



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
Año 2025 - 1<sup>er</sup> cuatrimestre

## Taller de Diseño de Circuitos Electrónicos (TA138)

### Proyecto de diseño: Sistema de alimentación para aplicaciones industriales y automotrices

#### Checkpoint 4

Integrantes Grupo N°6		
Nombre y apellido	Padrón	Correo
Amddy Erly Zambrano Mercado	106540	azambranom@fi.uba.ar
Rocio Nicole Heredia Piñon	107621	rherediap@fi.uba.ar
Amalia Ochoa	107129	amochoa@fi.uba.ar
Juan Ignacio Biancuzzo	106005	jbiancuzzo@fi.uba.ar

## Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
<b>2. Circuito PWM</b>	<b>2</b>
2.1. Implementación del PWM . . . . .	2
2.1.1. Bloque 1: tensión de referencia . . . . .	2
2.1.2. Bloque 2: generación de una onda cuadrada . . . . .	3
2.1.3. Bloque 3: generación de una onda triangular . . . . .	5
2.1.4. Bloque 4: generación del PWM y carga . . . . .	5
2.2. Diseño y construcción del PCB del circuito PWM . . . . .	6
2.3. Mediciones del circuito PWM . . . . .	9
<b>3. Fuente buck a lazo abierto</b>	<b>12</b>
3.1. Diseño . . . . .	12
3.2. Simulación . . . . .	14
3.3. Diseño del PCB de la buck . . . . .	16
<b>4. Diseño del inductor</b>	<b>17</b>
<b>5. Conclusiones</b>	<b>19</b>
<b>6. Anexo</b>	<b>21</b>
6.1. Cálculos de la implementación PWM . . . . .	21
6.1.1. Cálculo de la amplitud de la señal triangular . . . . .	21
6.1.2. Cálculo de la frecuencia de la señal triangular . . . . .	22
6.2. Implementación del método de Erickson . . . . .	24
6.3. Resultados obtenidos por el método de Erickson . . . . .	28

## 1. Introducción

A lo largo de este trabajo practico se buscará diseñar un circuito que genere un patrón PWM para ser luego utilizado como parte del bloque de control de la fuente conmutada. Se analizarán todos los factores que afectan las características de esta y se realizará la implementación de un prototipo físico para validar todas las conclusiones obtenidas en el diseño del circuito PWM. A la par del PWM y el Buck, se realizará el dimensionamiento y el cálculo de los componentes para realizar el inductor, donde se contemplará un caso promedio y un caso más conservador, permitiendo así definir el caso menos comprometedor para el diseño.

## 2. Circuito PWM

La técnica PWM utilizada a lo largo del trabajo es la de modulación triangular o natural. El patrón PWM se genera a partir de la comparación de una señal portadora, que será la señal triangular, y una señal de referencia. En cada intersección entre estas dos señales, habrá un cambio de estado en la salida del comparador. De esta forma, se obtiene una señal cuadrada con un ciclo de trabajo que va variando. La señal portadora tendrá mayor frecuencia que la señal a modular, se recomienda que sea por lo menos 20 veces mayor. Además, la frecuencia de la señal portadora será la que coincide con la frecuencia de conmutación. Por lo que a la hora de diseñar el circuito de implementación del PWM se deberá tener en cuenta que la frecuencia de conmutación, es decir, de la señal triangular generada, debe estar entre 120 kHz y 140 kHz. Además, se deberá considerar que la amplitud de la onda portadora debe ser mayor que la amplitud de la onda a modular, para no provocar una sobremodulación distorsionando la tensión de salida. La señal triangular se generará con el diseño del circuito PWM y la señal de referencia proviene de la comparación entre la tensión de salida del regulador buck y una tensión de referencia. El circuito PWM solo es una porción del bloque controlador del regulador.

### 2.1. Implementación del PWM

El esquemático del circuito PWM diseñado se muestra en la figura 1.

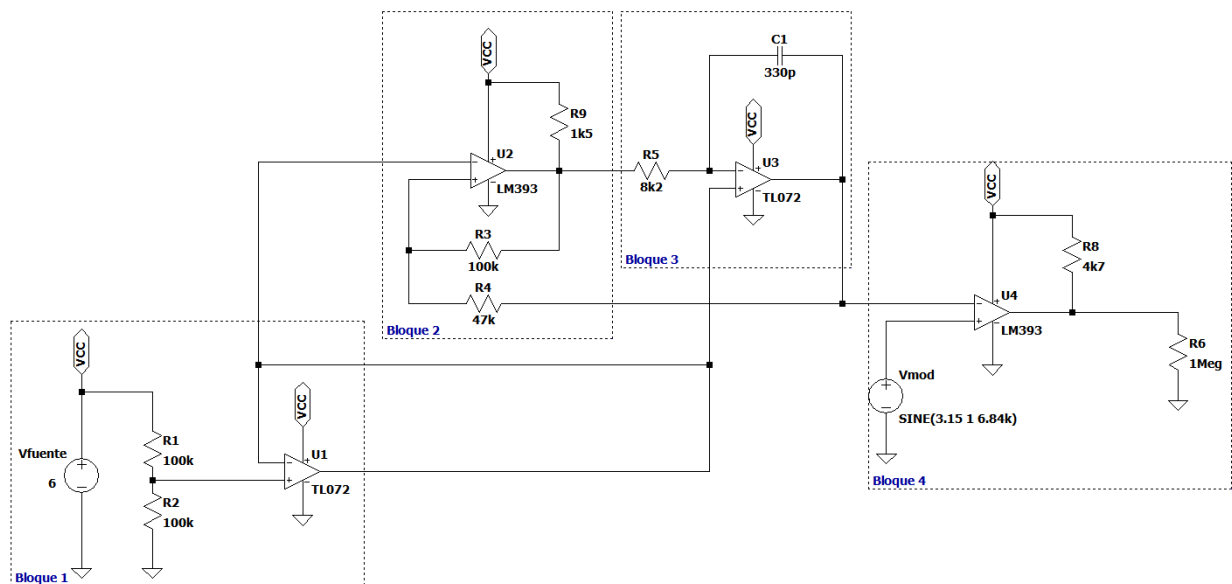


Figura 1: Esquemático del circuito PWM dividido en bloques.

#### 2.1.1. Bloque 1: tensión de referencia

El bloque 1, conformado por la fuente, las dos resistencias y el operacional, se utiliza para fijar una tensión de referencia. En este caso como ambas resistencias son iguales, la tensión será la mitad de  $V_{CC}$ , es decir, 3 V. El operacional actúa como seguidor, copiando la tensión de la entrada no inversora a la entrada inversora (y por como se realizan las conexiones, a su salida). Este operacional se utiliza para mantener la tensión de referencia

lo más estable posible, con una alta impedancia de entrada no va a cargar al divisor resistivo. También actuaría como buffer, dando la corriente que necesite al circuito. Para la elección del modelo de operacional, se tuvo en cuenta que deberá tener una alta impedancia de entrada y elevada ganancia.

### 2.1.2. Bloque 2: generación de una onda cuadrada

El bloque 2, conformado por un comparador y 3 resistencias actúa como un generador de onda cuadrada. Toma la salida del bloque 3, que actúa como generador de onda triangular, y la compara con la tensión de referencia fija. La onda triangular varía alrededor de la tensión de referencia, cuando este por encima o por debajo, la salida del comparador cambiará de estado, generando una cuadrada de igual frecuencia que la triangular. El comparador funciona conectando en su salida una resistencia de pull-up, por lo que el valor que toma la cuadrada en nivel alto dependerá de este valor.

En este bloque, para la elección del comparador se tuvo en cuenta que este tenga un pequeño tiempo de respuesta y así generar una onda cuadrada lo más ideal posible. Dentro de las opciones que se encontraron en venta en comercios conocidos, la mejor opción resultó ser el LM393, un comparador de baja potencia con un tiempo de respuesta de 300 ns. Sus características eléctricas resultan suficientes para esta implementación. Se tuvo en cuenta que también pueda ser útil para utilizarlo como comparador en el bloque 4, aprovechando que cada integrado está conformado por dos comparadores. En este caso no solo importó el tiempo de respuesta, sino también los valores de tensión mínimo y máximo que se pueden lograr en el PWM generado. En la sección correspondiente se aclaran los requisitos acerca de estos valores de tensión. Las características principales y limitaciones del comparador a tener en cuenta se resumen en la tabla 1.

Tiempo de respuesta	300 ns
Tensión de alimentación máxima	36 V
Rango de tensión de entrada	-0,3 V a 36 V
Tensión de entrada diferencial máxima	36 V
Corriente de salida máxima (típica)	16 mA
Corriente de salida máxima (mínima)	6 mA
Tensión de nivel bajo típico	250 mV
Tensión de nivel bajo máximo	400 mV

TABLA 1: TABLA DE DATOS DEL COMPARADOR LM393.

Para su correcto funcionamiento, fue asegurado que las tensiones y corrientes del comparador estén dentro de los límites, tanto para el bloque 2 como para el bloque 4.

Dado que su tensión de entrada puede tomar valores recién a partir de -0,3 V se optó por conectar el comparador del bloque 2 y el operacional del bloque 3 a una tensión de referencia. La señal triangular debe tener una tensión de offset para que al entrar al comparador del bloque 4 cumpla con los requisitos del comparador y tome valores de tensión por encima de -0,3 V.

La razón por la que se utiliza directamente un comparador y no un operacional como comparador es el efecto del slew rate del operacional. Para frecuencias altas, y para señales grandes este efecto comienza a ser muy notorio. El tiempo que demora el cambio de estado deforma la onda cuadrada, haciéndola parecerse cada vez más una trapezio. Luego, cuando esta se integra, también deformará la onda triangular. Cuando hay una demora en cambio de estado por efecto de slew rate, entre estados hay una rampa con cierta pendiente que al integrarla hará que la señal triangular tenga picos con forma parabólica.

Para la elección del amplificador operacional, se tiene en cuenta que el efecto de slew rate sea pequeño para que no distorsione a la señal en altas frecuencias como se manejan en este circuito. Dentro de los operacionales comerciales, se eligió el TL072 con un slew rate típico de 16 V/ $\mu$ s y uno mínimo de 8 V/ $\mu$ s. Aprovechando que cada integrado tiene dos operacionales, se utiliza también este modelo para el bloque 1, considerando que tiene una alta ganancia e impedancia de entrada. Se resumen sus características fundamentales en la tabla 2.

Slew rate (típico)	16 V/ $\mu$ s
Slew rate (mínimo)	8 V/ $\mu$ s
Rise time	0,1 $\mu$ s
Tensión de alimentación máxima	$\pm 18$ V
Tensión de entrada máxima	$\pm 15$ V
Tensión de entrada diferencial máxima	$\pm 30$ V
Corriente de salida máxima (típica)	40 mA
Corriente de salida máxima (mínima)	10 mA
Ganancia de tensión (típica)	200 V/mV
Impedancia de entrada	1 T $\Omega$

TABLA 2: TABLA DE DATOS DEL OPERACIONAL TL072.

En la implementación del circuito, se chequeó que ambos operacionales utilizados funcionen bajo el rango de tensiones y corrientes especificados, asegurando su correcto funcionamiento.

Para la elección de la resistencia de pull-up, en un principio se utilizó un valor pequeño buscando que a la salida del comparador, el nivel alto de tensión de la cuadrada sea muy cercano a  $V_{CC}$ . Esto sucede porque el comparador es de colector abierto y en el nivel alto la salida “flota”. Luego de la resistencia de pull-up se observa una carga de aproximadamente  $R_5$  (por inspección) y el cálculo de tensión en la salida se convierte en un divisor resistivo. Mientras menor es  $R_9$  en relación con  $R_5$ , el nivel alto de tensión se acerca más a  $V_{CC}$ . Teniendo esto en cuenta, se tomó una  $R_9 = 100 \Omega$ . Cuando a la salida del comparador se tiene el nivel bajo, lo que sucede idealmente es que la salida está a tierra. En este caso, a la resistencia que se observa luego de  $R_9$  no le circularía corriente pero a  $R_9$  sí. Con un nivel mínimo de tensión ideal de 0 V, le cae de tensión  $V_{CC}$  y la corriente que le circula de  $V_{CC}/R_9$  entrará por la salida del comparador. Con esta elección de  $R_9$ , la corriente de salida del comparador superó el valor mínimo para la corriente máxima especificada en la datasheet. Por esto, se eligió un valor mayor de resistencia resultando en  $R_9 = 1,5 \text{ k}\Omega$ . La corriente de salida con esta elección es cercana a 4 mA, asegurando el correcto funcionamiento del comparador.

