



Universidad Nacional de La Plata

FACULTAD DE INGENIERÍA

**CARGADOR DE BATERÍAS DE LITIO
DE 36V CON CORRIENTE DE SALIDA
VARIABLE**

Cátedra de Proyecto Final (E0227)

Autores:

CABRERA, Nicolás
SÁNCHEZ CROCE, Enzo Imanol

2022

Índice

1. Introducción	3
2. Objetivos	3
3. Actividades y Metodología	3
3.1. Estudio de bibliografía y diseño	4
3.2. Simulaciones	5
3.3. Implementación y validación	5
4. Marco teórico	6
4.1. Rectificador de entrada AC-DC	6
4.1.1. Rectificador de media onda u onda completa	6
4.1.2. Rectificador de onda completa en puente o con toma media	6
4.1.3. Rectificación controlada	7
4.1.4. Filtrado	7
4.2. Fuentes de alimentación	7
4.3. Elección del convertidor	8
4.3.1. Convertidor Forward	9
4.3.2. Convertidor Forward Doble Switch	18
4.4. Diseño del circuito de control	19
4.4.1. Modos de control	19
4.4.2. Generador PWM	20
4.4.3. Selector de modo de funcionamiento	21
4.4.4. TL494	22
4.5. Amplificador clase B con transistores complementarios	23
4.6. Driver	24
4.7. Snubber	28
4.7.1. Funcionamiento	29
5. Simulaciones del cargador	29
6. Implementación	30
7. Diseño	30
7.1. Convertidor Forward	30
7.2. Transformador	32
7.2.1. Cálculos	33

7.3. Inductor	38
7.4. Driver	40
7.5. Red Snubber	44
8. Elaboración del circuito impreso	46
9. Problemas afrontados	47
10. Simulación del prototipo	49
10.1. Generador de señal PWM	49
10.2. Etapa de ganancia de corriente	51
10.3. Driver	53
10.4. Convertidor	60
10.4.1. MOSFETs	60
10.4.2. Transformador de potencia	63
10.4.3. Circuito de salida	66
11. Conclusiones	71

Resumen

En este informe se desarrolla un cargador para baterías de litio de 36V de diferentes capacidades, describiendo las decisiones tomadas durante la etapa de diseño, los problemas afrontados y las respectivas soluciones propuestas.

El cargador está diseñado para ser utilizado con baterías de litio cuya corriente de carga varíe desde 1A hasta 6.7A. La fuente de alimentación puede ser de 110V o 220VAC. Se utilizó una topología forward doble switch para la etapa de conversión DC-DC y un circuito integrado para la etapa de control.

1. Introducción

El proyecto surge de la necesidad de cargar la batería de una bicicleta eléctrica con asistencia al pedaleo, complementando los proyectos realizados por los alumnos de la cátedra de Proyecto Final durante el año 2021.

El uso de las baterías de litio está en constante crecimiento y, debido a que es un material altamente reactivo, es necesario que el proceso de carga se realice de manera correcta, con la finalidad de ofrecer una carga segura y eficaz.

2. Objetivos

El objetivo principal de este proyecto es diseñar un dispositivo que sea capaz de realizar una carga completa de una batería en buen estado, la cual deberá contar con un sistema de gestión de baterías (BMS, por sus siglas en inglés) con protección contra sobrecarga, sobredescarga, sobrecorriente y temperaturas extremas.

Para lograrlo, el cargador deberá:

- Contar con un selector que permita elegir la capacidad de la batería que se desea cargar, regulando de manera acorde la corriente de salida.
- Recargar las celdas que componen a la batería, siguiendo un perfil de carga establecido en el proceso de diseño.

3. Actividades y Metodología

El proyecto se llevó a cabo en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata (UNLP). Los ensayos necesarios se realizaron en el Área Técnica de Electrónica e Instrumental (ATEI) del Departamento de Electrotecnia. Se realizaron

consultas semanales con el tutor para el seguimiento del desarrollo del proyecto y revisión de las decisiones tomadas por el equipo de trabajo.

Para alcanzar las metas y los objetivos propuestos, se llevaron a cabo las siguientes actividades:

3.1. Estudio de bibliografía y diseño

En base a los requerimientos del proyecto y con el objetivo de capacitarse, se estudiaron y analizaron aspectos de seguridad, curvas de carga de la batería y topologías de convertidores de potencia. Se evaluaron las diferentes alternativas posibles y, en base a su complejidad y a su costo, se eligió la solución más adecuada para el logro de los objetivos.

Se realizaron simulaciones en SPICE (programa de simulación con énfasis en circuitos integrados), separando el proceso en 4 partes:

- Fuente conmutada: Convierte la tensión alterna de la red doméstica en una tensión continua.
- Fuente de corriente: Brinda una corriente constante a la batería durante la primera etapa de carga.
- Circuito de control: Alterna entre las etapas de carga.

En la Figura 1 se puede observar el esquema en bloques del cargador. El circuito de la fuente conmutada está compuesto por los bloques de rectificación, filtrado y conversión DC-DC. El controlador se encarga de generar una señal PWM en base a la tensión y la corriente de la batería. La referencia es una señal de corriente ya que la tensión nominal del cargador es fija.

En primer lugar se implementó la etapa de tensión constante con el convertidor DC-DC, logrando una tensión de salida de 42V mediante un ciclo de trabajo fijo. La etapa de corriente constante se implementó luego del convertidor con un circuito limitador de corriente, pero la caída de tensión desde la salida del convertidor hasta la salida de la etapa de control de corriente generaba una disipación de potencia excesiva. Para disminuir sus pérdidas y obtener una mayor eficiencia se modificó la estructura del cargador. Mediante el sensado de tensión y corriente en la carga y un circuito de realimentación se modifica el ciclo de trabajo y se evita una etapa posterior limitadora de corriente.

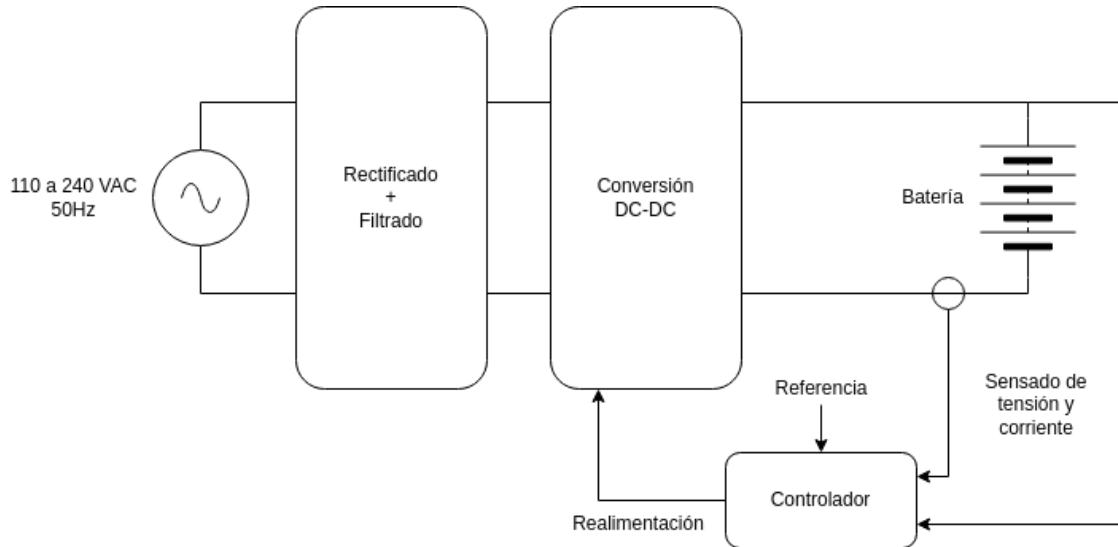


Figura 1: Esquema del cargador

3.2. Simulaciones

Con el fin de verificar el diseño el circuito fue diseñado y probado en LTspice [1]. El proceso se dividió en las siguientes etapas:

1. Simulación del rectificador de entrada
2. Simulación del convertidor
3. Simulación del driver para el MOSFET high-side
4. Simulación del circuito de control
5. Simulación de distintos modelos de batería

3.3. Implementación y validación

Se construyó un prototipo del cargador, realizando una primera versión con una placa perforada y luego diseñando un circuito impreso para la implementación final. Finalmente, operando a lazo abierto con un ciclo de trabajo fijo, se realizaron mediciones de tensión y corriente sobre los elementos con el fin de validar los resultados obtenidos en las simulaciones.

4. Marco teórico

4.1. Rectificador de entrada AC-DC

Los circuitos rectificadores AC-DC convierten una tensión alterna en una tensión continua. Esta etapa es necesaria para poder alimentar con una tensión continua al convertidor DC-DC.

4.1.1. Rectificador de media onda u onda completa

Si bien el rectificador de media onda es uno de los circuitos más simples al contar únicamente con un diodo, existen muchas ventajas del rectificador de onda completa frente al de media onda. La primera de ellas es que la corriente media del generador de alterna es nula, lo cual beneficia a los transformadores. La segunda se basa en el hecho de que para una misma carga, la tensión de rizado pico a pico para el rectificador de onda completa es aproximadamente la mitad que para el rectificador de media onda. Esto se debe a que en el circuito de onda completa, el tiempo durante el cual se descarga el capacitor es menor que en el circuito de media onda en base a la onda sinusoidal rectificada de la segunda mitad de cada período. Por todos estos motivos se decidió implementar un rectificador de onda completa.

4.1.2. Rectificador de onda completa en puente o con toma media

El rectificador en puente presenta una caída de tensión de 2 diodos entre el generador y la carga. La tensión máxima en un diodo polarizado en inversa es el valor pico del generador. Suelen incluirse en pequeños circuitos integrados.

La variante con transformador de toma media sólo presenta la caída de tensión de un diodo entre el generador y la carga. El transformador proporciona aislamiento eléctrico entre el generador y la carga. Para una misma potencia entregada por el generador, los diodos consumen potencia y disminuyen la corriente y potencia que absorbe la carga. La tensión máxima en un diodo polarizado en inversa es el doble del valor pico del generador. Presenta un mayor tamaño debido a la presencia del transformador que opera en baja frecuencia.

Como la reducción de tensión a la salida no es significativa en esta aplicación, con el objetivo de disminuir el tamaño del circuito se decidió utilizar un rectificador de onda completa tipo puente.

4.1.3. Rectificación controlada

La rectificación controlada utiliza tiristores para controlar la tensión de salida mediante la modificación del ángulo de conmutación de los mismos. Los tiristores son interruptores electrónicos controlados que son activados por una señal externa. Poseen 3 terminales: ánodo, cátodo y puerta. Presentan altos valores nominales de corriente y tensión. Soportan altas corrientes y altas tensiones de bloqueo.

