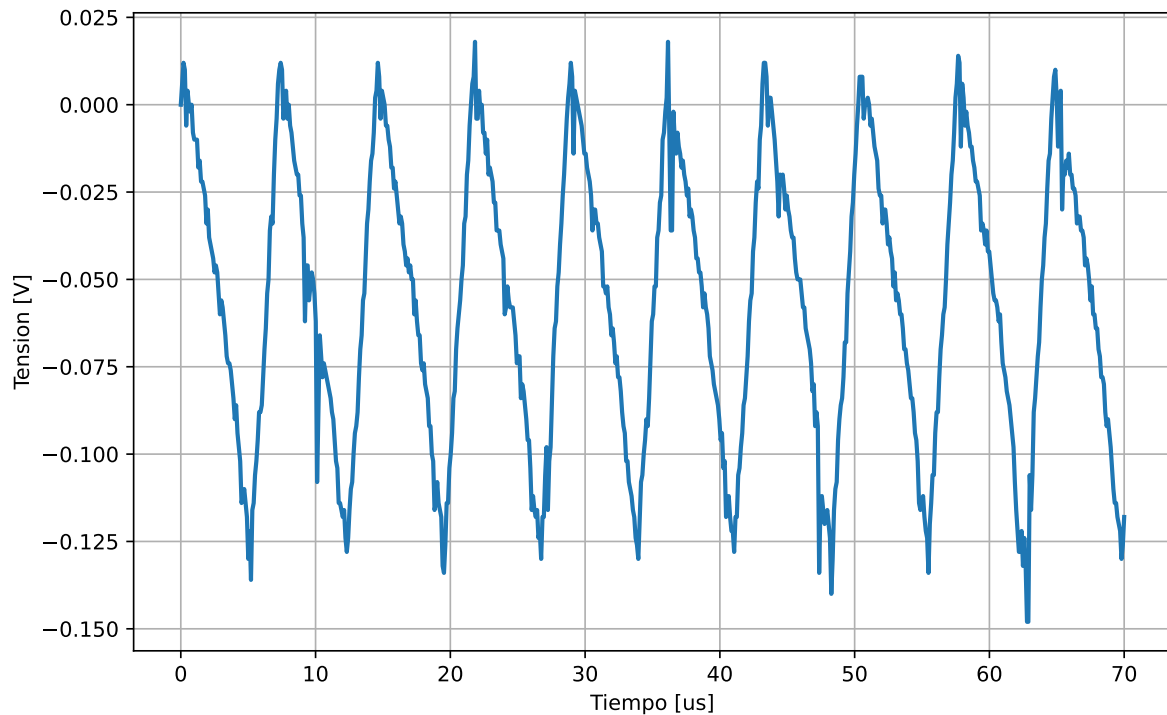


Figura 33: Ripple en la señal con $V_{in} = 30V$ y $R_L = 82\Omega$

Como se esperaba, se ve que la forma del ripple se ve afectada ante variaciones de la carga y tensión de entrada. El mayor valor que toma es 140 mV y el menor 15 mV. En general se mantiene la forma del mismo la forma y amplitud del mismo se ve afectado en mayor manera por la variación en la tensión de entrada que por la variación en la carga.

Es importante aclarar que las mediciones son ruidosas debido a limitaciones del osciloscopio ya que el valor de la tensión de ripple es muy pequeño para la sensibilidad del mismo.

7.3. Regulación de línea y de carga

Se midió la variación de la tensión de salida respecto a diferentes cargas y diferentes tensiones de entrada.

Como se puede ver en las Figuras 34 y 35, la variación de la tensión de salida en ambos casos se encontraba en el orden de la mínima resolución del instrumento utilizado para las mediciones. Por esto es que no se graficó exactamente cada una de las curvas, si no que se presentan las mediciones discretas realizadas y la recta de regresión para cada caso.