Para elegir los valores de  $R_3$  y  $R_4$  se tuvo en cuenta que  $R_3 > R_4$  y que la relación entre ellas determina los valores de tensión límites de la triangular. El desarrollo realizado para obtener estas expresiones se encuentra en el anexo. Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

$$V_{\min, \text{triangular}} = v_o|_{v_o' = V_{\max, \text{cuadrada}}} = V_{\text{ref}} \left[ 1 + \frac{R_4}{R_3} \right] - V_{\max, \text{cuadrada}} \frac{R_4}{R_3}$$

$$V_{\max, \text{triangular}} = v_o|_{v_o' = V_{\min, \text{cuadrada}}} = V_{\text{ref}} \left[ 1 + \frac{R_4}{R_3} \right] - V_{\min, \text{cuadrada}} \frac{R_4}{R_3}$$

Donde  $V_{\text{ref}} = \frac{V_{CC}}{2}$  como se mencionó anteriormente.

En un principio, se consideró que  $V_{\min, \text{cuadrada}} = 250 \text{ mV}$ , especificado en la datasheet del comparador como valor típico. Para la expresión de  $V_{\max, \text{cuadrada}}$  se tomó en cuenta la aproximación comentada anteriormente acerca del divisor resistivo en la salida del comparador cuando el nivel de tensión está en alto:

$$V_{\max, \text{cuadrada}} = V_{CC} \frac{R_5}{R_9 + R_5} = 6 \text{ V} \frac{8,2 \text{ k}\Omega}{8,2 \text{ k}\Omega + 1,5 \text{ k}\Omega} = 5,07 \text{ V}$$

Es necesario asegurarse que la amplitud de la señal triangular sea mayor que la señal a modular para evitar sobremodulación. Esta señal proviene de la salida de un amplificador de error, que compara la tensión a la salida del regulador buck y una tensión de referencia fijada en 1,25 V. Como mucho, la señal a modular tomará 1,25 V de tensión por lo que se busca tener una amplitud de la triangular mayor que este valor.

Realizando una parametrización de los valores que puedan tomar  $R_3$  y  $R_4$  cumpliendo las condiciones previamente descritas, se tomó  $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$  y  $R_4 = 47 \text{ k}\Omega$  donde se obtuvo la señal más cercana a la cuadrada ideal.

En cuanto a la elección, se partió teniendo en cuenta los valores teóricos. Luego, se fueron modificando en cuanto a los valores obtenidos en la simulación considerando que en teoría se realizaron muchas aproximaciones y la práctica se asemeja más a la simulación. En teoría, la amplitud de la señal triangular es 1,29 V y en la simulación se obtuvo 1,67 V. Ambos valores están por encima de la amplitud de la señal de referencia, por lo que se cumple con lo requerido.

Debido a que el nivel de tensión en alto de la salida del comparador es distinta a  $V_{CC}$ , la señal triangular generada no será del todo simétrica. Esto se explica en mayor detalle en el anexo. La elección de una resistencia de pull-up lo suficientemente elevada para que no circule una corriente elevada por el comparador ha costado la simetría de la señal triangular. En la simulación se observa que la pendiente de la rampa ascendente es de  $0,98 \text{ V}/\mu\text{s}$  y de la rampa descendente es de  $-0,86 \text{ V}/\mu\text{s}$ .

### 2.1.3. Bloque 3: generación de una onda triangular

El bloque 3, conformado por un amplificador operacional, una resistencia y un capacitor es un circuito integrador. La salida resulta ser la integral de la onda cuadrada de su entrada, con un offset que coincide con la tensión de referencia conectada a su entrada no inversora. A partir de este bloque se obtiene la señal triangular que se utilizará como portadora para la generación del PWM. Como su frecuencia coincide con la frecuencia de conmutación, se planteó el circuito para analizar su dependencia con los componentes que conforman el mismo. Este análisis es explicado en el anexo de este trabajo práctico. El resultado que se obtuvo para la frecuencia es:

$$f = \frac{R_3}{4 \cdot R_4 \cdot R_5 \cdot C_1 \cdot \left( \frac{V_{\max, \text{cuadrada}}}{V_{\text{ref}}} - 1 \right)}$$

Inicialmente, se dejó fijo  $R_3$  y  $R_4$  en los valores calculados en la sección anterior y se tomó  $V_{\max, \text{cuadrada}} = 5,07 \text{ V}$  y  $V_{\text{ref}} = 3 \text{ V}$ . Se modificaron  $R_5$  y  $C_1$  para conseguir la frecuencia de conmutación deseada. Partiendo de los valores calculados teóricamente, se eligieron  $R_5$  y  $C_1$  para lograr la frecuencia deseada en la simulación, siendo que la frecuencia teórica es mayor que la simulada. Se notó una pequeña dependencia de la frecuencia en la resistencia de pull-up del comparador que no fue tenido en cuenta en la teoría. Más allá de esto, para llegar a la expresión de la frecuencia se hicieron varias suposiciones que permiten acercarse al valor de frecuencia pero no es un resultado tan exacto. Finalmente, en la simulación se obtuvo un valor de frecuencia de conmutación de  $136,8 \text{ kHz}$ .

### 2.1.4. Bloque 4: generación del PWM y carga

El bloque 4, conformado por un comparador, su resistencia de pull-up y una fuente de señal genera el patrón PWM. Además, se considera como parte de este bloque la resistencia de carga. Como se mencionó anteriormente, el modelo de comparador elegido es el LM393. Este compara la señal triangular generada con la señal de referencia que en este caso se toma como una señal senoidal, sin embargo más adelante se conectará a otros componentes que conforman el bloque de control del regulador. La tensión de referencia será la salida de un amplificador de error que compara la tensión de salida del regulador buck y una tensión de referencia fija. En esta sección se busca implementar y comprobar el funcionamiento del circuito PWM por lo que se toma directamente una señal senoidal. En la salida del comparador se observa la señal PWM, cuyo valor de tensión de nivel alto depende de la resistencia de pull-up elegida. Para poder probar por separado el circuito PWM se fija una resistencia de carga, sin embargo más adelante se conectará directo a un circuito de gate driver para completar el bloque de control. El modelo elegido para este integrado es el IR2104 y de la datasheet se obtuvo la tensión necesaria para que una señal sea considerada como un '0' lógico o un '1' lógico en la entrada. En particular se cumple que:

$$\begin{cases} V_{IH_{\min}} = 3 \text{ V} \\ V_{IL_{\max}} = 0,8 \text{ V} \end{cases}$$

Esto será considerado para el diseño del PWM. Se conoce que la tensión de nivel bajo del comparador, obtenida de su datasheet, es como máximo  $400 \text{ mV}$ . El nivel alto se fija con el divisor resistivo a la salida del comparador. Por lo que dependerá de la carga que se vea del comparador hacia el gate driver. Conociendo que esta impedancia es cercana al orden de los  $\text{M}\Omega$ , la tensión que caerá en la salida a nivel alto será muy cercana a  $V_{CC}$ , lo que asegura estar por encima de los  $3 \text{ V}$  necesarios para el gate driver. En particular, se tomó una resistencia de pull-up de  $4,7 \text{ k}\Omega$ , asegurando que la corriente en la salida del comparador no supere el valor mínimo de corriente máxima especificado. Para la simulación, se tomó una resistencia de carga de  $1 \text{ M}\Omega$ .

Finalmente, utilizando el esquemático de la figura 1, se muestra en la figura 2 el gráfico de la señal triangular, en comparación con la señal de referencia y la señal PWM resultante.

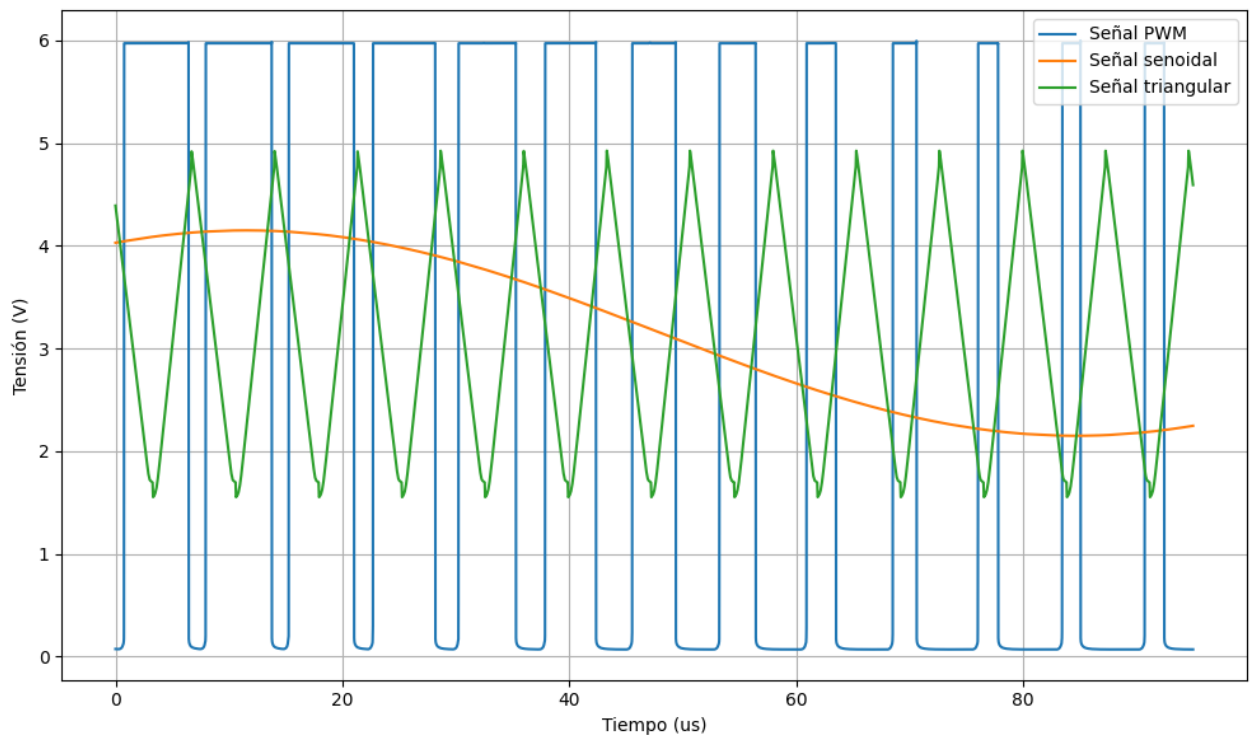


Figura 2: Gráfico de la señal portadora, la señal a modular y la PWM generada simuladas.

Es posible notar que la frecuencia del PWM no coincide exactamente con la señal triangular. El nivel bajo del PWM se genera cada vez que la senoidal interseca con la rampa ascendente de la triangular. Sin embargo, esta intersección no se repite siempre en el mismo punto de la rampa, se va ligeramente deslizando y el PWM no será perfectamente periódico. Se midió sobre esta curva el período tomando los primeros dos pulsos del PWM y los últimos dos, midiendo una frecuencia de 139,7 kHz en el primer caso y una frecuencia de 136,8 kHz en el segundo. Por más que no es perfectamente periódico, la variación de frecuencia es del 2% y se siguen manteniendo dentro del rango de frecuencia conmutada requerido. Como se va generando un cambio de estado por rampa, se seguirá considerando como una buena aproximación que la frecuencia de conmutación coincide con la frecuencia de la señal triangular.

## 2.2. Diseño y construcción del PCB del circuito PWM

Para la PCB se hizo uso de la herramienta de diseño *KiCad*, para esta se tomo en cuenta el esquemático de la figura 1 y se modifico obteniendo la figura 3.