Un ejemplo de tiristores son los rectificadores controlados de silicio (SCR). Para que conduzcan se los debe polarizar en directa y deben recibir una corriente de puerta. Al entrar en conducción no es necesaria la señal de puerta para mantener la corriente de ánodo. El SCR continuará conduciendo siempre que la corriente de ánodo sea positiva y esté por arriba de un valor mínimo. Mediante conmutadores controlados como los SCR se controla la tensión de salida en un rango limitado de variación, ajustando el ángulo de disparo de cada SCR. El ángulo de disparo es el intervalo angular entre la polarización directa del SCR y la aplicación de la señal de puerta. Si el ángulo de disparo es 0, el comportamiento es igual al de un rectificador no controlado con diodos.

Se decidió utilizar rectificación no controlada ya que no se necesita una tensión específica a la salida y el costo de complejizar el diseño con el agregado de SCRs y un circuito dedicado de disparo no aporta ningún beneficio significativo.

4.1.4. Filtrado

Un filtro pasa bajos compuesto por una red LC permite disminuir el rizado, es decir, la componente de alterna de la señal rectificada. Como resultado se logra una tensión de salida aproximadamente continua. El capacitor mantiene la tensión de salida en un nivel constante y la bobina suaviza la corriente del rectificador y reduce la corriente de pico en los diodos.

Para disminuir el número de componentes se decidió utilizar únicamente un capacitor, cuya capacidad sea la suficiente para obtener una tensión continua.

4.2. Fuentes de alimentación

Las fuentes de alimentación otorgan una alta densidad de potencia en un tamaño mediano y con un peso reducido. Permiten aislar eléctricamente a la carga de la red de alimentación con una alta eficiencia de conversión. En base a la tensión de salida requerida existen fuentes de alimentación AC y DC. Dado el requisito de tensión de salida continua, se debe diseñar una fuente de alimentación DC, las cuales se clasifican en:

Comutadas Tienen una alta eficiencia y pueden suministrar altas corrientes de carga a una tensión baja. Las topologías más comunes son: fly-back, forward, push-pull, half-bridge y full-bridge. Por lo general se utilizan 2 etapas de conversión: DC-AC mediante modulación de ancho de pulso (PWM) y AC-DC. La salida del transformador de potencia, que varía mediante una señal PWM, se convierte en una tensión continua mediante un rectificador de diodos. Debido a que el transformador puede operar a una frecuencia muy alta, las fluctuaciones en la tensión de salida se pueden filtrar fácilmente.

Resonantes Si la variación de la tensión de salida no es amplia se pueden utilizar inversores de pulso resonante. La frecuencia del inversor, que podría ser la misma que la frecuencia de resonancia, es muy alta y la tensión de salida del inversor es casi sinusoidal. Debido a la oscilación resonante, el núcleo del transformador siempre se restablece y no hay problemas de saturación. Los tamaños del transformador y del filtro de salida se reducen debido a la alta frecuencia del inversor.

Bidireccionales Aptas para carga y descarga de baterías donde el flujo de potencia es bidireccional. Este último depende de la tensión de entrada, de la tensión de salida y de la relación de vueltas del transformador. Permiten que la corriente inductiva fluya en cualquier dirección y que el flujo de corriente se vuelva continuo. Requiere sintetizar las funciones de conmutación para obtener las formas de onda de salida deseadas.

Dado que no se requiere de un flujo de potencia bidireccional durante la carga de las baterías y la mayor complejidad de las fuentes resonantes, se optó por desarrollar una fuente de alimentación conmutada.

4.3. Elección del convertidor

Para seleccionar el convertidor apropiado es necesario analizar los requisitos de la aplicación y las ventajas y desventajas de cada topología. Sólo se describe de forma completa la topología utilizada en el proyecto. En cuanto a las restantes, se detallarán los motivos que llevaron a sus exclusiones.

El convertidor introduce aislación a partir de un transformador de alta frecuencia, el cual disminuyen el coste, tamaño y peso respecto a uno de baja frecuencia en base al núcleo magnético necesario. Como se requiere una única tensión de salida no se utilizan múltiples devanados.

Aunque la mayor parte de los convertidores se pueden utilizar para cumplir con los requerimientos de salida, los valores nominales del dispositivo de conmutación y el tamaño del transformador limitan sus aplicaciones a una potencia de salida específica. Por lo tanto, la elección del convertidor depende del requisito de potencia de salida y de la complejidad que se desea afrontar. Para el cargador de baterías, el convertidor debe alcanzar una potencia máxima de 300W y debe ser lo más sencillo posible para evitar un costo elevado.

La topología flyback es la más sencilla al estar integrada por muy pocos componentes. La energía se almacena en el primario cuando el conmutador está cerrado y se transfiere a la carga cuando está abierto. Como desventajas, el tamaño del núcleo del transformador se incrementa con la potencia requerida y en bornes del interruptor presenta una tensión igual al doble de la tensión máxima de entrada. En aplicaciones típicas se alcanzan potencias de hasta 150W.

La topología forward con un solo switch disminuye el tamaño del núcleo ya que la energía no necesita almacenarse en el primario. En esta topología, la energía del generador se transfiere a la carga cuando el interruptor está cerrado. Como desventajas, al igual que la flyback presenta alta tensión en bornes del interruptor y se eleva el costo debido al agregado de la bobina de filtrado. La topología forward con dos switches reduce la tensión en bornes del interruptor a la mitad respecto a la de un solo switch (y con ello la disipación de potencia por switch), pero el circuito de excitación de uno de los transistores queda flotante respecto a masa. La topología con un solo switch admite una potencia de salida entre 150-250W y con 2 switches se eleva a 500W [2]. Por lo tanto, en base a los criterios definidos inicialmente se eligió al convertidor forward con dos switches como topología de conversión DC-DC.

4.3.1. Convertidor Forward

Es un convertidor acoplado magnéticamente. El transistor funciona como interruptor, estará cerrado un tiempo DT y abierto el resto del tiempo, $(1 - D)T$, siendo T el período de conmutación. En la figura 2 se muestra el esquema del convertidor con un solo switch. El transformador posee tres devanados: los devanados 1 y 2 transfieren la energía de la fuente a la carga cuando el interruptor está cerrado; el devanado 3 se usa para proporcionar un camino a la corriente magnetizante cuando el interruptor está abierto y permite reducirla a cero antes del inicio de cada período de conmutación. De esta forma se reestablece el núcleo ya que la energía almacenada en el mismo es devuelta a la fuente de entrada del convertidor. El transformador se modela como tres devanados ideales con una inductancia magnetizante L_m conectada en paralelo con el devanado 1. En este modelo simplificado no se incluyen las pérdidas

ni las inductancias de dispersión. En el convertidor forward, L_m es un parámetro no incluido en la relación entrada-salida y se suele adoptar un valor grande. Además, sólo se opera en el modo de conducción continua por la mayor dificultad del control en base al doble polo existente en el filtro de salida.

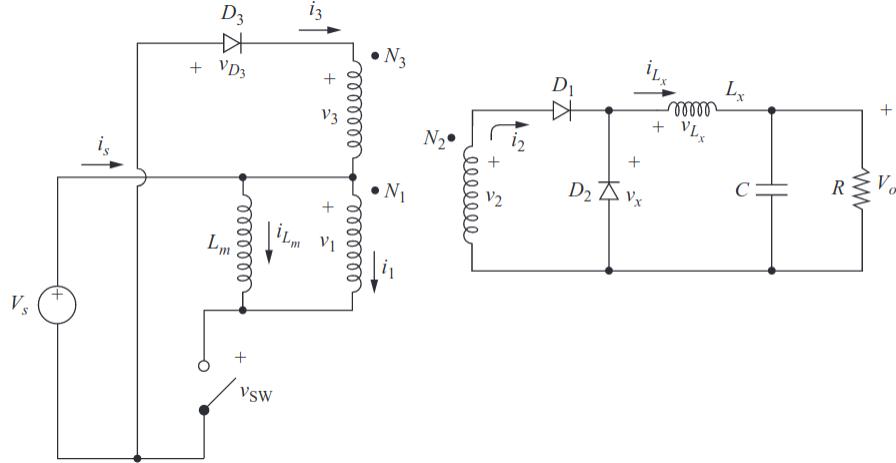


Figura 2: Esquema del convertidor forward de un solo switch

Asumiendo modo de conducción continua, operación en estado estacionario, ripple de salida nulo y que la corriente en la inductancia del filtro de salida L_x es permanente, existen 2 modos de operación del transistor:

Cuando el transistor se encuentra encendido En la figura 3 se muestra el circuito equivalente cuando el interruptor está cerrado. Al cerrarse el interruptor se establece una tensión en el primer devanado del transformador, lo cual induce tensiones en el segundo y tercer devanado:

$$\begin{aligned} v_1 &= V_s \\ v_2 &= v_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right) = V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \\ v_3 &= v_1 \left(\frac{N_3}{N_1} \right) = V_s \left(\frac{N_3}{N_1} \right) \end{aligned}$$

La tensión v_2 positiva polariza en directa a D_1 y en reversa a D_2 . El diodo D_3 no conduce ya que su tensión es negativa:

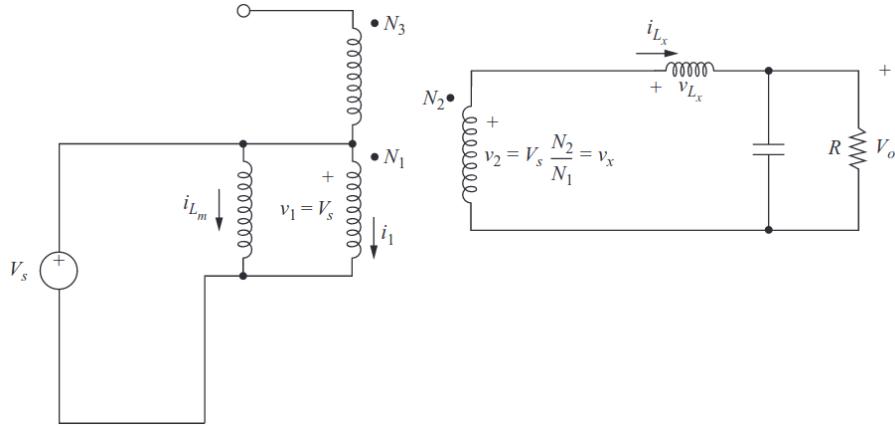


Figura 3: Convertidor forward cuando el interruptor está cerrado

$$V_{D_3} = -V_s - v_3 < 0$$

La tensión en la bobina es:

$$v_{L_x} = v_2 - V_0 = V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_o = L_x \frac{di_{L_x}}{dt}$$