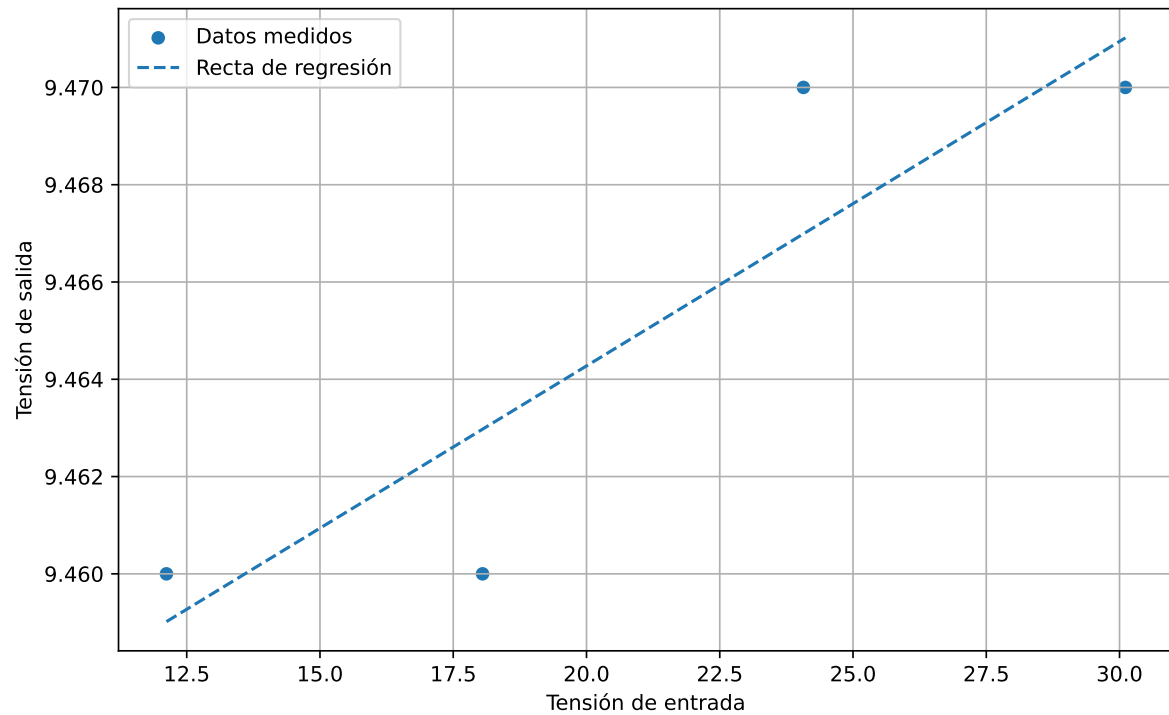


Figura 34: Curva de regulación de línea medida

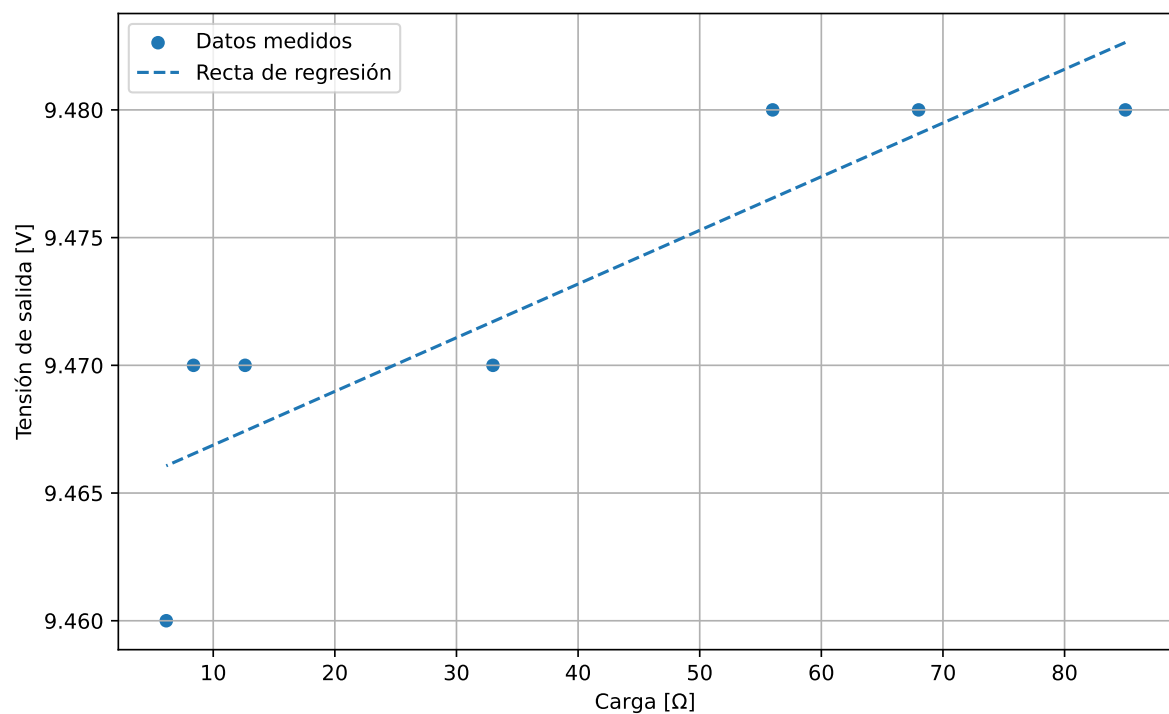


Figura 35: Curva de regulación de carga medida

En la siguiente tabla se presentan los valores de regulación de línea y de carga calculados en base a las mediciones:

Regulación de línea	$12\text{ V} < V_{in} < 30\text{ V}$	$555,8 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}$
Regulación de carga	$6,14\ \Omega < R_L < 85\ \Omega$	$96\text{ m}\Omega$

Si bien los resultados obtenidos se encuentran dentro de lo deseable para el circuito, no es correcto tomarlos como referencia, por lo mencionado anteriormente del instrumental utilizado para medirlos.