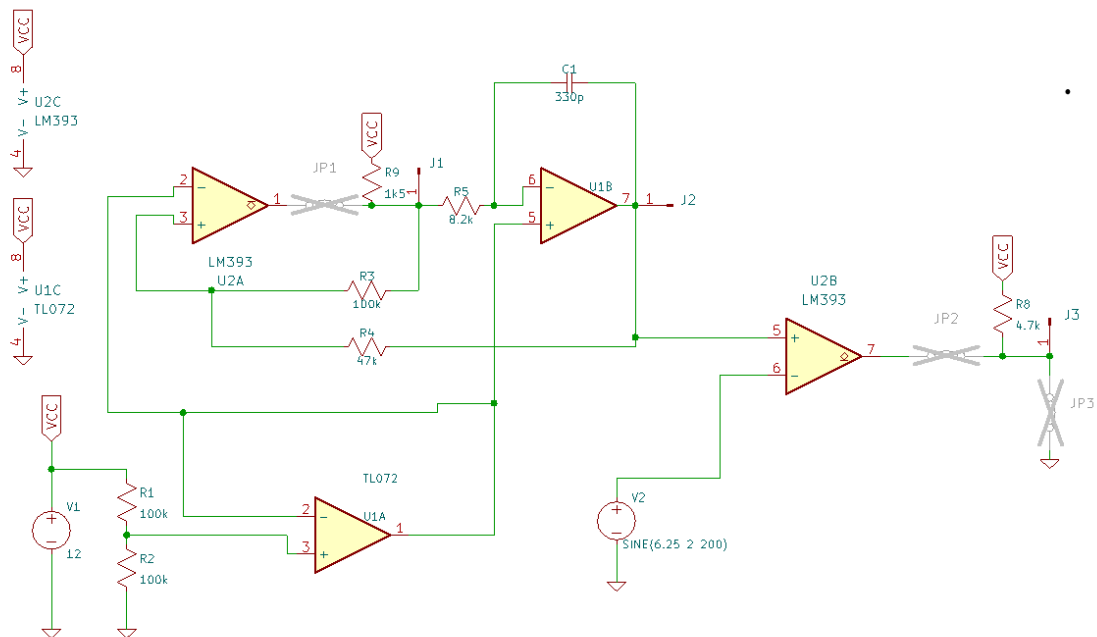


Figura 3: Esquemático diseño PCB.

Se tomaron en cuenta las configuraciones de pines de los circuitos integrados LM393 y TL072, las cuales fueron verificadas mediante la consulta de sus respectivas hojas de datos. Esto permitió asegurar una conexión correcta de cada terminal según su función específica, como entradas, salidas y alimentación.

Otro aspecto que se consideró para facilitar la medición del circuito fue la inclusión de pines en las salidas de los bloques 1, 3 y 4, con el objetivo de poder observar y analizar las señales generadas de la onda cuadrada, onda triangular y señal PWM, respectivamente.

Dado que el LM393 posee una corriente de salida relativamente baja, se añadieron jumpers en sus salidas con el fin de medir la corriente que circulaba por estas y confirmar que se mantuviera dentro de los valores tolerables especificados por el fabricante. Además, considerando que la salida de la señal PWM se conectaría posteriormente a un gate driver cuya resistencia de entrada no se conocía con precisión, se optó por sustituir la resistencia de salida por pines hembra. Esto permitió realizar mediciones con distintos valores de resistencia y ajustar el diseño de acuerdo con los requerimientos reales del sistema.

Finalmente, dado que se trató de un prototipo de prueba, se decidió incorporar zócalos para ambos circuitos integrados. Esta decisión facilitó la verificación del correcto funcionamiento de los componentes y permitió su reemplazo de forma sencilla en caso de fallas, así como la posibilidad de probar otros componentes en caso de requerir mejores características.

Para el diseño de la PCB considerando que el circuito operaba con corrientes muy bajas, se utilizaron pistas con un ancho de 0,7 mm y márgenes de separación de 1 mm. El circuito fue implementado sobre una placa de 50×50 mm. Como resultado, se obtuvo la capa trasera mostrada en la figura 4.



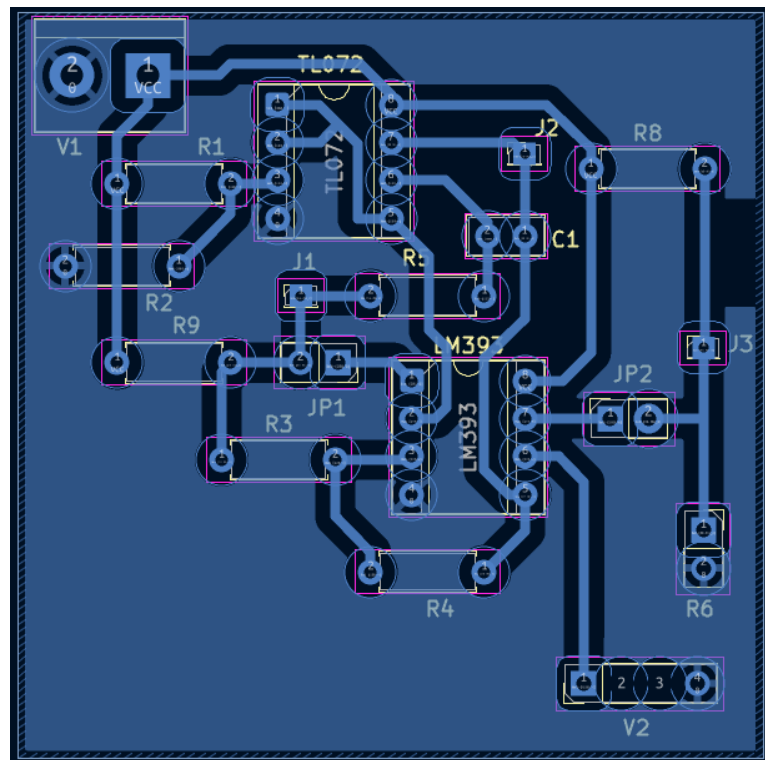


Figura 4: Capa de cobre trasera del PCB.

Debido a que el circuito manejaba valores de frecuencia relativamente altos, se tomó la precaución de evitar cualquier lazo, tanto en la línea de tensión como en la de tierra, que pudiera generar efectos parásitos e interferencias electromagnéticas en el circuito. Se puede ver en la figura 5 la parte superior de la PCB con las huellas de los componentes usados.

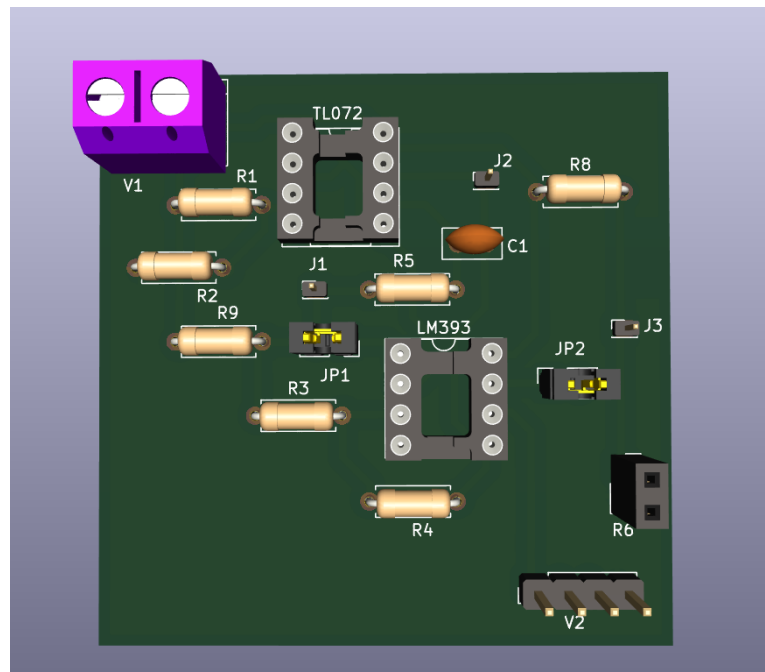


Figura 5: Parte superior del PCB.

Mediante el método de transferencia de tinta sobre la placa de cobre y la aplicación de cloruro férrico, se

logró crear las pistas de cobre en la cara trasera de la placa. Posteriormente, se realizaron las perforaciones necesarias para el montaje de los componentes. Para la fabricación del prototipo, se seleccionaron componentes que fueran lo más similares posible a los utilizados en la simulación, con el fin de asegurar una mayor correspondencia entre el diseño teórico y la implementación práctica. Se puede ver el resultado final de PWM en las figuras 6 y 7.

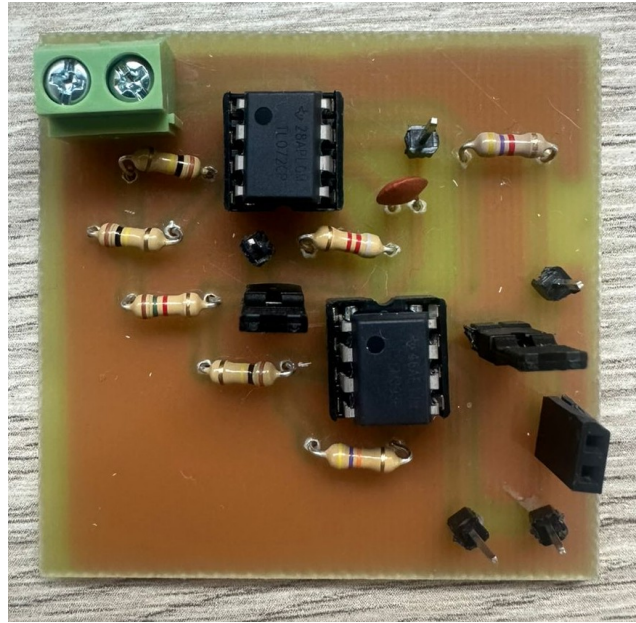


Figura 6: Capa superior del PCB.

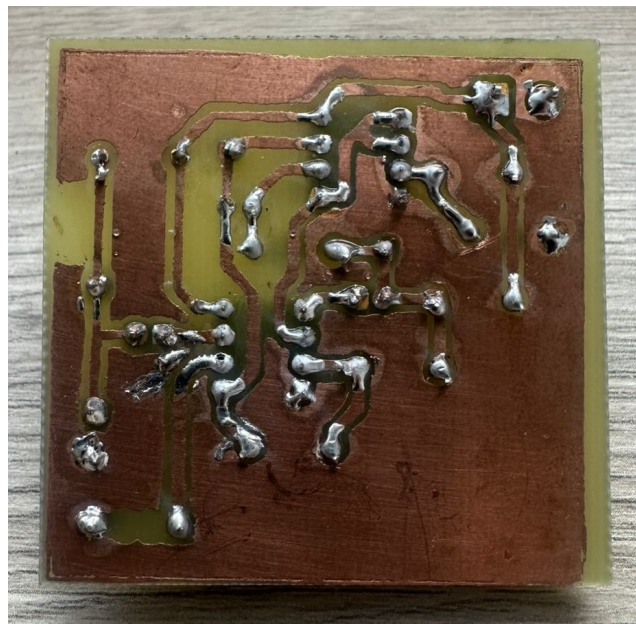


Figura 7: Capa inferior del PCB.

### 2.3. Mediciones del circuito PWM

Para poder chequear el correcto funcionamiento del circuito PWM, se midieron la señal cuadrada, triangular y el patrón PWM generado. Además, se midió la señal senoidal utilizada de referencia para la comparación. Para esto se utilizó un generador de señales, para generar la señal de referencia a comparar con la señal triangular,

una fuente de tensión para alimentar el circuito y un osciloscopio para medir las señales. También se utilizó un multímetro para chequear la tensión configurada en la fuente de continua y la tensión de referencia  $V_{ref}$  del circuito. La figura 8 muestra el banco de medición utilizado. Además de colocar la punta sobre la carga para medir la salida del circuito, se midió la señal cuadrada y triangular generada y la señal senoidal configurada en el generador de funciones.

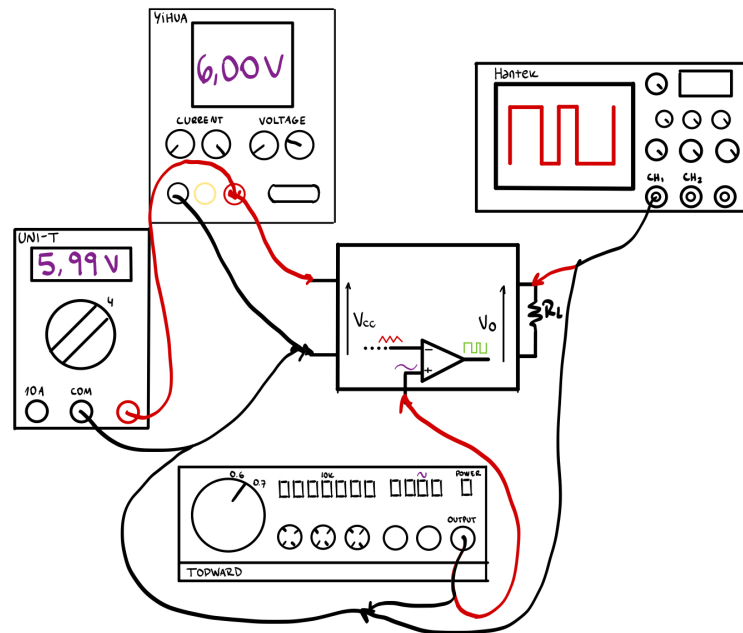


Figura 8: Banco de medición del circuito PWM.