Reorganizando los términos obtenemos:

$$\frac{di_{L_x}}{dt} = \frac{V_s(N_2/N_1) - V_o}{L_x} = \frac{\Delta i_{L_x}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_x}}{DT}$$

Como la derivada de la corriente es una constante positiva, la corriente en el inductor aumenta linealmente con el tiempo. La variación de corriente cuando el interruptor está cerrado se calcula modificando la ecuación anterior:

$$(\Delta i_{L_x})_{cerrado} = \left[V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_o \right] \frac{DT}{L_x}$$

La tensión en la inductancia magnetizante es igual a la tensión en el primario del transformador, por lo cual:

$$\Delta i_{L_m} = \frac{V_s DT}{L_m}$$

La corriente que circula por el primario comienza a incrementarse, se transfiere energía del primario al secundario y de aquí al filtro de salida y la carga por medio

del diodo D_1 polarizado en directa. Debido a esta corriente se induce una corriente en el secundario dada por:

$$i_2 = \frac{N_1}{N_2} i_1$$

La corriente magnetizante se incrementa linealmente con el tiempo:

$$i_{mag} = \frac{V_s}{L_m} t$$

La corriente de colector que circula por el transistor es la corriente que circula físicamente por el primario y está compuesta por:

$$i'_1 = i_1 + i_{mag} = \frac{N_2}{N_1} i_2 + \frac{V_s}{L_m} t$$

Cuando finaliza el tiempo de conducción del transistor en un tiempo $t = DT$, esta corriente llega a un valor máximo dado por:

$$I'_{1_{max}} = I_{1_{max}} + \frac{V_s DT}{L_m} = \frac{N_1}{N_2} I_{L_{x_{max}}} + \frac{V_s DT}{L_m}$$

donde $I_{x_{max}}$ es la corriente pico reflejada del secundario en el inductor L_x .

La corriente por el inductor también tendrá su valor máximo en $t = DT$:

$$I_{L_{x_{max}}} = I_{L_x}(0) + \frac{[V_s(N_2/N_1) - V_o] DT}{L_x}$$

Cuando el transistor se encuentra apagado En la figura 4 se muestra el circuito equivalente cuando el interruptor está abierto. La corriente magnetizante y la corriente en el inductor del filtro de salida no pueden cambiar instantáneamente cuando el transistor se apaga. La continuidad de i_{L_m} establece $i_1 = -i_{L_m}$.

La corriente que sale del terminal con punto homólogo del primer bobinado quiere establecer una corriente que ingresa al terminal con punto homólogo del segundo bobinado, pero el diodo D_1 no permite la circulación de la corriente en esa dirección. Además, la corriente que sale del terminal con punto homólogo del primer bobinado induce una corriente que ingresa al terminal con punto homólogo del tercer bobinado. Esto polariza en directa al diodo D_3 , a la vez que se le provee a la corriente magnetizante de un camino a través del tercer bobinado de regreso a la fuente de entrada.

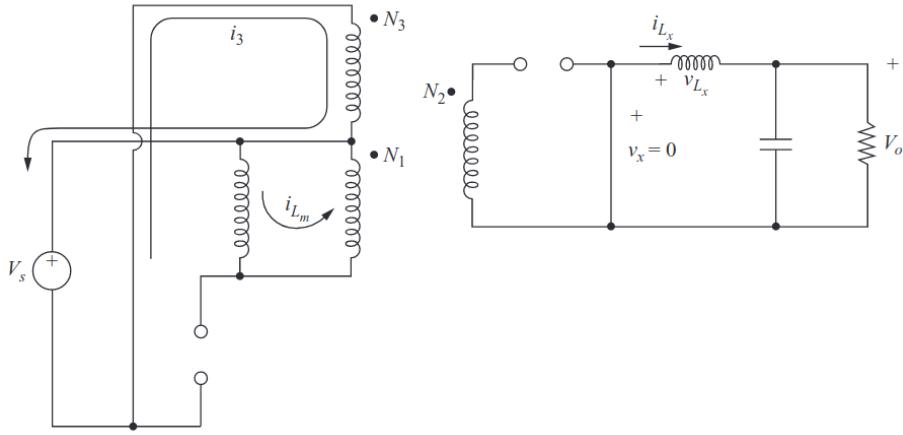


Figura 4: Convertidor forward cuando el interruptor está abierto

Con D_3 encendido, la tensión en el tercer bobinado resulta:

$$v_3 = -V_s$$

Esto induce las siguientes tensiones en los otros bobinados:

$$v_1 = v_3 \left(\frac{N_1}{N_3} \right) = -V_s \left(\frac{N_1}{N_3} \right)$$

$$v_2 = v_3 \left(\frac{N_2}{N_3} \right) = -V_s \left(\frac{N_2}{N_3} \right)$$

Con D_1 apagado y corriente positiva en el inductor de salida, D_2 se polariza en directa. Mientras conduce D_2 , la energía es entregada a la carga a través del inductor de salida. La tensión sobre la misma resulta:

$$v_{L_x} = -V_o = L_x \frac{di_{L_x}}{dt}$$

Reorganizando los términos obtenemos:

$$\frac{di_{L_x}}{dt} = -\frac{V_o}{L} = \frac{\Delta i_{L_x}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_x}}{(1-D)T}$$

Como la derivada de la corriente es una constante negativa, la corriente por el inductor disminuye linealmente con el tiempo. La variación de corriente cuando el interruptor está abierto se calcula modificando la ecuación anterior:

$$(\Delta i_{L_x})_{abierta} = -\frac{V_o(1-D)T}{L_x}$$

La corriente por el inductor y el diodo D_2 es la misma:

$$i_{L_x} = i_{D_2} = I_{L_{x_{max}}} - \frac{V_o}{L_x}t, \quad 0 < t \leq (1-D)T$$

Por lo tanto,

$$I_{L_x}(t=0) = i_{L_x}(t=(1-D)T) = I_{L_{x_{max}}} - \frac{V_o(1-D)T}{L_x}$$

En estado estacionario el cambio neto en la corriente del inductor durante un período debe ser cero:

$$\begin{aligned} (\Delta i_{L_x})_{cerrado} + (\Delta i_{L_x})_{abierta} &= 0 \\ \left[V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_o \right] \frac{DT}{L_x} - \frac{V_o(1-D)T}{L_x} &= 0 \end{aligned}$$

Resolviendo se obtiene la tensión de salida:

$$V_o = V_s D \left(\frac{N_2}{N_1} \right)$$

La tensión en la inductancia magnetizante es igual a la tensión en el primario del transformador, la cual decrece linealmente con el tiempo:

$$\begin{aligned} v_{L_m} = v_1 &= -V_s \left(\frac{N_1}{N_3} \right) = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} \\ \frac{di_{L_m}}{dt} &= -\frac{V_s}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \\ \frac{\Delta i_{L_m}}{\Delta t} &= -\frac{V_s}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \end{aligned}$$

Para que el flujo magnético vuelva a 0, la corriente magnetizante debe anularse al final de cada ciclo de conmutación, desmagnetizando el núcleo del transformador. Para lograrlo, el decrecimiento de la corriente debe ser igual a su incremento dado por la variación de corriente cuando el interruptor está cerrado. Si el tiempo necesario para que la corriente i_{L_m} se anule desde su valor máximo es ΔT_x ,

$$\frac{\Delta i_{L_m}}{\Delta T_x} = -\frac{V_s DT}{L_m} = -\frac{V_s}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right)$$

Resolviendo para obtener ΔT_x ,

$$\Delta T_x = DT \left(\frac{N_3}{N_1} \right)$$

El instante t_0 en el que se anula la corriente es:

$$t_0 = DT + \Delta T_x = DT + DT \left(\frac{N_3}{N_1} \right) = DT \left(1 + \frac{N_3}{N_1} \right)$$

Teniendo en cuenta que la corriente debe anularse antes del inicio del siguiente periodo,

$$t_0 < T$$

$$DT \left(1 + \frac{N_3}{N_1} \right) < T$$

$$D < \frac{1}{\left(1 + \frac{N_3}{N_1} \right)}$$

Cualquier componente de continua puede causar la saturación magnética del núcleo, elevando la corriente magnetizante. Para minimizar los efectos de la saturación, se puede utilizar un núcleo más grande o incluir un entrehierro. El entrehierro permite que exista en el núcleo, además de una zona con alta permeabilidad propia del material magnético, otra zona de baja permeabilidad propia del espacio de aire. De esta forma en condiciones normales el flujo circula por el material magnético y en caso de saturación circula por el entrehierro. Para evitar la saturación del núcleo del transformador, el ciclo de trabajo debe mantenerse siempre por debajo del máximo. El transistor puede dañarse si el núcleo se satura.

La tensión en el interruptor abierto es $V_s - v_1$, por lo que

$$v_{sw} = \begin{cases} V_s - v_1 = V_s - \left(-V_s \frac{N_1}{N_3} \right) = V_s \left(1 + \frac{N_1}{N_3} \right) & \text{para } DT < t < t_0 \\ V_s & \text{para } t_0 < t < T \end{cases}$$

La máxima corriente de colector se da durante el encendido del transistor y la máxima tensión de colector durante el apagado:

$$I_{sw_{max}} = I'_{1_{max}} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right) I_{L_{x_{max}}} + \frac{V_s DT}{L_m}$$

$$v_{sw_{max}} = v_{2_{max}} + v_{3_{max}} = v_{2_{max}} \left(1 + \frac{N_1}{N_3} \right)$$

En el análisis anterior hemos supuesto ripple de salida nulo, es decir, que el capacitor de salida era muy grande para que la tensión de salida fuese constante. En la práctica no será posible mantener perfectamente constante la tensión de salida con una capacidad finita. La variación periódica de la tensión de salida, o rizado, se calcula a partir de la relación entre la tensión y la corriente del capacitor. La corriente en el capacitor es:

$$i_C = i_{L_x} - i_R$$

Dicha corriente se muestra en la figura 5. El capacitor se cargará mientras sea positiva la corriente en el mismo. Aplicando la definición de capacidad,

$$Q = CV_o$$

$$\Delta Q = C\Delta V_o$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

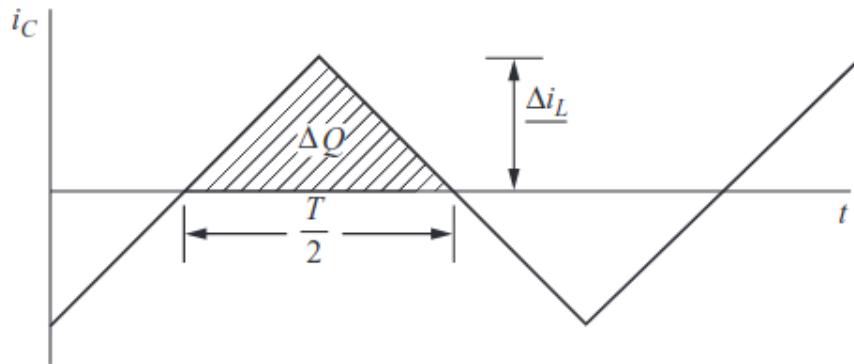


Figura 5: Corriente por el capacitor de salida

La variación de la carga, ΔQ , es el área del triángulo situado por encima del eje de tiempo:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_{L_x}}{2} \right) = \frac{T \Delta i_{L_x}}{8}$$

Reemplazando:

$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_{L_x}}{8C}$$

Sustituyendo el valor de la variación de corriente en la bobina cuando el interruptor está abierto, se obtiene la tensión de rizado pico a pico en la salida, mostrada en la figura 6.