7.4. Eficiencia

Al momento de medir la eficiencia se varió la carga y la tensión, y se calculó la relación entre la potencia de entrada y la de salida. Para realizar esta cuenta se debió considerar la pérdida de potencia en la alimentación de los integrados, la cual tendrá un valor de 400 mW.

$I_{out} [\text{A}]$	$V_{in} [\text{V}]$	η
0.75	12.12	91.5
0.75	24.07	90.1
0.75	30.11	89.2
1.12	12.03	92.8
1.12	24.09	90.3
1.12	30.02	92.7
1.53	12.06	93.1
1.53	24.01	91.7
1.53	30.01	90.8

A mayor tensión de entrada la eficiencia disminuye, y ocurre lo mismo al disminuir la corriente de salida. Lo cual es razonable ya que al disminuir la corriente de salida la potencia de pérdidas tiene un mayor peso y afecta de manera más significativa en el cálculo de la eficiencia. Además al aumentar la tensión de entrada la potencia en la entrada es mayor entonces la eficiencia disminuye.

8. Resultados

En la siguiente tabla se presenta un resumen de los parámetros medidos de la fuente.

Eficiencia	η	$12\text{ V} < V_{in} < 30\text{ V}$ $750\text{ mA} < I_{out} < 1,5\text{ A}$	91.3	
Frecuencia de conmutación	fsw		139	kHz
Tensión regulada del BUCK	VREG	$12\text{ V} < V_{in} < 30\text{ V}$ $100\text{ mA} < I_{out} < 1,5\text{ A}$ fsw = 139 kHz	9.46	V
Mínimo ON time	ton(min)		1	ms
Mínimo OFF time	toff(min)		3	ms

9. Conclusiones

Durante el desarrollo de esta entrega se pudo armar el inductor del cual se había calculado previamente sus características, y luego corroborar sus parámetros principales. Luego se utilizó este inductor para el armado del regulador Buck a lazo cerrado. El lazo se cerró utilizando una compensación de tipo III, se comprobó su funcionamiento en simulación y posteriormente con mediciones.

Los resultados obtenidos se encontraron dentro de los impuestos por la cátedra en todos los casos, por lo que se considera que la implementación fue exitosa.

10. Apéndice

10.1. Amplitud de la señal triangular

$$V_{pp} = V_{max} \frac{R_{10}}{R_9}$$

Siendo $V_{max} = 9V$

10.2. Cálculos de la compensación

Los cálculos realizados corresponden a los desarrollados en la sección *Compensación tipo 3* en el paper *Switch-mode power converter compensation made easy* de Texas Instruments.

Para realizar los calculos la resistencia de feedback R_{FBT} se fijo en un valor de $10\text{ k}\Omega$ como se dijo previamente.

En primer lugar se debe definir la frecuencia de los polos complejos conjugados.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_{out}}} = 8421 \text{ rad}$$

Luego los valores de ω_{ZEA} y ω_{FZ} son igual a ω_o .

El valor del ancho de banda al que se quiere llegar es ω_c esta dado por:

$$\omega_c = \frac{2\pi f_{sw}}{10} = 81,68 \text{ krad}$$

Con este valor se busca el valor de la ganancia necesario

$$A_{VM} = \frac{\omega_c}{\omega_o A_{VC}}$$

Si se considera que $A_{VC} = \frac{V_{in}}{V_{ramp}} = \frac{12V}{2V} = 2V$, se obtienen $A_{VM} = 1,61$.

Luego, se calculan los valores de ω_{HF} y ω_{fp}

$$\omega_{HF} = \frac{2\pi f_{sw}}{2} = 408,4 \text{ krad}$$

$$\omega_{fp} = \frac{1}{R_{ESR}C_{OUT}} = 21,276 \text{ rad}$$

Usando estos datos se pueden calcular los valores de los componentes necesarios para la compensación.

$$R_{comp} = A_{VM} R_{FBT} = 15,356 \Omega$$

$$C_{comp} = \frac{1}{\omega_o R_{comp}} = 7,73 \text{ nF}$$

$$C_{ff} = \frac{1}{\omega_{FZ} R_{FBT}} = 11,9 \text{ nF}$$

$$R_{ff} = \frac{1}{\omega_{fp} C_{ff}} = 1980 \Omega$$

$$C_{HF} = \frac{1}{\omega_{HF} R_{comp}} = 160 \text{ pF}$$