Para las mediciones, se buscó observar la forma de las funciones para ver qué tanto se asemejan a las ideales. Además, se midió la amplitud y la frecuencia de ellas para comparar con lo obtenido en la simulación. El patrón de PWM se midió a circuito abierto, simulando el caso en el cual se utilizará más adelante, con impedancias muy elevadas del gate driver. También se midió con una  $R_L = 4,7\text{k}\Omega$  igual a su resistencia de pull-up, esperando que en la salida, en el nivel alto, caiga a la mitad de  $V_{CC}$ . En las siguientes figuras se grafican las señales medidas con el osciloscopio.

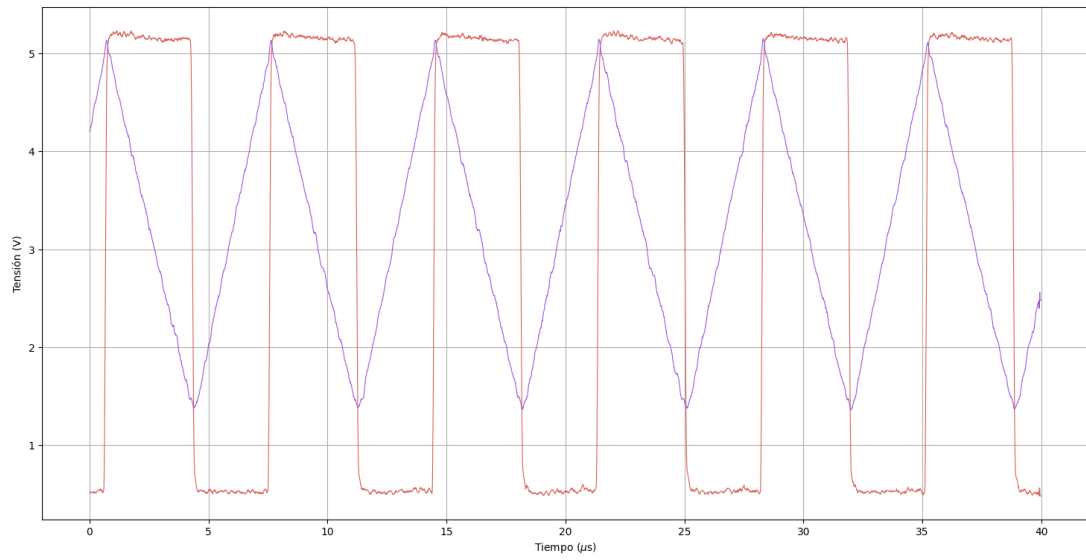


Figura 9: Señal cuadrada y triangular generadas en el circuito PWM medidas.

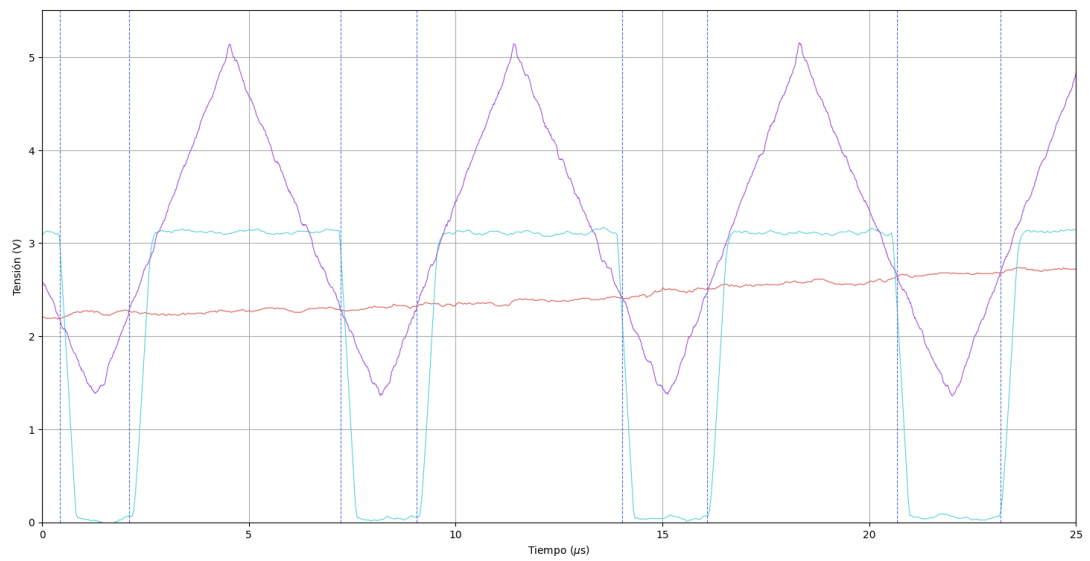
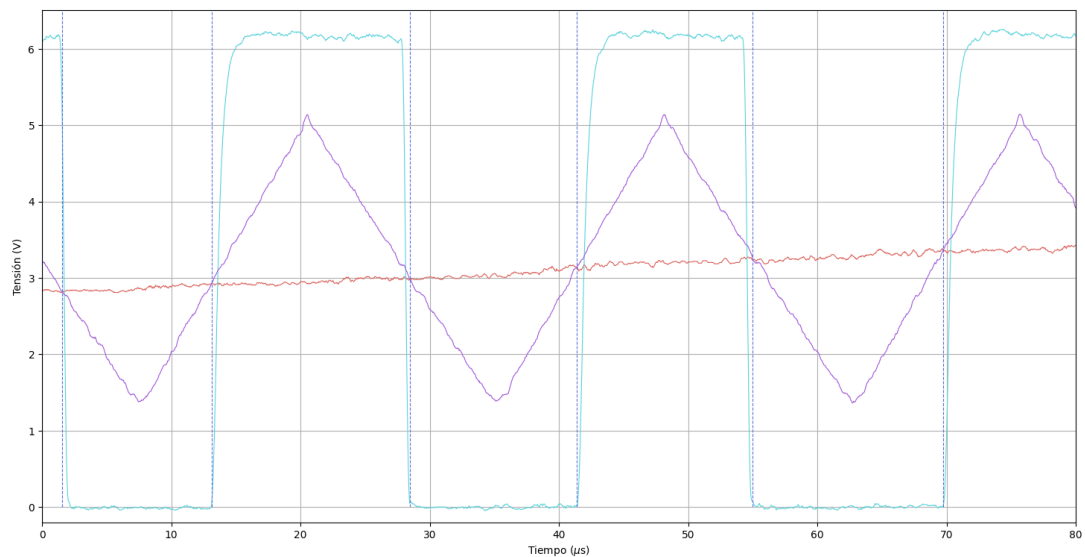


Figura 10: Señal PWM medida con una carga  $R_L = 4,7\text{ k}\Omega$

Figura 11: Señal PWM medida con una carga  $R_L \rightarrow \infty$ .

Asimismo, en las tablas 3 y 4 se muestran los resultados obtenidos en cuanto a amplitudes pico a pico y frecuencias de las señales medidas en comparación con las simuladas. Las variaciones porcentuales son de los resultados medidos respecto de los simulados. Estos resultados fueron obtenidos con una  $V_{CC} = 5,99\text{ V}$  y  $V_{\text{ref}} = 2,98\text{ V}$  medidas.

Señal	Amplitud medida	Amplitud simulada	Variación porcentual
Cuadrada	5,50 V	5,53 V	0,54 %
Triangular	3,63 V	3,34 V	8,68 %
Senoidal	1,92 V	2,00 V	-
PWM ( $R_L = 4,7\text{ k}\Omega$ )	3,01 V	3,00 V	0,33 %
PWM ( $R_L \rightarrow \infty$ )	6,01 V	6,00 V	0,17 %

TABLA 3: TABLA DE DATOS DE MEDICIONES DE AMPLITUD DEL CIRCUITO PWM EN COMPARACIÓN CON LO SIMULADO.

Señal	Frecuencia medida	Frecuencia simulada	Variación porcentual
Cuadrada / Triangular	137,9 kHz	136,8 kHz	0,80 %
Senoidal	7,1 kHz	6,8 kHz	-

TABLA 4: TABLA DE DATOS DE MEDICIONES DE FRECUENCIA DEL CIRCUITO PWM EN COMPARACIÓN CON LO SIMULADO.

Se comprobó el funcionamiento del circuito PWM, observando la señal triangular y cuadrada generada y el patrón PWM en la salida. Particularmente, la tensión del nivel bajo del PWM resultó ser de 60 mV y de nivel alto a lazo abierto de 6,07 V, comprobando de esta manera que es apta la salida para conectar posteriormente al gate driver.

### 3. Fuente buck a lazo abierto

#### 3.1. Diseño

Para el diseño de la fuente reguladora conmutada se usan dos transistores MOSFET como llaves para lograr una conmutación sincrónica. El circuito diseñado es el siguiente.

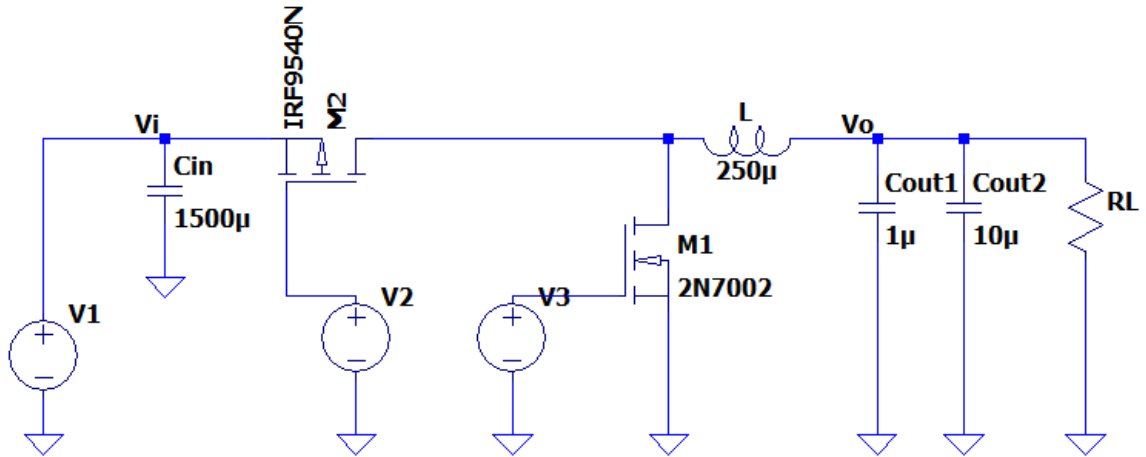


Figura 12: Esquemático de la fuente buck

De los componentes, se pone un capacitor de entrada para entregar energía a la hora de conmutar las compuertas, dos transistores mosfet para usar de compuerta lógica, dos capacitores de salida en paralelo y una inductancia  $L$  que actúa como fuente cuando conmuta el circuito.

Los capacitores de salida, almacenan energía y la liberan al momento de conmutar el circuito, de esta manera disminuye el rizado a la salida. El capacitor mas pequeño es mas sensible a variaciones a la salida y puede responder rápidamente mientras que el capacitor más grande puede almacenar más energía. La razón por la cual se ponen 2 capacitores en vez de uno grande es además para lograr una reducción del ESR (Equivalent Series Resistance), que modela las pérdidas resistivas de un capacitor. Al modelarse con una resistencia, sabemos que estando en paralelo la resistencia equivalente del paralelo es a los sumo la mitad de la mas pequeña. Entonces, al agregar un capacitor pequeño en paralelo, se logran minimizar estas pérdidas resistivas.

Con respecto a los transistores, en primera instancia se quieren mosfet tal que el rendimiento del circuito se mantenga en  $85 < \eta < 95$ . Esto se logra eligiendo dos mosfet con alta resistencia de entrada; para obtener un  $V_{DS}$  que encienda los transistores y conmuten las compuertas las fuentes,  $V_{in}$  y  $L$  depende en que ciclo esté el circuito, se necesita entregar poca corriente y se logra una conmutación más rápida con menos corriente. A la hora de ver el rendimiento, esto lo mejora ya que  $V_1$  tiene que entregar poca corriente a pesar de manejar valores mucho mas altos de tensión que la salida. El inductor va a tener que ser tal que se mantenga en modo continuo entre conmutaciones y los capacitores deben poder entregar la energía necesaria, y en el caso de los de salida, ayudar a disminuir el ripple.