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \frac{V_o}{L} (1 - D) T = \frac{V_o (1 - D)}{8LC f^2}$$

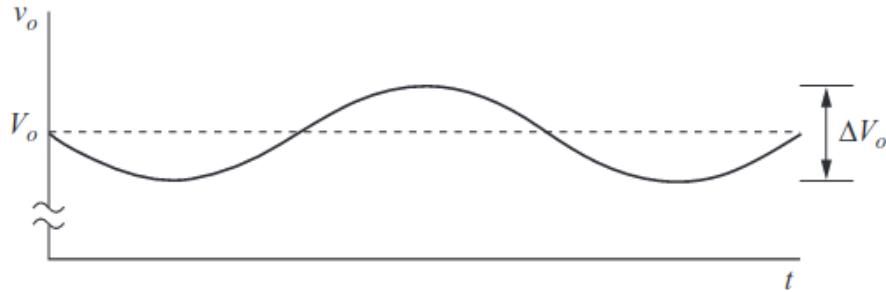


Figura 6: Tensión de rizado pico a pico a la salida

Si el rizado no es muy grande, la suposición de que la salida es constante es razonable, y el análisis anterior será válido.

En resumen, cuando el interruptor está cerrado, la fuente entrega energía a la carga a través del transformador. La tensión en el secundario es una forma de onda pulsante. La energía almacenada en la inductancia magnetizante cuando el interruptor está cerrado es devuelta a la fuente de entrada a través de un tercer devanado cuando el interruptor está abierto.

En comparación con la topología flyback, el convertidor forward requiere de una carga mínima para evitar un exceso en la tensión de salida. Como el transformador no almacena energía, para un mismo nivel de potencia de salida, el tamaño del mismo es menor en el convertidor forward que en el flyback. Además, la corriente de salida es aproximadamente constante ya que el ripple disminuye notablemente debido al agregado del inductor en la salida y al diodo de rueda libre D_2 . Por esto mismo, el capacitor de salida puede ser más pequeño.

4.3.2. Convertidor Forward Doble Switch

El convertidor forward se utiliza para potencias de salida de hasta 250W ya que se encuentra limitado por los esfuerzos de tensión y corriente a los que se somete el transistor de potencia durante su funcionamiento. El convertidor forward de doble switch puede ser utilizado con potencias de hasta 500W [2]. En la figura 7 se muestra el esquema de éste último. A partir de los diodos D_3 y D_4 en el primario se reduce la tensión de colector en los transistores cuando los mismos se encuentran apagados, lo cual permite utilizar transistores de menores prestaciones.

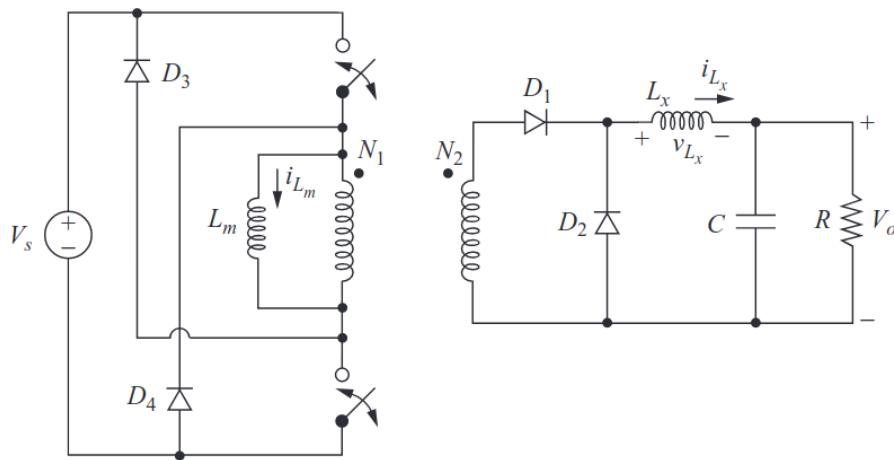


Figura 7: Esquema del convertidor forward de doble switch

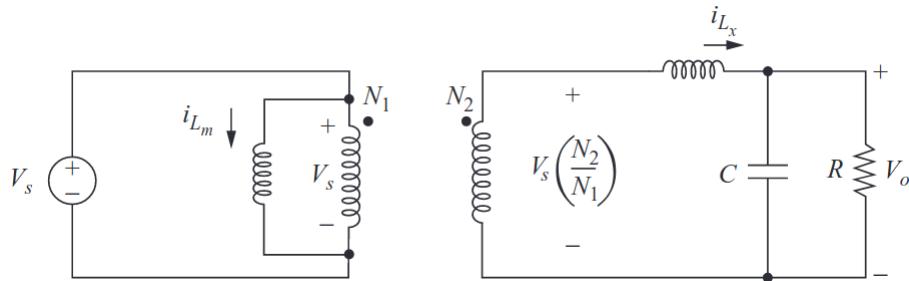


Figura 8

Los transistores se encienden y se apagan de forma simultánea. En la figura 8 se muestra el circuito equivalente cuando los interruptores están cerrados. Cuando los

transistores están encendidos, la tensión en el primario del transformador es igual a la tensión de entrada V_s . En consecuencia, la tensión en el devanado secundario es positiva y la energía se transfiere a la carga. Además la corriente que circula por la inductancia magnetizante se incrementa con el tiempo.

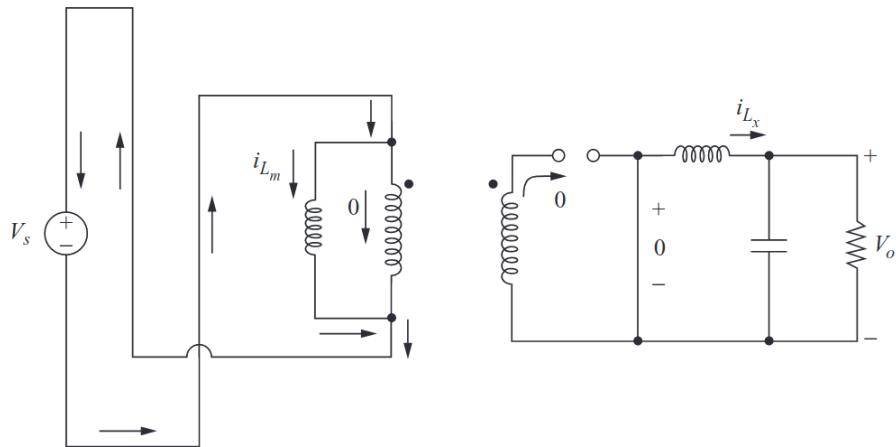


Figura 9

En la figura 9 se muestra el circuito equivalente cuando los interruptores están abiertos. Cuando los transistores se apagan, el diodo D_1 evita que la corriente magnetizante circule por el secundario (y por lo tanto también en el primario) del transformador, forzando su camino por los diodos D_3 y D_4 de regreso a la fuente de entrada. Con esto se elimina la necesidad del tercer devanado de desmagnetización, y la tensión en el primario del transformador es $-V_s$, causando un decremento en el tiempo de la corriente magnetizante.

Si la relación de trabajo de los transistores es menor a 0.5, en cada ciclo el núcleo del transformador se restablece. La tensión de salida es la misma que en el convertidor forward con un interruptor descrito anteriormente. La principal ventaja de esta topología es que la tensión de colector en los transistores cuando los mismos se encuentran apagados es V_s y no $V_s(1 + N_1/N_3)$ como en el forward de un único switch.

4.4. Diseño del circuito de control

4.4.1. Modos de control

Para controlar la tensión de salida, los convertidores funcionan con un circuito de realimentación, en un control por tensión o corriente, dependiendo de la señal

realimentada.

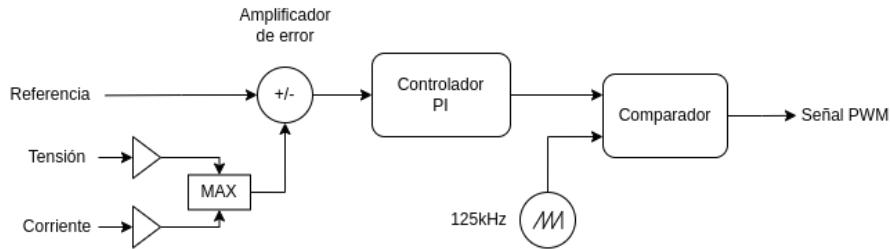


Figura 10: Diagrama de bloques del circuito de control

Control por tensión El bloque de control mide la tensión a la salida del convertidor, la escala y la compara con la tensión deseada. Esto genera una señal de error, la cual alimenta a un controlador PI. El tiempo de encendido de la forma de onda PWM inicia cuando se reestablece el generador de dientes de sierra y finaliza cuando su rampa positiva se intersecta con la señal de tensión de error. Cuando la tensión de salida es inferior al valor nominal se genera una tensión de error. El ciclo de trabajo aumenta para causar un aumento posterior en el voltaje de salida.

Control por corriente La corriente a la salida del convertidor es medida con una resistencia de bajo valor conectada en serie con la carga. Esta resistencia actúa como un transductor de corriente a tensión. Esta señal es muestreada y el resto del proceso es análogo al control por tensión.

4.4.2. Generador PWM

La tensión de salida del convertidor puede ser controlada variando el ciclo de trabajo D. Para ello se utilizan circuitos integrados controladores PWM que sólo requieren de unos pocos componentes pasivos adicionales para su funcionamiento. En la figura 10 se muestra un diagrama de bloques del circuito de control. Internamente presenta 4 componentes principales:

1. Un reloj ajustable que permite configurar la frecuencia de conmutación
2. Amplificador de error para la tensión de salida
3. Generador de forma de onda de dientes de sierra sincronizado con el reloj

4. Un comparador para comparar la señal de error de salida con la señal de dientes de sierra

La señal de salida del comparador es la que controla a los transistores.

El amplificador de error es un operacional que compara la señal de entrada con una referencia y, como su nombre lo indica, amplifica la diferencia entre ambas. Se encarga de generar la señal que entra al bloque PI.

El controlador PI está formado por dos amplificadores operacionales. Uno integra la señal de entrada, mientras que el otro la escala. Las salidas de estos dos bloques se suman y se obtiene la señal de entrada del comparador. Los parámetros del bloque proporcional-integrador (PI) fueron definidos a partir de valores típicos y posteriormente ajustados para que el circuito funcione en las condiciones de la aplicación. La frecuencia de switching es definida por la frecuencia de la señal de diente de sierra y también se tomó un valor típico.

Tanto el amplificador de error como el controlador PI se diseñaron y simularon, pero no se llegaron a implementar.

4.4.3. Selector de modo de funcionamiento

Una vez diseñado el compensador, se procedió a diseñar el circuito de cambio de modo (Precarga, tensión constante y corriente constante). En la figura 11 se puede observar el esquema de este circuito.

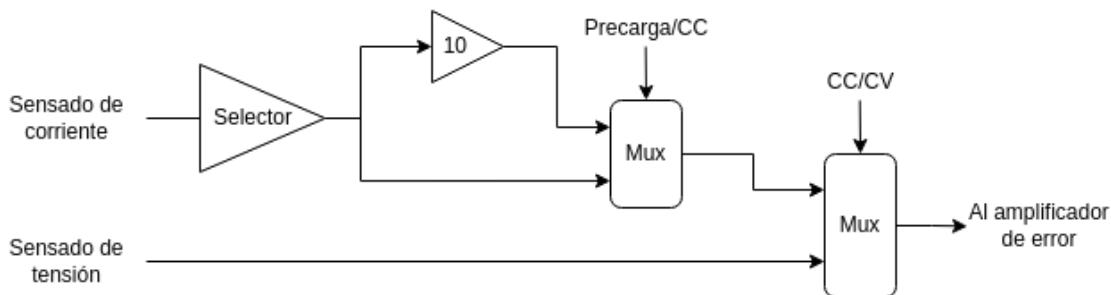


Figura 11: Esquema del selector de modo

Las señales de tensión y corriente están normalizadas con respecto a sus valores nominales. Un amplificador de ganancia variable actúa como selector de corriente de salida, modificando la amplitud de la señal de control de dicha variable. La selección entre el modo de precarga y el modo de corriente constante se hace comparando el nivel de tensión de la batería con una señal de referencia, siendo el segundo modo

activado una vez que la tensión supera los 30V. El bloque de ganancia 5 tiene como objetivo amplificar la señal de control, ya que la corriente de salida para el modo de precarga es 5 veces mas chica que la de corriente constante.

La normalización de las señales nombrada anteriormente permite que la selección de la señal del último multiplexor se haga en base a cual es la mayor de las dos. Esto, visto desde una perspectiva general, permite establecer un límite tanto de tensión como de corriente de salida, lo cual es importante porque representa la base del método de carga.

4.4.4. TL494

Se utilizó el circuito integrado TL494 como generador de señal PWM. El TL494 es un circuito de control de modulación de ancho de pulso (PWM) de frecuencia fija. La modulación de los pulsos de salida se logra comparando la forma de onda de diente de sierra creada por el oscilador interno en el capacitor de temporización (CT) con cualquiera de las dos señales de control. La etapa de salida se habilita durante el tiempo en el cual la tensión de diente de sierra es mayor que las señales de control de voltaje. A medida que aumenta la señal de control, disminuye el tiempo durante el cual la entrada en diente de sierra es mayor; por lo tanto, la duración del pulso de salida disminuye. Un flip-flop de dirección de pulso dirige alternativamente el pulso modulado a cada uno de los dos transistores de salida.

Dentro de sus características principales, se encuentran:

- Rango de suministro de voltaje de entrada entre 7 V y 40 V
- Regulador interno de 5V con precisión del 5 %
- Oscilador interno ajustable mediante un filtro RC externo
- Control de tiempo muerto
- Comparador interno con tiempo de respuesta de 400ns

El oscilador interno provee la forma de onda de diente de sierra al tiempo muerto y al comparador PWM. Su frecuencia se programa mediante la selección de una resistencia R_t y un capacitor C_t . El oscilador carga al C_t con una corriente constante determinada por R_t produciendo una rampa de tensión sobre C_t .

$$I_{carga} = \frac{3V}{R_t}$$

Cuando la tensión sobre el mismo llega a $3V$, el circuito se descarga y se reinicia el ciclo. La frecuencia es $f = \frac{1}{R_t \times C_t}$ para el modo single ended.

Según la hoja de datos, los valores recomendados para R_t y C_t son:

$$470pF \leq C_t \leq 10\mu F$$

$$1,8k\Omega \leq R_t \leq 500k\Omega$$

Para lograr la $f = 125kHz$ se eligió un capacitor de $1nF$ y para lograr la resistencia de $8k\Omega$ se ajustó un potenciómetro de $10k\Omega$.

El control de tiempo muerto (DTC) permite controlar el ciclo de trabajo. Es una entrada de alta impedancia que controla el tiempo de apagado mínimo. Con DTC a tierra, este es del 3 %. Si se aplica tensión en este puerto se le puede adicionar.

El tiempo muerto o de apagado se controla linealmente desde su mínimo de 3 % hasta su máximo de 100 %, variando su tensión de entrada entre 0 y $3,3V$ respectivamente.

El comparador modula el ancho de pulso de la salida. Para esto se compara la rampa de tensión sobre el capacitor C_t con la señal de control presente en la salida de los amplificadores de error.

Otros puntos a destacar de este integrado son la presencia de dos amplificadores de error y de dos transistores de salida, que pueden trabajar tanto en emisor común como en colector común. La corriente de salida máxima de estos transistores es de $200mA$.

4.5. Amplificador clase B con transistores complementarios

La etapa permite acoplar la carga en continua. Se compone de un transistor NPN y otro PNP, ambos dispositivos de potencia y no de señal. Cada dispositivo de amplificación conduce durante medio ciclo de la señal de entrada, excitándolos mediante el ingreso de corriente por su base y lo hacen de forma alternativa. En el semiciclo positivo de la señal conduce el NPN y el PNP se corta, y en el semiciclo negativo conduce el PNP y el NPN se corta. Los transistores se alimentan de forma inversa: el NPN requiere de una tensión positiva en su colector y el PNP requiere de una tensión negativa en su colector. Además, requieren de una tensión V_{be} en sus junturas ya que entre base y emisor existe una juntura PN similar a un diodo. Si no se polariza de forma correcta, no circula corriente por su base y en consecuencia

tampoco por su colector. El transistor NPN conduce corriente en su emisor cuando $V_{be} > 0$ mientras que el transistor PNP conduce corriente en su emisor cuando $V_{be} < 0$ o $V_{eb} > 0$. Cuando la tensión de entrada en la base de ambos transistores es 0 no conduce ningún transistor, es decir, no existe consumo de corriente ni de potencia.

Ambos funcionan como seguidor por emisor o colector común, con su tensión de alimentación en colector, la señal de excitación en la base y la carga conectada al emisor. La topología presenta una ganancia de tensión aproximadamente unitaria y una ganancia de corriente h_{fe} . La corriente que se entrega por la base es h_{fe} veces menor que la que se le entrega a la carga. Presenta una impedancia de entrada mucho más alta que su impedancia de salida, la cual se adapta con una carga de baja impedancia. Por lo tanto, la etapa amplificadora permite que por la salida circule la misma corriente que requería el convertidor, pero con una corriente de salida del TL494 por colector mucho más baja y menor a la máxima.

4.6. Driver

Para encender los MOSFETs de canal N necesarios en el convertidor se debe aplicar una tensión positiva entre *gate* y *source*. Debido a la topología elegida, se requiere un driver para controlar el MOSFET cuyo terminal de *source* no está a tierra.

Existen 2 posibles configuraciones para un transistor según su posición respecto a la carga:

Lado bajo Utiliza comúnmente el MOSFET de canal N. El terminal *source* está a tierra y la carga se encuentra entre la alimentación y el terminal *drain*.

Lado alto Utiliza comúnmente el MOSFET de canal P. El terminal *drain* se encuentra conectado a la alimentación y el terminal *source* a la carga.

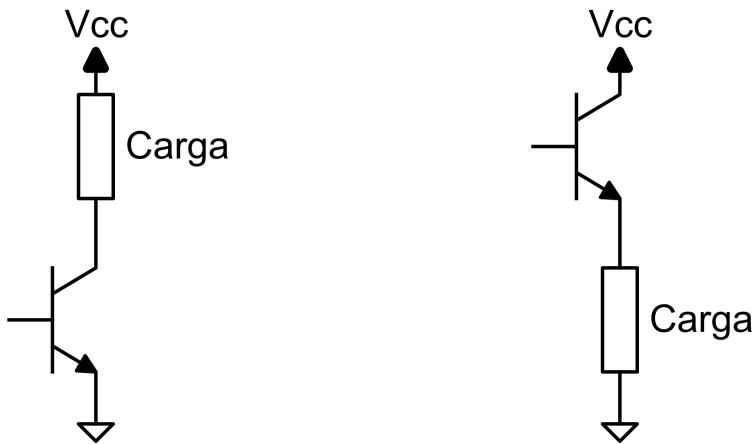


Figura 12: A la izquierda, un transistor de lado bajo. A la derecha, uno de lado alto.

Para controlar MOSFETs de lado alto se puede utilizar un circuito integrado o un transformador. Los circuitos integrados, si bien son más pequeños y ocupan menor espacio en las placas, poseen tiempos significativos de encendido y apagado. El transformador es de un tamaño mucho mayor, requiere de un diseño apropiado y de componentes adicionales, pero sus tiempos de encendido y apagado son despreciables y permite operar con diferencias de tensión más elevadas. En base a ello, se optó por implementar un transformador como driver para el MOSFET de lado alto.

Los transformadores poseen al menos 2 bobinados acoplados magnéticamente, lo cual permite generar aislación entre el circuito primario y secundario. La relación de vueltas entre los mismos permite modificar la tensión de salida obtenida. Los transformadores manejan muy poca potencia promedio, pero entregan altos picos de corriente en el encendido y apagado.

Si bien el transformador ideal no almacena energía, los transformadores reales almacenan una pequeña cantidad de energía entre los bobinados y el posible entrehierro. Esto se representa mediante una inductancia magnetizante en paralelo al bobinado del primario. Una pequeña inductancia disminuye los retrasos de tiempo y minimiza la energía almacenada permitiendo aumentar la eficiencia.

Para cumplir con la ley de Faraday, la tensión en la bobina del transformador debe ser nula en una parte del período, por lo cual cualquier pequeña señal de continua puede hacer saturar al núcleo. La saturación limita el producto volt-segundo aplicado a través de los devanados. Su valor máximo se da en la peor condición de funcionamiento, con el ciclo de trabajo máximo y la máxima tensión de entrada de forma simultánea.