Para el valor del inductor, se tienen en cuenta los ciclos de carga ( $\Delta t_1$ ) y descarga ( $\Delta t_2$ ) del inductor. Para el ciclo de carga,  $V_2, V_3$  están apagadas. Entonces, se cumple en M2 que  $V_{GS} < 0$ . Cargado el capacitor,  $V_{GS} = -12V$  y comparando con el  $V_T = -4V$  del modelo de spice,  $V_{GS} - V_T < V_{DS}$  y el mosfet está en conducción. Luego, M1 se encuentra en corto con GND, por lo que no se enciende. Para el ciclo de descarga,  $V_1 = V_2 = V_3$  y M2 esta cortocircuitado a VCC, no se enciende. Luego,  $V_{GS_{M1}} = 12V$  y se enciende. Se descarga debido al sentido de circulación que impone M1. De esta manera se obtiene que en un ciclo de trabajo,  $V_S = V_E \Delta t_1 / (\Delta t_1 + \Delta t_2) = V_E \cdot D$ . Imponiendo que el inductor sea tal que la corriente que le atraviesa conmuta de manera triangular, se obtiene que

$$L = \frac{1(1-D)V_S}{2f(I_{LMAX} - I_S)} \rightarrow I_S = 2I_{SMIN} \rightarrow L = \frac{(1-D)V_S}{2fI_{SMIN}} \quad (1)$$

Para obtener de (1) el valor de inductancia que cumple modo continuo, se refiere a la hoja de especificación de la buck. Se tiene que  $V_S = 9,5V$ ,  $I_{SMIN} = 100mA$  y  $120kHz < f < 140kHz$ . Como la señal de entrada va a ser del PWM, se toma  $f = 137kHz$ . Con respecto a  $D$ , como  $12V < V_{in} < 30V$ , se toma el valor mas chico ya que al ser proporcional a  $(1-D)$ , y teniendo en cuenta que el inductor implementado tendrá que ser un poco mayor, se toma el valor mas chico de  $D$  para obtener el valor mas grande de  $L$ . De esta manera para todos los casos donde el cálculo da menor, se garantiza el funcionamiento usando el  $L_{critico}$  obtenido. Entonces, reemplazando en (1):

$$L = \frac{(1 - 0,317) \cdot 9,5V}{2 \cdot 137kHz \cdot 100mA} = 237\mu Hy \quad (2)$$

La ecuación (2) resulta menor que lo obtenido en el diseño del inductor, lo que es bueno porque el  $L$  implementado deberá ser mayor al calculado. Aunque debería funcionar para valores mayores de  $L$ , para poder caracterizar y comparar el circuito una vez implementado se simula el circuito con  $L = 310\mu H$ .

Se estima que la ESR de un capacitor de  $1\mu F$  e de  $2,4\Omega$ , y la de un capacitor de  $10\mu F$  es de  $11\Omega$ , Entonces la ESR del paralelo es de

$$ESR = \frac{ERS_1 \cdot ESR_2}{ESR_1 + ESR_2} = \frac{11\Omega \cdot 2,4\Omega}{11\Omega + 2,4\Omega} \approx 1,97\Omega \ll 11\Omega$$

Luego, el capacitor de entrada se obtiene calculando

$$C_{IN} = \frac{P_{IN}}{f \cdot V_{ripple}} = \frac{I_{out} \cdot V_{out}}{\eta \cdot f \cdot V_{ripple}} \quad (3)$$

Tenemos todos los valores, menos el ripple que se puede tomar el mejor valor medido,  $V_{ripple} = 5mV$ ,. Luego, asumiendo un  $\eta = 90$  como valor medio y teniendo en cuenta que  $100mA < I_{out} < 1A$ , reemplazando en (3) se obtiene el siguiente rango de capacitores de entrada:

$$C_{inMIN} = \frac{0,1A \cdot 9,5V}{0,9 \cdot 130kHz \cdot 0,005V} = 1,62mF$$

$$C_{inMAX} = \frac{1A \cdot 9,5V}{0,9 \cdot 130kHz \cdot 0,005V} = 16,2mF$$

Para las simulaciones, se optó por un capacitor de  $1500\mu F$  ya que un valor demasiado grande puede afectar el tiempo de respuesta del circuito.

### 3.2. Simulación

Con los componentes definidos, se procede a la simulación

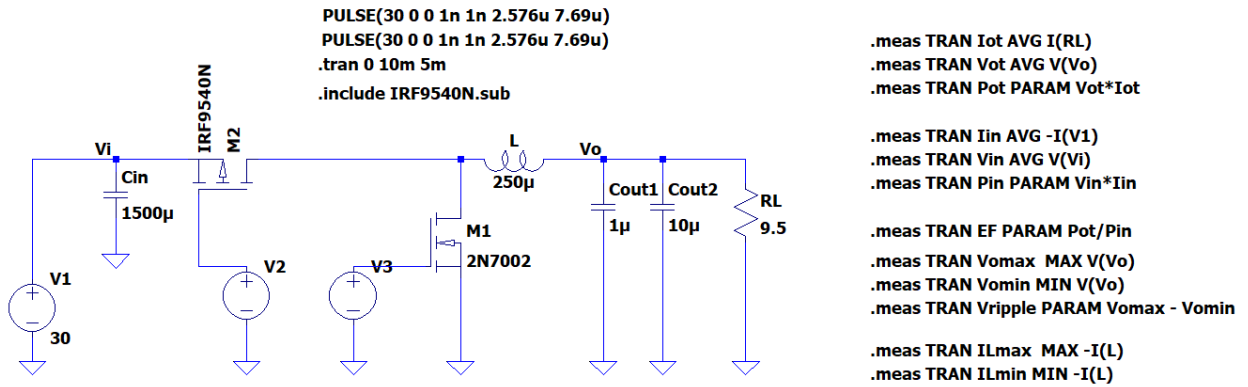


Figura 13: Simulación de la fuente buck

Para los valores especificados de funcionamiento, se obtiene como señal de salida una senoidal con un tiempo transitorio y un estacionario, donde oscila alrededor de los  $9,5V$ .



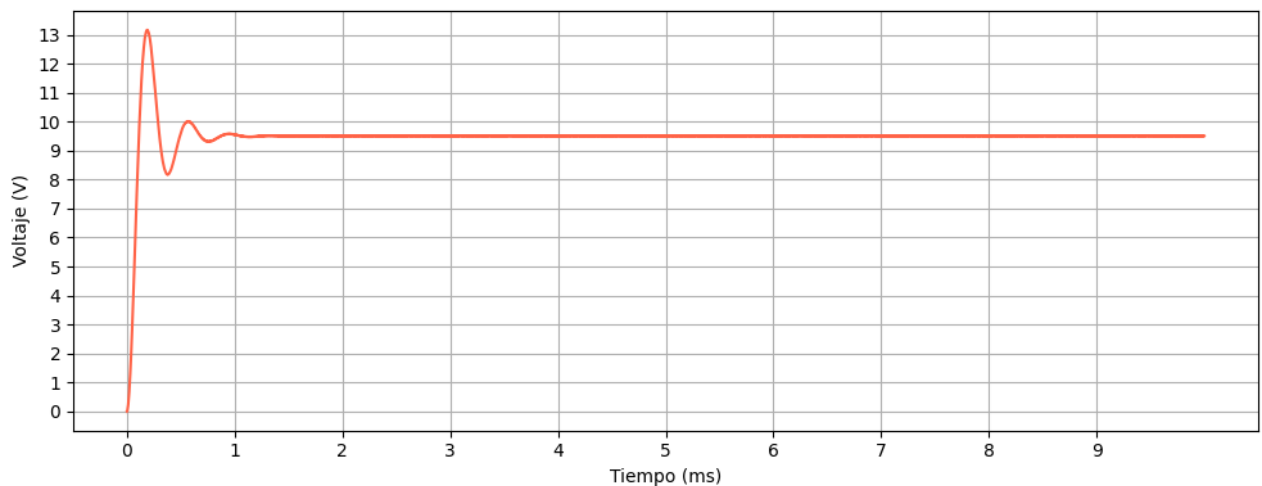
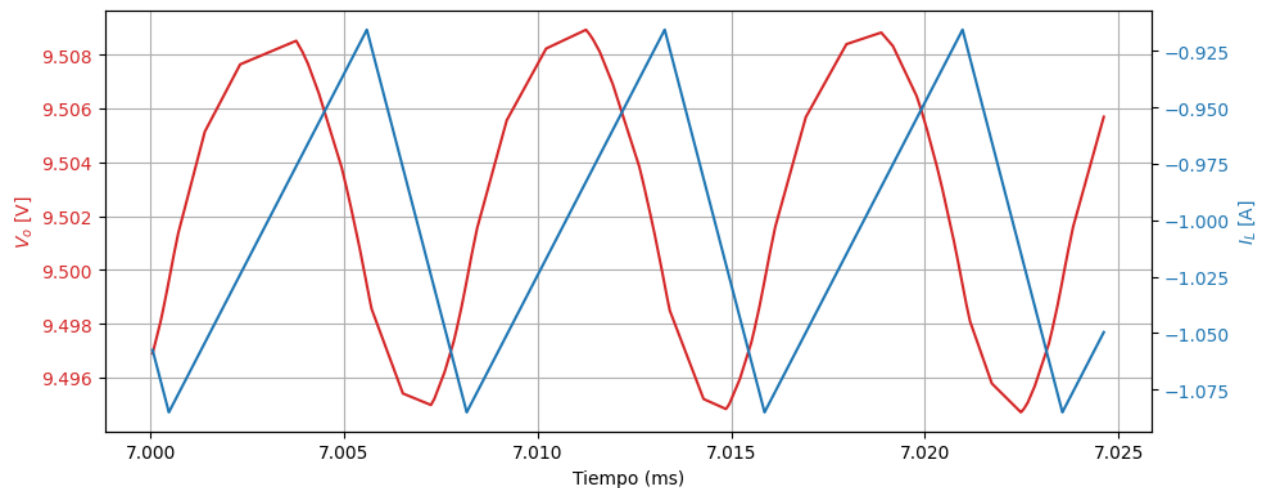


Figura 14: Señal de salida obtenida

Se puede ver de la figura 14 que el transitorio se estabiliza después de  $1ms$ , lo que es bastante pero sirve para la aplicación que se le dará al regulador. Igualmente se tiene que tener a consideración este tiempo por el sobrepico en los 13V, este sobrepico no está regulado y podría causar problemas en la carga si esta no puede soportar ese nivel de tensión. Para controlar esto, como se menciona, se puede poner un zener en paralelo a la salida, que tenga una  $V_{MAX}$  compatible con lo que pueda soportar la carga. En otro caso, se recomienda energizar el circuito y luego conectarlo.

Con respecto a las formas de la onda, tanto la tensión de salida  $V_o$  y la corriente del inductor  $I_L$ , se grafica en el estacionario.

Figura 15: Forma de la salida para  $R_L = 9,5\Omega$ ,  $V_{in} = 30V$ 

De la figura (15) se puede ver que la tensión a la salida es senoidal y la corriente del inductor  $I_L$  no se plancha a la hora de conmutar el circuito, es decir se mantiene en modo continuo como fue diseñado.

Para ver el comportamiento del circuito para  $0,1A < I_{out} < 1A$  se fue variando  $R_L$  entre  $9,5\Omega$  y  $95\Omega$  fijando la tensión de entrada para el valor mínimo,  $V_{in} = 12V$ , y el máximo,  $V_{in} = 30V$ . En la simulación, se empieza aguardar la información a partir de los  $5ms$ , esto es para obtener la información del circuito cuando está bien asentado en el estacionario. Combinando las diferentes entradas y salidas, se obtienen las siguientes tablas que caracterizan las combinaciones de funcionamiento.