Como el convertidor forward trabaja sólo en el primer cuadrante del plano B-H, una gran parte del período de switching debe reservarse para restaurar el núcleo de la potencia del transformador [3]. Esto limita la relación de trabajo del transformador, pero no suele ser un problema ya que el transformador debe estar acoplado a corriente alterna y por lo tanto funciona con magnetización bidireccional.

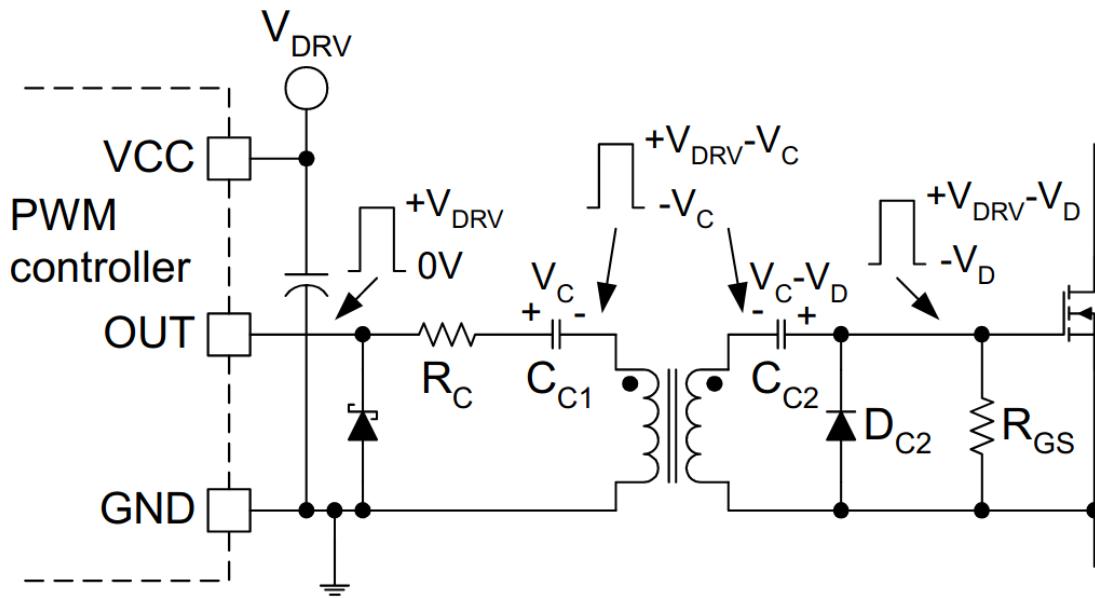


Figura 13: Esquema del controlador del MOSFET de lado alto

La figura 13 muestra el circuito básico del driver mediante un transformador. A continuación se detalla información relevante de cada componente:

Entrada single-ended Este driver en particular está diseñado para convertir la salida de un extremo de un controlador PWM a una señal de doble extremo.

Capacitor de acoplamiento C_{C1} Para evitar la componente continua se coloca un capacitor de acoplamiento en serie con el bobinado primario, evitando la saturación del núcleo. La tensión sobre el mismo resulta:

$$V_{cc_1} = D \times V_{drv}$$

En base al máximo ripple de tensión permitido y la carga que atraviesa al capacitor de acoplamiento en estado estacionario:

$$C_{C_1} = \frac{Q_G}{\Delta V_{C_1}} + \frac{(V_{drv} - V_{dc2,fw})D}{\Delta V_{C_1} R_{gs} f_{drv}} + \frac{V_{drv}(D^2 - D^3)}{\Delta V_{C_1} \times 4 \times L_m f_{drv}^2}$$

Para este capacitor, el ripple tiene una componente relacionada a la carga del MOSFET, otra relacionada con la corriente que pasa por la resistencia entre *gate* y *source* y una última componente relacionada a la corriente de la inductancia magnetizante. La capacidad es máxima para un ciclo de trabajo determinado definido por los parámetros de diseño y los valores de los componentes, la cual se obtiene derivando a la expresión en función del ciclo.

La constante de tiempo de la tensión en el capacitor de acoplamiento resulta:

$$\tau = R_{gs} C_{C_1}$$

La tensión a través del capacitor de acoplamiento se incrementa de forma proporcional al pulso. La tensión negativa durante el tiempo que está apagado aumenta y la tensión positiva durante el tiempo que está encendido disminuye. Por lo tanto, para pulsos anchos del ciclo de trabajo, se requieren de componentes adicionales en el secundario del transformador para proveer de la tensión correcta al *gate*.

Resistencia de amortiguamiento R_C Cambios repentinos en el ciclo de trabajo excitan a la red LC compuesta por el capacitor de acoplamiento y la inductancia magnetizante, provocando resonancias indeseadas en la tensión sobre el capacitor. Esta resistencia de bajo valor en serie con el capacitor de acoplamiento permite amortiguar las resonancias. Su valor puede calcularse a partir de la siguiente fórmula:

$$R_c \geq 2 \times \sqrt{\frac{L_m}{C_{C_1}}}$$

Si la resistencia es muy grande, genera una sobre amortiguación que limita la corriente que ingresa al terminal *gate* y disminuye la frecuencia de switching. Si la resistencia es muy chica, las resonancias provocadas generan una tensión entre *gate* y *source* muy elevada.

Transformador Su función es transmitir el pulso de accionamiento de puerta referenciado a tierra a través de grandes diferencias de potencial para adaptarse a las implementaciones de accionamiento flotante. Para hacerlo maneja muy poca potencia pero requiere de elevados picos de corriente.

Está controlado por un ancho de pulso variable y de amplitud constante, acoplado en alterna y la inductancia de magnetización ve un pulso de amplitud variable. Operan en el primer y tercer cuadrante del plano B-H.

Resistencia de carga entre *gate* y *source* R_{gs} Es una resistencia de pull down que pone a tierra el terminal *gate* al alimentar el circuito, manteniendo al MOSFET apagado durante el inicio. Además le provee de un camino para la corriente que circula por el capacitor de acoplamiento, permitiendo establecer la tensión necesaria sobre el mismo y que en cada ciclo de switching la misma carga del *gate* sea entregada y removida a través del capacitor.

Diodo Schottky Debido a la componente de corriente de la inductancia magnetizante, la salida debe manejar corriente de forma bidireccional. El mismo puede evitarse aumentando la componente de corriente resistiva para contrarrestar a la componente de la inductancia magnetizante.

Capacitor de acoplamiento C_{C_2} Junto al diodo Schottky permite restaurar a los niveles originales de tensión. El agregado opcional de un diodo zener en serie permite incrementar aún más la tensión negativa durante el apagado.

En base al máximo ripple de tensión permitido y la carga que atraviesa al capacitor de acoplamiento en estado estacionario:

$$C_{C_2} = \frac{Q_G}{\Delta V_{C_2}} + \frac{(V_{drv} - V_{dc2,fw})D_{max}}{\Delta V_{C_2} R_{gs} f_{drv}}$$

Para este capacitor, el ripple tiene una componente relacionada a la carga del MOSFET y otra relacionada con la corriente que pasa por la resistencia entre *gate* y *source*. La capacidad es máxima cuando el ciclo de trabajo es máximo.

Diodo clamp Mantiene la tensión entre *gate* y *source* por arriba de $-V_\gamma$.

4.7. Snubber

Un circuito snubber o de amortiguación es una red RC que permite eliminar ruido de alta frecuencia que existe en los nodos de los transistores. Hasta ahora se ha analizado el convertidor forward sin tener en cuenta los elementos parásitos asociados a cada componente. Algunos ejemplos de estos son la resistencia serie equivalente e inductancia serie equivalente de los capacitores, la capacidad parásita de

los transistores o la resistencia e inductancia parásita de las conexiones realizadas. La energía acumulada en las inductancias parásitas mientras los transistores comutan provoca una resonancia con el capacitor de filtrado en la entrada. La red snubber conforma un camino de baja impedancia para el drenaje de esta energía. Valores pequeños de estos elementos parásitos generan resonancias del orden de los MHz.

4.7.1. Funcionamiento

La energía acumulada en las inductancias parásitas mientras los transistores están encendidos se almacena como energía electroestática en el capacitor de la red snubber C_{snb} . Cuando los transistores conducen, su tensión se eleva hasta V_{in} y la energía almacenada en el capacitor resulta:

$$E = 0,5 \times C_{snb} V_{in}^2$$

La carga eléctrica del capacitor luego de su carga es:

$$Q = C_{snb} V_{in}$$

La potencia suministrada por la fuente de entrada en cada ciclo es:

$$V_{in} Q = C_{snb} V_{in}^2$$

Las pérdidas en la resistencia R_{snb} resultan:

$$P_{R_{snb}} = C_{snb} V_{in}^2 f_{sw}$$

Durante la carga, mitad de esta potencia se consume en la resistencia R_{snb} por efecto Joule y la otra mitad se almacena en el capacitor C_{snb} . Cuando los transistores no conducen, su tensión disminuye hasta 0V, toda la energía almacenada se descarga y es consumida en la resistencia de amortiguamiento R_{snb} . Cuando se descarga, mitad de la energía almacenada se convierte en calor en la resistencia R_{snb} . El análisis supone que el tiempo de carga y descarga es mucho más grande que la constante de tiempo RC. El procedimiento para el cálculo de los componentes se describirá detalladamente en la sección de diseño.

5. Simulaciones del cargador

En paralelo con el estudio teórico, se realizaron simulaciones del circuito propuesto en el software de simulación de circuitos electrónicos LTSpice. Una imagen completa del circuito puede verse en las figuras 58 y 59, incluidas en el apéndice.

Este circuito brinda una simulación precisa del ciclo de carga, pero no fue utilizado de forma extensiva por dos motivos. Primero, el circuito completo es muy complejo y requiere de un gran esfuerzo computacional para su simulación. Para resolver este problema se dividió la simulación por partes, corroborando periódicamente durante el desarrollo que los cambios a las distintas partes del circuito no afectaban el comportamiento de las otras. El segundo motivo fue la necesidad de acotar el proyecto a un circuito más simple debido a límites temporales, por lo que la simulación final resultó ser un circuito reducido que se muestra en la figura 60.

6. Implementación

Debido a la extensión del proyecto no se llegó a diseñar el circuito en su totalidad, por lo que solo se implementó el convertidor de tensión continua junto con el generador de señal PWM y el driver.

El objetivo mínimo propuesto es el diseño y construcción de la primera etapa de la fuente de switching. Se deben obtener las señales de tensión y corriente sobre los elementos operando a lazo abierto con un ciclo de trabajo fijo.

Se diseñó un circuito impreso y se construyó un prototipo funcional para cumplir con las especificaciones propuestas. Debido a que el costo de una batería de litio de las características necesarias es elevado, se redujo la tensión de salida a 12.6V, tensión que normalmente se utiliza para recargar baterías de computadoras portátiles.

Las primeras pruebas se realizaron en una placa de cobre perforada. Para una mayor seguridad se optó por reemplazar la primera etapa de conversión AC-DC por una fuente regulable cuya tensión de entrada sea de 36V. Esta fuente tiene una corriente máxima de 1 A y por lo tanto es capaz de proveer la corriente necesaria que consume el circuito.

7. Diseño

7.1. Convertidor Forward

Se listan a continuación las especificaciones acordadas con la cátedra para el prototipo.

- Tensión de entrada: $V_s = 36V$
- Tensión de salida: $V_o = 12.6V$

- Ciclo de trabajo mínimo: $D_{min} = 0$
- Ciclo de trabajo máximo: $D_{max} = 0,5$
- Frecuencia de conmutación: $f = 125kHz$
- Corriente media en la carga: $I_{med} = 1A$

Se desea obtener una variación en la corriente del inductor $\Delta i_L = 25\%$ y un ripple de tensión en la salida $\Delta v = 0,2\%$. En consecuencia:

$$\Delta i_L = I_{med} \frac{\delta i[\%]}{100} = 1A \times \frac{25}{100} = 0,25A$$

$$\Delta V_o = V_{o_{med}} \times \frac{\Delta v[\%]}{100} = 12,6V \times \frac{0,2}{100} = 0,025V$$

En principio se dimensiona el filtro de salida compuesto por el inductor y el capacitor. En base a la variación de la corriente en el inductor se calcula la inductancia. Para el ciclo de trabajo mínimo se obtiene la inductancia máxima:

$$L = \frac{V_o(1 - D)}{f\Delta i_L} = \frac{12,6V \times (1 - 0)}{125kHz \times 0,25A} = 400uH$$

En base a la ecuación de la tensión de rizado pico a pico en la salida se calcula la capacidad. Para el ciclo de trabajo mínimo se obtiene la capacidad máxima:

$$C = \frac{(1 - D)V_o}{8 \times L \times \Delta V_o \times f^2} = \frac{(1 - 0) \times 12,6V}{8 \times 400uH \times 0,025V \times (125kHz)^2} = 10uF$$

Los dispositivos semiconductores fueron elegidos en base a su disponibilidad en el ATEI, comprobando que puedan ser utilizados en el prototipo con los parámetros especificados en sus hojas de datos.

Se eligieron diodos rectificadores para alta frecuencia modelo UF4007. Presenta tiempo de recuperación inversa ultra rápido, una baja caída de tensión directa, alta capacidad de sobretensión, bajas pérdidas de conmutación y alta eficiencia. Sus características principales son:

- Máxima corriente rectificada directa promedio: $I_f = 1A$
- Voltaje inverso pico repetitivo máximo: $V_{rrm} = 1000V$
- Tiempo máximo de recuperación inversa: $t_{rr} = 75ns$

- Tensión directa instantánea máxima: $V_f = 1,7V$

Para los transistores se eligieron MOSFETs para switching de alta velocidad modelo IRF840. Sus características principales son:

- $P_{max} = 125W$
- $V_{ds_{max}} = 500V$
- $V_{gs_{max}} = 20V$
- $I_{d_{max}} = 8A$
- $I_{d_{repetitivamax}} = 32A$

7.2. Transformador

La potencia aparente del transformador P_t es la suma de la potencia de entrada P_i y la potencia de salida P_o :

$$P_t = P_i + P_o = \frac{P_o}{\eta} + P_o = \left(1 + \frac{1}{\eta}\right) P_o$$

La tensión en el bobinado primario está dada por:

$$V_1 = K_t f N_1 \phi_m$$

donde f es la frecuencia de conmutación de la señal de entrada y K_t es un factor que vale 4,44 si la forma de onda es simusoidal o 4 si es rectangular.

El flujo máximo ϕ_m se relaciona con el área de la sección transversal de la trayectoria del flujo A_e y la densidad de flujo máxima B_m de la siguiente manera:

$$\phi_m = B_m \times A_e$$

La densidad de corriente J es:

$$J = K_j A_p^x$$

donde K_j y x son constantes que dependen del núcleo magnético dadas por la tabla 1:

El factor A_p se puede calcular como:

Tipo de núcleo	$K_j@25^\circ C$	$K_j@50^\circ C$	x	Pérdidas en el núcleo
Pot core	433	632	-0.17	$P_{cu} = P_{fe}$
Power core	403	590	-0.12	$P_{cu} \gg P_{fe}$
E-laminated core	366	534	-0.14	$P_{cu} = P_{fe}$
C-core	323	468	-0.14	$P_{cu} = P_{fe}$
Single-coil	395	569	-0.14	$P_{cu} \gg P_{fe}$
Tape-wound core	250	365	-0.13	$P_{cu} = P_{fe}$

Tabla 1: Valores de K_j y x para distintos tipos de núcleo

$$A_p = \left(\frac{P_t \times 10^4}{K_t f B_m K_u K_j} \right)^{\frac{1}{1+x}} \text{cm}^4$$

donde K_u es el factor de relleno que varía entre 0.4 y 0.6 y B_m es la densidad de flujo máxima.

La cantidad de alambre de cobre y la cantidad de material del núcleo (por lo general ferrita de hierro) determinan la capacidad de potencia del transformador. Existen distintos tipos de núcleo como toroidal, pot, power, E-laminated, EI, C, single-coil, tape-wound, etc. En este proyecto se trabajará con los núcleos disponibles provistos por la cátedra: E70, E42 y E30.

Las especificaciones obtenidas por simulación son las siguientes:

- Frecuencia de la forma de onda rectangular: $f = 125\text{kHz}$ y $K_t = 4$
- Tensión máxima aplicada a la bobina del primario: $V_{1_{max}} = 350V$ ¹
- Tensión de salida en el secundario: $V_0 = 12,6V$
- Corriente de salida en el secundario: $I_0 = 1A$
- Eficiencia: $n = 95\%$

7.2.1. Cálculos

Potencia de salida:

$$P_o = V_o \times I_o = 12,6W$$

¹El transformador fue diseñado antes de reemplazar el rectificador de entrada por una fuente regulable de 36V, por lo que quedó sobredimensionado.

Potencia aparente:

$$P_t = P_o + P_i = P_o \times \left(1 + \frac{1}{n}\right) = 25,86W$$

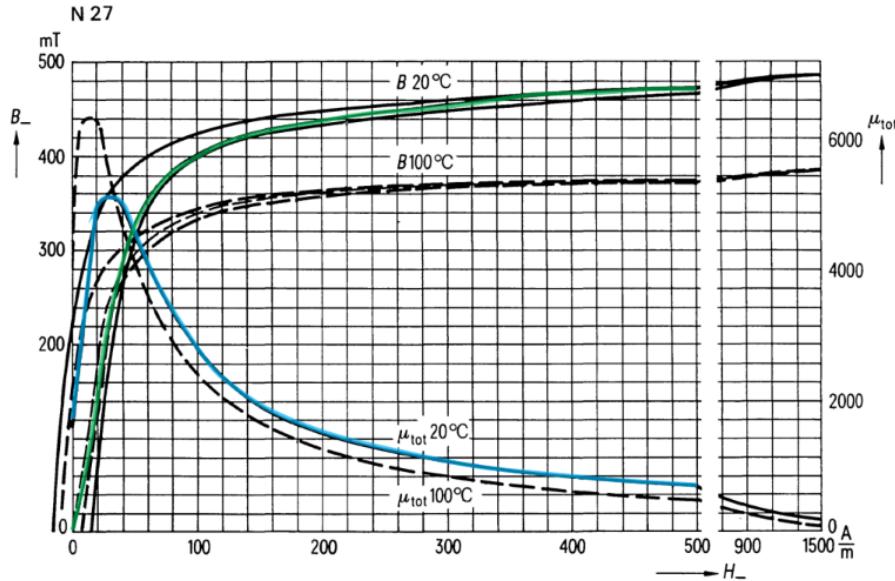


Figura 14: Gráfica B vs. H para núcleos N27

En base a las curvas de magnetización se observa como las ferrites no soportan tanto flujo como el hierro y como disminuye la permeabilidad para campos mayores. Presenta el ciclo de histéresis y comienza a saturar en $B = 300mT$. La saturación implica mayor circulación de corriente que conlleva a que el núcleo deje de responder. Esta se da en campos menores si la temperatura aumenta con el funcionamiento del dispositivo. Por lo tanto se elige una inducción magnética máxima de $B_m = 100mT$ para estar lejos del codo y asegurarnos tener la permeabilidad especificada en las hojas de datos.

Para el núcleo E70, el área efectiva es:

$$A_e = 279mm^2$$

Número de vueltas del primario:

$$N_1 = \frac{V_{1_{max}}}{K_t \times f \times B_m \times A_e} = 25,09 \simeq 25$$

Número de vueltas del secundario:

$$N_2 = N_1 \times \frac{V_2}{V_1}$$

Como no se requiere ni desea elevar o reducir la tensión del secundario, se elige una relación de vueltas 1:1. Por lo tanto, el número de vueltas del bobinado secundario es igual al del primario.²

$$N_2 = 25$$

A partir de la tabla X, para el núcleo tipo E $K_j = 366$, $x = -0,14$ y $Pfe = Pcu$. Tomando el factor de relleno $K_u = 0,4$:

$$A_p = \left(\frac{25,86 \times 10^4}{4 \times 125kHz \times 100mT \times 0,4 \times 366} \right)^{\frac{1}{1-0,14}} cm^4 = 0,0205cm^4$$

La densidad de corriente resulta:

$$J = 366 \times 0,0205^{-0,14} \frac{A}{cm^2} = 630,7 \frac{A}{cm^2}$$

La corriente que circula por el primario es:

$$I_1 = \frac{(P_t - P_0)}{V_1} = \frac{(25,86W - 12,6W)}{350V} = 0,0379A$$

El área de la sección transversal del alambre desnudo del primario resulta:

$$A_{wp} = \frac{I_1}{J} = \frac{0,0379A}{630,7 \frac{A}{cm^2}} = 0,06cm^2 \times 10^{-3}$$

La corriente que circula por el secundario es la corriente de salida, por lo tanto el área de la sección transversal del alambre desnudo del secundario resulta:

$$A_{ws} = \frac{I_o}{J} = \frac{1A}{630,7 \frac{A}{cm^2}} = 1,6cm^2 \times 10^{-3}$$

²El número de vueltas del secundario se duplicó respecto al diseño original ya que al realizar las mediciones en la PCB, la tensión del secundario era mucho menor a la simulada.