Magnitud	$V_{in} = 30V$		$V_{in} = 12V$		Unidad
	$R_L = 95\Omega$	$R_L = 9,5\Omega$	$R_L = 95\Omega$	$R_L = 9,5\Omega$	
$V_{in}$	30	30	12	12	V
$I_{in}$	34,38	337,89	80,01	813,67	mA
$P_{in}$	1,03	10,13	0,96	9,76	W
$V_{out}$	9,49	9,50	9,50	9,5	V
$I_{out}$	99,98	1,00	0,10	1,00	A
$P_{out}$	0,94	9,50	0,95	9,50	W
$\eta$	0,920	0,937	0,989	0,973	-
$t_{on}$	2,45	2,57	6,11	6,25	$\mu s$
$t_{on/off}$	0,46	0,50	3,86	4,33	-
$I_{Lmin}$	18,27	915,56	65,02	976,29	mA
$I_{Lmax}$	181,76	1085,06	133,24	1024,18	mA
$V_{ripple}$	19,3567	18,4383	54,3613	5,19276	mV

TABLA 5: COMPARACIÓN DE PARÁMETROS PARA DIFERENTES VALORES DE  $V_{in}$  Y  $R_L$ 

### 3.3. Diseño del PCB de la buck

Se mantuvo un diseño pequeño, con un L genérico grande para implementarlo después y una salida en forma de pines para luego alimentar la etapa lineal.

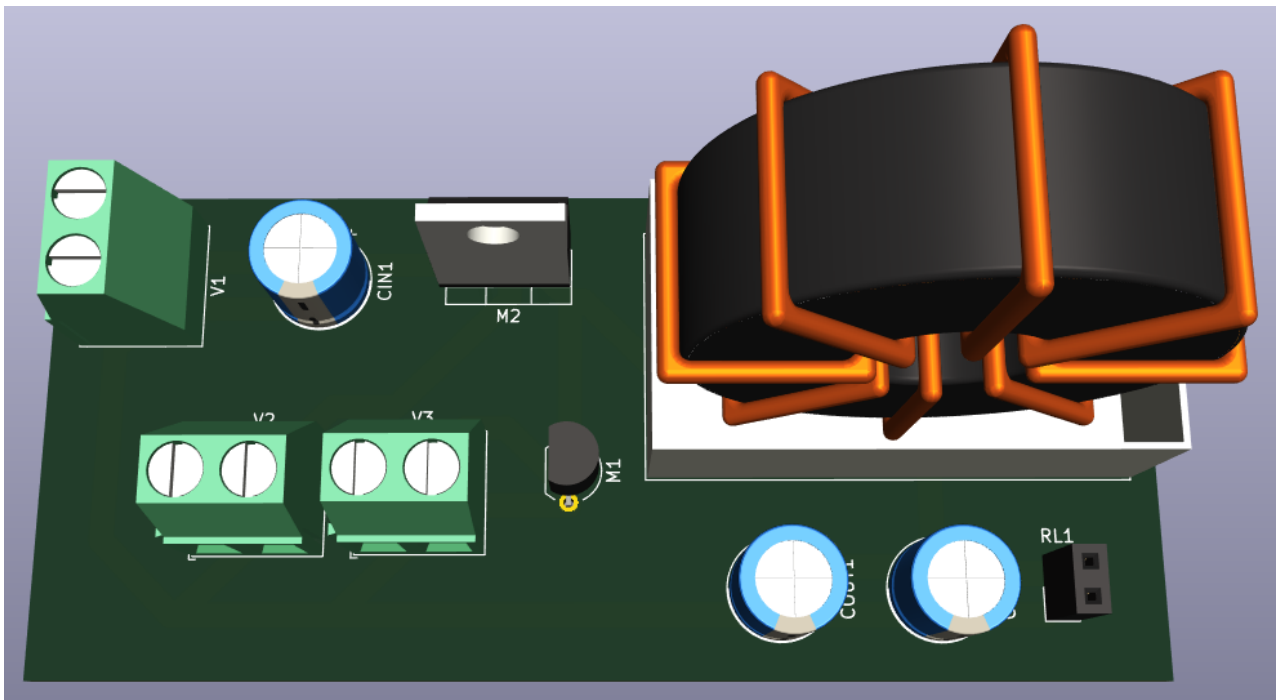


Figura 16: Vista superior del PCB de la BUCK

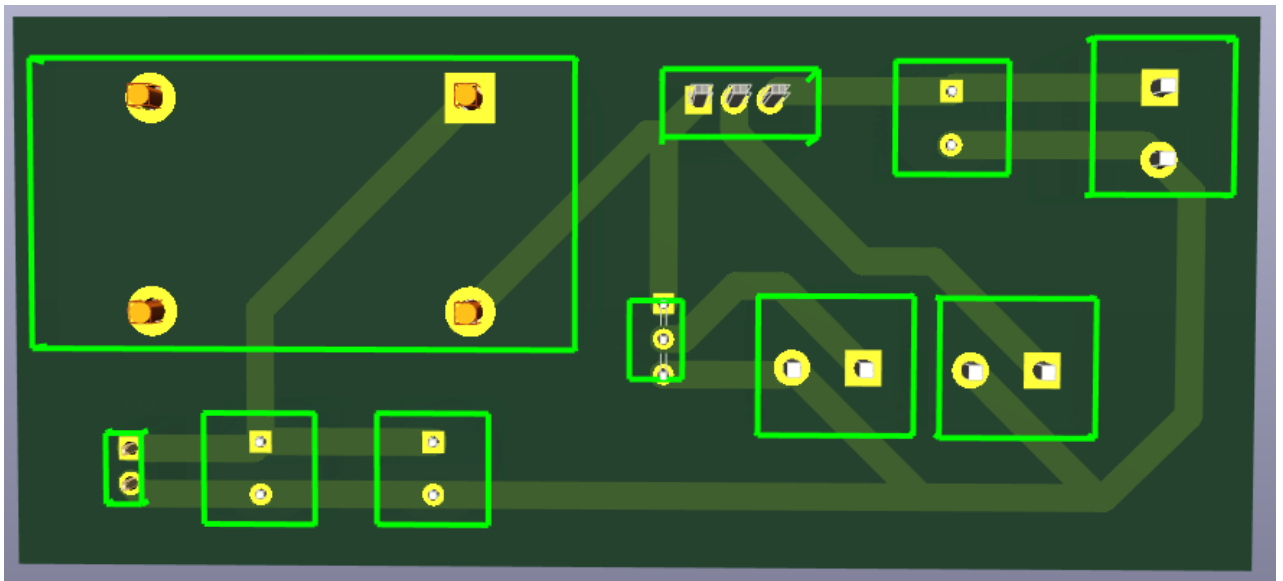


Figura 17: Vista Inferior del PCB de la BUCK

#### 4. Diseño del inductor

En esta sección se detallará el proceso de elección y construcción del inductor, donde inicialmente se tomará una inductancia  $L$  para la cual el Buck funcione correctamente, y va a usar el Método de Erickson, el cual su implementación se la detalla en la sección 6.2 ubicada en el anexo.

Este método necesita ya conocer la inductancia  $L$ , la corriente DC  $I_{DC}$ , la corriente máxima del inductor  $I_{LMAX}$ , densidad máxima de flujo operativo  $B_{MAX}$ , la potencia máxima del cobre  $P_{cuMAX}$  y la frecuencia de operación  $f$ .

Se hizo un análisis para valores medios, que se encuentran en la tabla 6, como medida de verificación, se verán los valores extremos, que se encuentran en la tabla 7, en los cuales se contempla el peor caso.

Parámetro	Valores
Inductancia $L$	250 $\mu$ H
Corriente DC $I_{DC}$	1,5 A
Corriente máxima del inductor $I_{LMAX}$	1,58 A
Densidad máxima de flujo operativo $B_{MAX}$	300 mT
Frecuencia de operación $f$	130 kHz
Potencia máxima del cobre $P_{cuMAX}$	1 W

TABLA 6: VALORES PROMEDIOS ESPERADOS PARA EL INDUCTOR.

Parámetro	Valores
Inductancia $L$	310 $\mu$ H
Corriente DC $I_{DC}$	1,5 A
Corriente máxima del inductor $I_{LMAX}$	1,58 A
Densidad máxima de flujo operativo $B_{MAX}$	250 mT
Frecuencia de operación $f$	120 kHz
Potencia máxima del cobre $P_{cuMAX}$	1 W

TABLA 7: VALORES EXTREMOS ESPERADOS PARA EL INDUCTOR, SE CONTEMPLA TODOS LOS PEORES CASOS.

Como se mencionó anteriormente, se utilizará el método de Erickson en el cual se determina el núcleo y las dimensiones del cable a usar, un resumen de los valores obtenidos por el método se encuentra en la sección

6.3 ubicada en el anexo. Para los valores medios, se determinó que el núcleo es un EE30 y un cable AWG#17, cuyos valores están definidos en la table 8 y tabla 9, respectivamente.

Core type (A)	Geometrical constant $K_g$ [cm <sup>5</sup> ]	Cross-sectional area $A_c$ [cm <sup>2</sup> ]	Bobbing winding area $W_A$ [cm <sup>2</sup> ]	Mean length per turn MLT [cm]	Magnetic path length $l_m$ [cm]
EE30	$85,7 \cdot 10^{-3}$	1,09	0,476	6,60	5,77

TABLA 8: VALORES NECESARIOS PARA EL MÉTODO DE ERICKSON DEL NÚCLEO EE30.

AWG	Bare area [10 <sup>-3</sup> cm <sup>2</sup> ]	Diameter [cm]
17	10,39	0,122

TABLA 9: VALORES NECESARIOS PARA EL MÉTODO DE ERICKSON DEL CABLE AWG#17.

El primer paso del método es el calculo de la resistencia máxima del alambre a usar, este se calcula usando la ecuación (4), dando un valor  $0,44 \Omega$ .

$$R_{cu_{max}} = \frac{P_{cu_{max}}}{I_{DC}^2} \quad (4)$$

El siguiente paso es el calculo de la constante geométrica del núcleo, la cual se puede acotar inferiormente para tener, la cual se calcula usando la ecuación (5), tomando un valor de  $K_u = 0,33$  da un valor de  $2 \cdot 10^{-3} \text{cm}^5$  y como el núcleo elegido tiene un valor de  $K_g = 85,7 \cdot 10^{-3} \text{cm}^5$ , se cumple la cota inferior y es un núcleo válido para usar.

$$K_g = \frac{A_c^2 W_A}{\text{MLT}} \geq \frac{\rho_{cu} L^2 I_{L_{MAX}}^2}{B_{MAX}^2 R_{cu_{max}} K_u} 10^8 \quad (5)$$

Habiendo confirmado el núcleo elegido, se puede calcular la valor de entrehierro, este se calcula usando la ecuación (6), dando un valor de aproximadamente 0,08 mm.

$$l_g = \frac{\mu_0 L I_{L_{MAX}}^2}{B_{MAX}^2 A_c} 10^4 \quad (6)$$

Luego, se puede calcular la cantidad de vueltas, la cual se puede calcular de dos formas expresadas en la ecuación (7), dando el valor de 13 vueltas.

$$n_l = \begin{cases} \left\lceil \sqrt{\frac{L l_g}{A_c \mu_0}} \right\rceil \\ \left\lceil \frac{K I_{L_{MAX}}}{B_{MAX} A_c} 10^4 \right\rceil \end{cases} \quad (7)$$

Conociendo estos datos, se puede calcular una cota superior a sección de alambre, para poder elegir un grosor de alambre adecuado, la cual se puede calcular en la ecuación (8), dando un valor de  $12 \cdot 10^3 \text{cm}^2$ . y como el cable elegido tiene un valor de  $A_W = 10,39 \cdot 10^{-3} \text{cm}^2$ , se cumpla la cota superior y es un cable válido para usar.

$$A_W \leq \frac{K_u W_A}{n_l} \quad (8)$$

Como último paso se tiene que verificar que las suposiciones que se hicieron siguen siendo validas. Para eso se calcula el valor de la resistencia del bobinado, usando la ecuación (9) la cual resulta  $0,014 \Omega$  cumple que es menor al máximo calculado previamente, se calcula la densidad de corriente, usando la ecuación (10) la cual da  $1,511 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$  y al ser menor de  $5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$  se cumple la verificación, y por último, se calcula que el núcleo no saturate, usando la ecuación (11) la cual resulta  $0,33 \text{T}$  y al ser menor a  $0,4 \text{T}$  se cumple la verificación.

$$R_{cu} = \frac{\rho_{cu} n_l \text{MLT}}{A_W} \quad (9)$$

$$\sigma_{IL} = \frac{I_{L_{MAX}}}{A_W} \quad (10)$$

$$B_{MAX} = \frac{\mu_0 n_l I_{L_{MAX}}}{l_g} \quad (11)$$

En forma de resumen, se obtiene la tabla 10, la cual muestra si necesita un valor mínimo o máximo que puede tomar.

Parámetro	Valor mínimo	Valor medio	Valor máximo
Resistencia del bobinado [ $\Omega$ ]	-	0,014	0,44
Constante geométrica [ $10^{-3} \text{ cm}^5$ ]	2	85,7	-
Entrehierro [mm]	-	0,08	-
Cantidad de vueltas	-	13	-
Sección de alambre $10^{-3} [\text{cm}^2]$	-	10,39	12
Densidad de corriente [ $\frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ ]	-	1,511	5
Campo magnético [T]	-	0,33	0,4

TABLA 10: RESULTADOS OBTENIDOS DEL ANÁLISIS DE LOS VALORES PARA EL NÚCLEO EE30 Y CABLE AWG#17

Como se mencionó anteriormente, se puede hacer el mismo análisis para el caso extremo con los valores dados por la tabla 7, el cual resulta en el mismo núcleo pero con un cable AWG#18, con los valores definidos en la tabla 11.

AWG	Bare area [ $10^{-3} \text{ cm}^2$ ]	Diameter [cm]
18	8,228	0,109

TABLA 11: VALORES NECESARIOS PARA EL MÉTODO DE ERICKSON DEL CABLE AWG#18.

Realizando el mismo procedimiento para los nuevos valores se obtiene la tabla 12 de resultados.

Parámetro	Valor mínimo	Valor medio	Valor máximo
Resistencia del bobinado [ $\Omega$ ]	-	0,025	0,44
Constante geométrica [ $10^{-3} \text{ cm}^5$ ]	4,5	85,7	-
Entrehierro [mm]	-	0,14	-
Cantidad de vueltas	-	18	-
Sección de alambre $10^{-3} [\text{cm}^2]$	-	8,228	8,73
Densidad de corriente [ $\frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ ]	-	1,908	5
Campo magnético [T]	-	0,252	0,3

TABLA 12: RESULTADOS OBTENIDOS DEL ANÁLISIS DE LOS VALORES PARA EL NÚCLEO EE30 Y CABLE AWG#18

Finalmente se tomó la decisión de usar el núcleo EE30 con el cable AWG#18, para asegurar el correcto funcionamiento incluso en las condiciones de nuestro circuito que sean lo menos favorables para el inductor, como también contemplando las aproximaciones tomadas y las dispersiones de los valores en cuanto a la geometría del núcleo, la densidad del cobre para el cable, entre otros.

## 5. Conclusiones

Para el PWM se logró observar en las mediciones resultados muy cercanos a los calculados teóricamente para el diseño, validando así la eficiencia de los criterios y cálculos realizados. Con esto se puede obtener una comprensión del circuito para modificar parámetros importantes del PWM como pueden ser la frecuencia de

oscilación de la onda triangular o la amplitud de la señal de salida, esto mediante el cambio de componentes específicos en el circuito.

Para el diseño del inductor se decidió optar por una elección más conservadora de la inductancia del inductor, la cual tiene en cuenta las aproximaciones en los cálculos hechos, como las dispersiones de los valores de los elementos que se utilizarán en la construcción del mismo como los componentes del circuito que derivan en los valores utilizados en el método.

## 6. Anexo

### 6.1. Cálculos de la implementación PWM

#### 6.1.1. Cálculo de la amplitud de la señal triangular

Se realizan los cálculos a partir del esquemático de la figura 18.

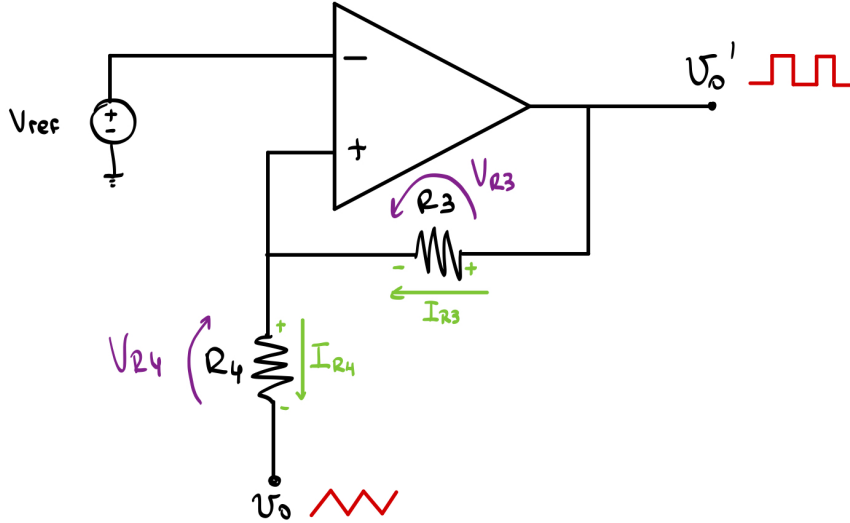


Figura 18: Esquemático para el cálculo de la amplitud de la señal triangular.

Se aproxima que la tensión diferencial de las entradas del operacional es pequeña, por lo que la tensión en la entrada no inversora es aproximadamente  $V_{\text{ref}}$ . Además, se considera que la corriente en cada entrada del operacional es prácticamente nula. Teniendo esto en cuenta la corriente que circula por  $R_3$  (y por ende por  $R_4$ ) será:

$$I_{R_3} = \frac{v_o' - V_{\text{ref}}}{R_3} = I_{R_4}$$

La tensión que cae sobre  $R_4$  se puede expresar como:

$$V_{R_4} = V_{\text{ref}} - v_o = I_{R_4} \cdot R_4 = \frac{v_o' - V_{\text{ref}}}{R_3} \cdot R_4$$

De acá es posible despejar  $v_o$  en función de  $v_o'$ :

$$v_o = V_{\text{ref}} \left[ 1 + \frac{R_4}{R_3} \right] - v_o' \frac{R_4}{R_3}$$

Considerando  $V_{\text{min, cuadrada}}$  y  $V_{\text{max, cuadrada}}$  los valores de tensión máximos y mínimos de la señal cuadrada generada a partir del comparador en el bloque 2 de la figura 1, los valores máximos y mínimos de la triangular quedan determinados de la siguiente manera:

$$V_{\text{min, triangular}} = v_o|_{v_o' = V_{\text{max, cuadrada}}} = V_{\text{ref}} \left[ 1 + \frac{R_4}{R_3} \right] - V_{\text{max, cuadrada}} \frac{R_4}{R_3} \quad (12)$$

$$V_{\text{max, triangular}} = v_o|_{v_o' = V_{\text{min, cuadrada}}} = V_{\text{ref}} \left[ 1 + \frac{R_4}{R_3} \right] - V_{\text{min, cuadrada}} \frac{R_4}{R_3}$$

### 6.1.2. Cálculo de la frecuencia de la señal triangular

El bloque integrador (bloque 3) cumple con la siguiente relación entre entrada y salida del operacional:

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{1}{R \cdot C}(v'_o - V_{\text{ref}})$$

Evalutando  $v'_o$  en los valores máximos y mínimos que toma la señal cuadrada se puede calcular la derivada de  $v_o$  que será la pendiente de las rectas ascendente y descendente que conforman la señal triangular.

$$\left. \frac{dv_o(t)}{dt} \right|_{v'_o = V_{\text{max, cuadrada}}} = -\frac{1}{R \cdot C}(V_{\text{max, cuadrada}} - V_{\text{ref}})$$

$$\left. \frac{dv_o(t)}{dt} \right|_{v'_o = V_{\text{min, cuadrada}}} = -\frac{1}{R \cdot C}(V_{\text{min, cuadrada}} - V_{\text{ref}})$$

Como  $V_{\text{max, cuadrada}} > V_{\text{ref}} > V_{\text{min, cuadrada}}$ , la primera pendiente será ascendente y la segunda será descendente. Idealmente, si se tomara  $V_{\text{max, cuadrada}} = V_{CC}$  y  $V_{\text{min, cuadrada}} = 0\text{V}$ , como  $V_{\text{ref}} = \frac{V_{CC}}{2}$  ambas pendientes tendrán el mismo valor absoluto de  $\frac{V_{CC}}{2RC}$ . Fuera de esta situación ideal, ya sea que  $V_{\text{ref}}$  no sea la mitad de  $V_{CC}$  o que los valores mínimos y máximos de la cuadrada no sean  $V_{CC}$  y  $0\text{V}$ , las pendientes de la triangular tomarían distintos valores y ya no sería simétrica. El valor medio de la señal será  $V_{\text{ref}}$ , este es su offset. Tanto la cuadrada como la triangular tienen igual frecuencia, y en un gráfico en el tiempo se esperaría ver lo que se muestra en la figura 19.

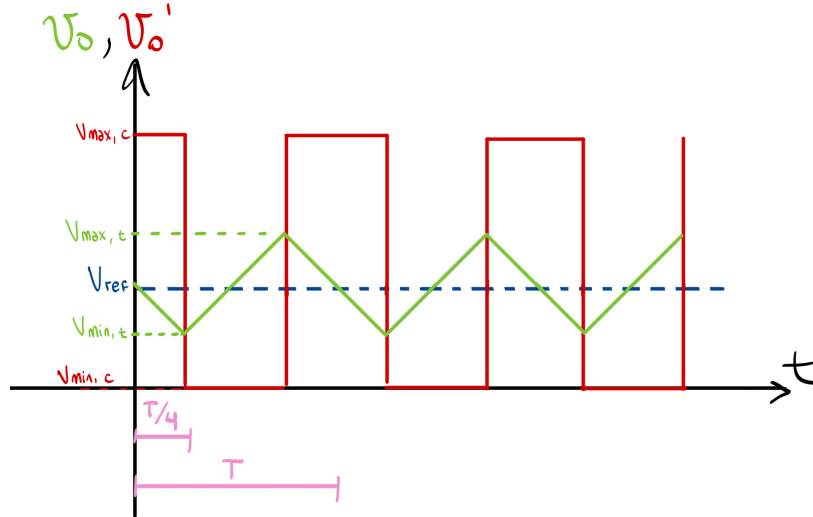


Figura 19: Gráfico de  $v_o$  y  $v'_o$  ideales en el tiempo para el cálculo de  $f$ .

Si se toma el primer tramo de recta de la señal triangular, ya conociendo la pendiente y observando la ordenada al origen ( $V_{\text{ref}}$ ) se puede conocer directamente la ecuación de la recta (con  $0 < t < T/4$ ):

$$v = -\frac{V_{\text{ref}}}{RC} t + V_{\text{ref}}$$

Evalutando esta recta en  $t = T/4$  resulta que:

$$V_{\text{min, triangular}} = -\frac{V_{\text{ref}}}{RC} \frac{T}{4} + V_{\text{ref}}$$

De esta expresión se puede despejar  $T$  como:

$$T = -4 \frac{R \cdot C}{V_{\text{ref}}} (V_{\text{min, triangular}} - V_{\text{ref}})$$

Se reemplaza la ecuación 12 obteniendo:

$$T = -4 \frac{R \cdot C}{V_{\text{ref}}} \left( \left( V_{\text{ref}} \left[ 1 + \frac{R_4}{R_3} \right] - V_{\text{max, cuadrada}} \frac{R_4}{R_3} \right) - V_{\text{ref}} \right)$$

Acomodando la expresión, finalmente queda:

$$T = \frac{4 \cdot R_4 \cdot R_5 \cdot C_1}{R_3} \left( \frac{V_{\text{max, cuadrada}}}{V_{\text{ref}}} - 1 \right)$$

Considerando que  $f = 1/T$  se calcula la frecuencia de la señal triangular, es decir, la frecuencia de conmutación:

$$f = \frac{R_3}{4 \cdot R_4 \cdot R_5 \cdot C_1 \cdot \left( \frac{V_{\text{max, cuadrada}}}{V_{\text{ref}}} - 1 \right)}$$

En el caso ideal planteado anteriormente, la frecuencia resulta ser:

$$f = \frac{R_3}{4 \cdot R_4 \cdot R_5 \cdot C_1}$$



## 6.2. Implementación del método de Erickson

En esta sección se detallará la implementación del método de Erickson el cual permite encontrar un conjunto de dimensiones del núcleo del inductor, entre otros datos necesarios

```
1 import argparse
2 import numpy as np
3 import pandas as pd
4
5 PATH_NUCLEOS = "nucleos.csv"
6 PATH_AWG = "AWG.csv"
7
8 Ku = 0.33
9 DENSIDAD_COBRE = 1.724 * 10**(-6)
10 MU_0 = 4 * np.pi * 10**(-7)
11
12 CORE_TYPE = "coreType"
13 GEOMETRIC_CONSTANT = "geometricConstant"
14 CROSS_SECTIONAL_AREA = "crossSectional"
15 BOBBIN_AREA = "bobbinArea"
16 MLT = "MLT"
17 MAGNETIC_PATH_LENGTH = "magneticPathLength"
18
19 AWG = "AWG"
20 BARE_AREA = "bareArea"
21 DIAMETER = "diameter"
22
23 def obtenerParametros():
24     parser = argparse.ArgumentParser(
25         prog="Metodo Erickson",
26         description="Forma para la cual se puede definir los parametros del inductor usando
27         el metodo de Erickson",
28     )
29
30     parser.add_argument(
31         "-l", "--inductor",
32         type=float,
33         dest="inductancia",
34         help="Valor en micro Henry de la inductancia",
35         required=True
36     )
37
38     parser.add_argument(
39         "-bmax", "--campoMagneticoMaximo",
40         type=float,
41         default=300,
42         dest="campoMagneticoMaximo",
43         help="Valor del campo magnetico en mili Teslas"
44     )
45
46     parser.add_argument(
47         "-bsat", "--campoMagneticoSaturacion",
48         type=float,
49         default=400,
50         dest="campoMagneticoSaturacion",
51         help="Valor del campo magnetico en el cual satura en mili Teslas"
52     )
53
54     parser.add_argument(
55         "-idc", "--corrienteDC",
56         type=float,
57         dest="corrienteDC",
58         help="Corriente en Amperes que tiene que circular constantemente",
59         required=True
60     )
61
62     parser.add_argument(
63         "-f", "--frecuencia",
64         type=float,
65         dest="frecuencia",
66         help="Frecuencia en kilo hertz",
```

```

66         required=True
67     )
68
69     parser.add_argument(
70         "-ilmax", "--corrienteInductorMaxima",
71         type=float,
72         dest="corrienteInductorMaxima",
73         help="Corriente maxima en Amperes que pasa por el inductor",
74         required=True
75     )
76
77     parser.add_argument(
78         "-pmax", "--potenciaMaxima",
79         type=float,
80         dest="potenciaMaximaCobre",
81         help="La potencia maxima en Watts que soporta el cobre",
82         required=True
83     )
84
85     parser.add_argument(
86         "-mKg", "--margenKg",
87         type=float,
88         default=0.0,
89         dest="margenKg",
90         help="Margen en  $1 \times 10^{-3} \text{ cm}^5$  extra para la eleccion del nucleo",
91     )
92
93     parser.add_argument(
94         "-mAw", "--margenAw",
95         type=float,
96         default=0.0,
97         dest="margenAw",
98         help="Margen en  $1 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$  extra para la eleccion de AWG",
99     )
100
101     parser.add_argument(
102         "-mRcu", "--margenRcu",
103         type=float,
104         default=0.0,
105         dest="margenRcu",
106         help="Margen en Ohm's extra para la validacion de la resistencia del bobinado",
107     )
108
109     parser.add_argument(
110         "-mSIL", "--margenDensidadCorriente",
111         type=float,
112         default=0.0,
113         dest="margenDensidadCorriente",
114         help="Margen en Amperes/mm2 extra para la validacion de la densidad de corriente en el cobre",
115     )
116
117     return parser.parse_args()
118
119 def main(param):
120     # Datos de los csv
121     dataNucleos = pd.read_csv(PATH_NUCLEOS, header = 0, names=[CORE_TYPE, GEOMETRIC_CONSTANTE, CROSS_SECTIONAL_AREA, BOBBIN_AREA, MLT, MAGNETIC_PATH_LENGTH])
122     dataAWG = pd.read_csv(PATH_AWG, header = 0, names=[AWG, BARE_AREA, DIAMETER])
123
124     # Cambio de unidades
125     inductancia = param.inductancia * 10**(-6)
126     campoMagneticoMaximo = param.campoMagneticoMaximo * 10**(-3)
127
128     # Resistencia maxima del alambre [Ohm]
129     resistenciaCobreMaxima = param.potenciaMaximaCobre / (param.corrienteDC**2)
130
131     # Geometrica del nucleo [cm5]
132     cotaMinimaKg = param.margenKg * 10**(-3) \
133         + 10**8 * (DENSIDAD_COBRE * inductancia**2 * param.corrienteInductorMaxima**2) / (

```

```

134
135 # Verificando la profundidad de penetracion
136 profundidadPenetracion = 7.5 / np.sqrt(10**3 * param.frecuencia)
137
138 # Eleccion del nucleo
139 nucleosPosibles = dataNucleos.loc[dataNucleos[GEOMETRIC_CONSTANTE] > cotaMinimaKg]
140 nucleosPosibles = nucleosPosibles.reset_index()
141
142 # Los sorteamos para que siempre el primero sea el mas chico
143 indicesDeNucleos = nucleosPosibles[GEOMETRIC_CONSTANTE].argsort()
144
145 for indiceNucleo in indicesDeNucleos:
146     nucleo = nucleosPosibles.loc[indiceNucleo]
147     print(f"Probando nucleo: {nucleo.at[CORE_TYPE]}")
148
149     # Entrehierro en m
150     entreHierro = 10**4 * (MU_0 * inductancia * param.corrienteInductorMaxima**2) / (
        campoMagneticoMaximo**2 * nucleo.at[CROSS_SECTIONAL_AREA])
151
152     # Cantidad de vueltas
153     nVueltas = np.ceil(10**4 * (inductancia * param.corrienteInductorMaxima) / (
        campoMagneticoMaximo * nucleo.at[CROSS_SECTIONAL_AREA]))
154
155     # Seccion de alambre en cm^2
156     cotaSuperiorSeccionAlambre = (Ku * nucleo.at[BOBBIN_AREA]) / nVueltas
157
158     # Tendriamos que elegir un AWG
159     AWGPosibles = dataAWG.loc[dataAWG[BARE_AREA] * 10**(-3) < cotaSuperiorSeccionAlambre]
160     # AWGPosibles = AWGPosibles.loc[profundidadPenetracion > AWGPosibles[DIAMETER] / 2]
161     AWGPosibles = AWGPosibles.reset_index()
162
163     # Los sorteamos para que siempre el primero sea el mas grande
164     indicesAWG = AWGPosibles[BARE_AREA].argsort()[::-1]
165
166     fueElegidoInductor = False
167
168     if AWGPosibles.size == 0:
169         print("\tNingun cable esta disponible para este nucleo\n")
170         continue
171
172     # AWGPosibles = AWGPosibles.to_numpy()
173     for indiceAWG in indicesAWG:
174         AWGElegido = AWGPosibles.loc[indiceAWG]
175         print(f"\tProbando AWG#{int(AWGElegido.at[AWG])}")
176
177         # Verificamos la resistencia de bobinado
178         resistenciaCobre = (DENSIDAD_COBRE * nVueltas * nucleo.at[MLT]) / (AWGElegido.at[
            BARE_AREA] * 10**(-3))
179         cumpleResistenciaCobre = resistenciaCobre < resistenciaCobreMaxima
180
181         # Verificando la densidad de corriente del alambre
182         densidadDeCorriente = param.corrienteInductorMaxima / (100 * AWGElegido.at[
            BARE_AREA] * 10**(-3))
183         cumpleDensidadDeCorriente = densidadDeCorriente < 5
184
185         # Verificando que no sature el nucleo
186         campoMagnetico = (MU_0 * nVueltas * param.corrienteInductorMaxima) / (entreHierro
        )
187         cumpleCampoMagnetico = campoMagnetico < param.campoMagneticoSaturacion * 10**(-3)
188
189         if not cumpleResistenciaCobre:
190             print("\tNo cumple la resistencia del cobre")
191             print(f"\t - Se esperaba que se cumpla {resistenciaCobre:.2f} <= {
                resistenciaCobreMaxima:.2f}")
192
193         if not cumpleDensidadDeCorriente:
194             print("\tNo cumple la densidad de corriente")
195             print(f"\t - Se esperaba que se cumpla {densidadDeCorriente:.2f} <= 5")
196
197         if not cumpleCampoMagnetico:
198             print("\tNo cumple que el nucleo no sature")

```

```
199         print(f"\t - Se esperaba que se cumpla {campoMagnetico:.2f} <= {(param.
200         campoMagneticoSaturacion * 10**(-3)):.2f}")
201
202         if not (cumpleResistenciaCobre and cumpleDensidadDeCorriente and
203         cumpleCampoMagnetico):
204             print("")
205             continue
206
207             fueElegidoInductor = True
208             break
209
210         if fueElegidoInductor:
211             break
212
213         if not fueElegidoInductor:
214             print("No se pudo elegir ningun inductor, considerar cambiar algun parametro de
215             entrada o reducir los margenes")
216             return
217
218         print("Elegido:")
219         print(f"Nucleo {nucleo.at[CORE_TYPE]}, con AWG#{int(AWGElegido.at[AWG])}")
220         print(f"\tEntrehierro: {(10**3 * entreHierro):.3f} mm")
221         print(f"\tCantidad de vueltas: {int(nVueltas)}")
222         print(f"\tProfundidad de penetracion: {profundidadPenetracion:.3f} cm")
223         print(f"\tResistencia de bobina: {resistenciaCobre:.3f} Ohm")
224         print(f"\tDensidad de corriente: {densidadDeCorriente:.3f} A/mm^2")
225
226 if __name__ == "__main__":
227     main(obtenerParametros())
```

### 6.3. Resultados obtenidos por el método de Erickson

Del método de Erickson se puede obtener si es una combinación de núcleo y cable valido con los datos especificados, y en caso de que no, se puede obtener cual es el motivo por el cual no es valido.

Para los valores medios, dado por la tabla 6, se obtiene los resultados dados en la figura 20

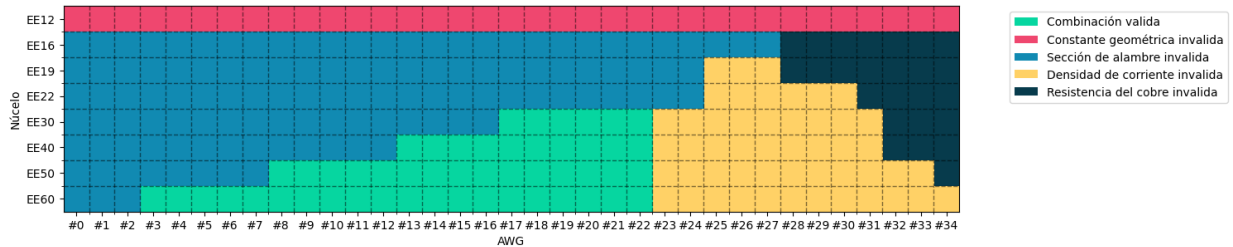


Figura 20: Análisis de las combinaciones posibles entre núcleo y cable para valores medios.

Para los valores extremos, dados por la tabla 12, se obtiene los resultados dados en la figura21

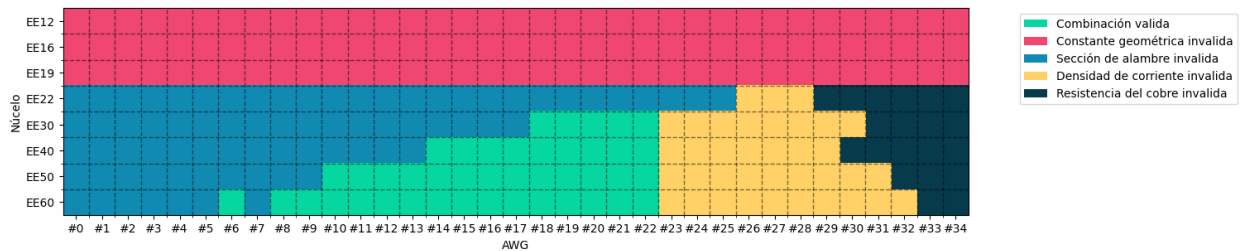


Figura 21: Análisis de las combinaciones posibles entre núcleo y cable para valores extremos.

Donde se busca estar una combinación de núcleo y cable, donde gráficamente se encuentre hacia la izquierda y hacia arriba. obteniendo un núcleo chico y un cable grueso.