Tamaño AWG	Área [$cm^2 \times 10^{-3}$]	<i>Cir - Mil</i>	Resistencia [$10^{-6}\Omega/cm$]
10	52.61	10384	32.70
11	41.68	8226	41.37
12	33.08	6529	52.09
13	26.26	5184	65.64
14	20.82	4109	82.80
15	16.51	3260	104.3
16	13.07	2581	131.8
17	10.39	2052	165.8
18	8.228	1624	209.5
19	6.531	1289	263.9
20	5.188	1024	332.3
21	4.116	812.3	418.9
22	3.243	640.1	531.4
23	2.588	510.8	666.0
24	2.047	404.0	842.1
25	1.623	320.4	1062.0
26	1.280	252.8	1345.0
27	1.021	201.6	1687.6
28	0.8046	158.8	2142.7
29	0.6470	127.7	2664.3
30	0.5067	100.0	3402.2
31	0.4013	79.21	4294.6
32	0.3242	64.00	5314.9
33	0.2554	50.41	6748.6
34	0.2011	39.69	3572.8

Tabla 2: Tabla de valores AWG

Dado que la mayor área es A_{ws} , la cual es superior a la mínima, a partir de la tabla 2 de tamaños de cable AWG se debería utilizar el AWG 25. Sin embargo, en base a la disponibilidad se construyeron ambos bobinados con un AWG 21. Sus parámetros principales son:

- Diámetro del cable: $d = 0,723mm$
- Área de la sección transversal: $A_w = 4,116 \times 10^{-3}cm^2$
- Conductividad del cobre: $\sigma = \frac{481,9\mu\Omega}{cm}$

- Permeabilidad magnética del cobre: $\mu_r \simeq 1$

En corriente continua, la densidad de corriente es similar en todo el conductor, pero en corriente alterna se observa que hay una mayor densidad de corriente en la superficie que en el centro. Este fenómeno se conoce como efecto pelicular y provoca una variación de la resistencia eléctrica de un conductor en corriente alterna debido al cambio de la frecuencia f de la corriente eléctrica que circula por el mismo. Por lo tanto, para corriente alterna la mayor parte de la corriente eléctrica fluye entre la superficie y la profundidad superficial de los conductores δ . Esta última depende de la frecuencia de la corriente y de las propiedades eléctricas y magnéticas del conductor.

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi \times 125kHz \times 1 \times 4\pi \times 10^{-7} \times \frac{481,9\mu\Omega}{cm}}} = 65mm$$

El diámetro mínimo del conductor resulta:

$$d_{min} = 2 \times \delta = 130mm$$

Por lo tanto, se verifica que el diámetro del cable AWG 21 es mayor al mínimo requerido.

Para el carrete del núcleo E70, la longitud promedio de una vuelta es:

$$l_{mt} = 9,7cm$$

La resistencia del bobinado primario y secundario y sus pérdidas en el cobre resultan:

$$R_p = R_s = l_{mt} \times N_1 \times \sigma = 9,7cm \times 25 \times \frac{481,9\mu\Omega}{cm} = 100m\Omega$$

$$P_p = I_1^2 R_p = 146\mu W$$

$$P_s = I_o^2 R_s = 100mW$$

En base a la tabla 1 para un núcleo tipo E las pérdidas en el núcleo son iguales a las del cobre:

$$P_{fe} = P_p + P_s \simeq P_s = 100mW$$

La eficiencia del transformador resulta:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_p + P_s + P_{fe}} = 0,9841(98,41\%)$$

Por lo tanto, se comprueba que la eficiencia es superior a la especificada del 95 %.

7.3. Inductor

Se utiliza para almacenar energía y permitir su transferencia hacia la carga. Por el inductor circula una corriente continua la cual no puede ser muy elevada para evitar saturar al núcleo magnético.

Especificaciones:

- Inductancia: $L_x = 400\mu H$
- Corriente continua: $I_{dc} = 1A$

Procedimiento de diseño:

1. Cálculo de la energía que debe almacenar el inductor

$$E = 0,5 \times L \times I_{dc}^2 = 200\mu HA^2$$

2. Elección del tamaño del núcleo

En base a la disponibilidad se elige un E42/15 con material magnético N27. Sus parámetros son:

- Longitud efectiva: $l_e = 67mm$
- Área efectiva: $A_e = 60mm^2$
- $A_l = 1800nH$ y $u_e = 1600$ ($gap = 0mm$)
- $A_l = 630nH$ y $u_e = 562$ ($gap = 0,1mm$)
- $A_l = 400nH$ y $u_e = 353$ ($gap = 0,18mm$)
- $A_l = 200nH$ y $u_e = 179$ ($gap = 0,34mm$)

3. Verificar energía almacenada

Se debe corroborar que la energía que puede almacenar el inductor sin entre-hierro sea suficiente.

Con $B_m = 100mT$:

$$E_{singap} = \frac{0,5 \times B_m^2 \times volumen}{u_0 \times u_e} = \frac{0,5 \times B_m^2 \times A_e \times l_e}{u_0 \times u_e} = 10\mu HA^2$$

Con $B_m = 200mT$:

$$E_{singap} = \frac{0,5 \times B_m^2 \times volumen}{u_0 \times u_e} = \frac{0,5 \times B_m^2 \times A_e \times l_e}{u_0 \times u_e} = 40\mu HA^2$$

En ambos casos es menor a la energía que debe almacenar el inductor por lo que se evidencia la necesidad de incluir un entrehierro.

4. Dimensionar el entrehierro

El entrehierro l_0 debe almacenar la energía E con $B_{max} = 100mT$. En caso de ser necesario puede llevarse a $B_{max} = 200mT$ sin problema.

Con $B_m = 100mT$:

$$l_0 = \frac{2 \times E \times u_0}{A_e \times B_m^2} = 0,84mm$$

Con $B_m = 200mT$:

$$l_0 = \frac{2 \times E \times u_0}{A_e \times B_m^2} = 0,2mm$$

El gap real necesario g con un núcleo tipo E es la mitad de l_0 .

Con $B_m = 100mT$:

$$g = \frac{l_0}{2} = 0,42mm$$

Con $B_m = 200mT$:

$$g = \frac{l_0}{2} = 0,1mm$$

5. Dimensionar el número de vueltas

Se calcula el número de vueltas N necesario para conseguir la inductancia L_x requerida.

Con $B_m = 100mT$:

$$N = \sqrt{\frac{L \times l_0}{A_e \times u_0}} = 67 \text{ vueltas}$$

Con $B_m = 200mT$:

$$N = \sqrt{\frac{L \times l_0}{A_e \times u_0}} = 34 \text{ vueltas}$$

6. Construcción y verificación

Se bobina el inductor y se mide la inductancia en la frecuencia de interés. Mediante un generador de funciones se excita un circuito RL serie con una forma de onda rectangular en su entrada de $f = 125kHz$ y $1,5V$ de amplitud. En la figura 15 se observa la medición realizada mediante una resistencia de 200Ω con un tiempo de subida de $2,34\mu s$. A partir de la constante de tiempo del circuito, la inductancia resulta:

$$L = R \times \tau = 468\mu H$$

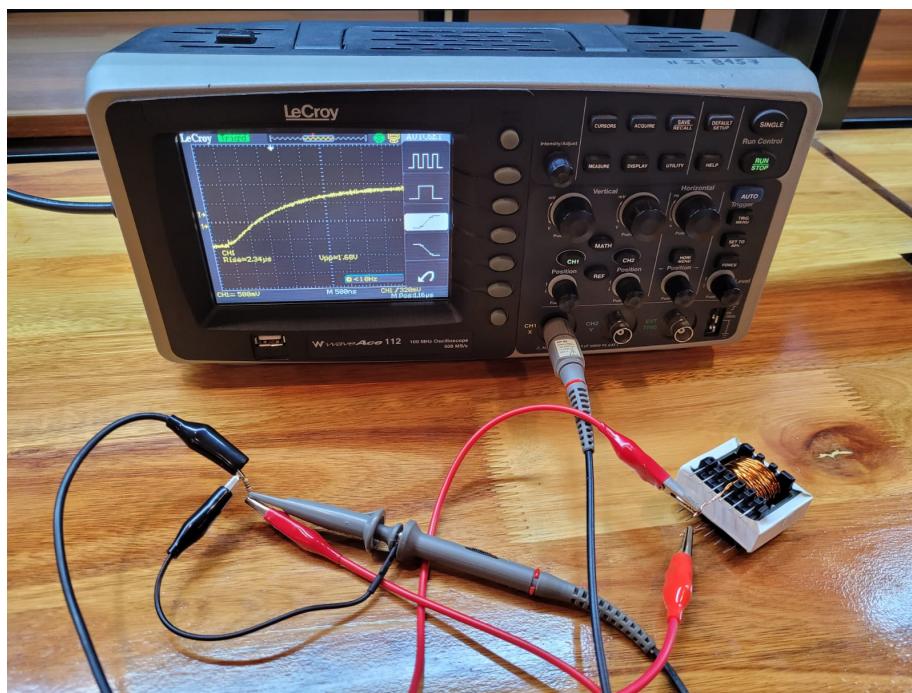


Figura 15: Medición de la inductancia mediante tiempo de subida

7.4. Driver

La tensión a la salida del generador PWM es uno de los parámetros de diseño del driver.

$$V_{drv} = 8V$$

La frecuencia de conmutación es:

$$f_{drv} = 125\text{kHz}$$

Una de las principales pérdidas de potencia en los transistores MOSFET son las pérdidas por control de puerta o *gate*. El encendido y apagado del MOSFET implica la carga y descarga del capacitor interno, el cual recibirá o entregará carga cuando la tensión en el mismo se modifique. Se requiere de una cierta carga para cambiar la tensión del terminal *gate* entre 0 y V_{drv} . Su valor se obtiene mediante el gráfico de la hoja de datos del IRF840 con los siguientes datos:

- Rango: $0 - 63nC$
- $V_{gs} = 6V$
- $V_{ds} = 100V$

De forma estimada:

$$Q_g = 26nC$$

Con este parámetro pueden determinarse la corriente promedio de polarización requerida para controlar el terminal *gate* y las pérdidas de potencia de carga de puerta

$$I_g = Q_g \times f_{drv} = 3,25mA$$

$$P_{gate} = V_{drv} \times Q_g \times f_{drv} = 26mW$$

La suma de los ripples en ambos capacitores de acoplamiento aparece en el terminal *gate*, por lo que se elige:

$$\Delta V_c = 0,1 \times V_{drv}$$

$$\Delta V_{c_1} = \Delta V_{c_2} = \frac{\Delta V_c}{2}$$

Para el diodo de rueda libre del secundario se utiliza el mismo diodo que en el convertidor forward, modelo UF4007. La tensión directa máxima se obtiene de la hoja de datos:

$$V_{dc_2} = 1,7V$$

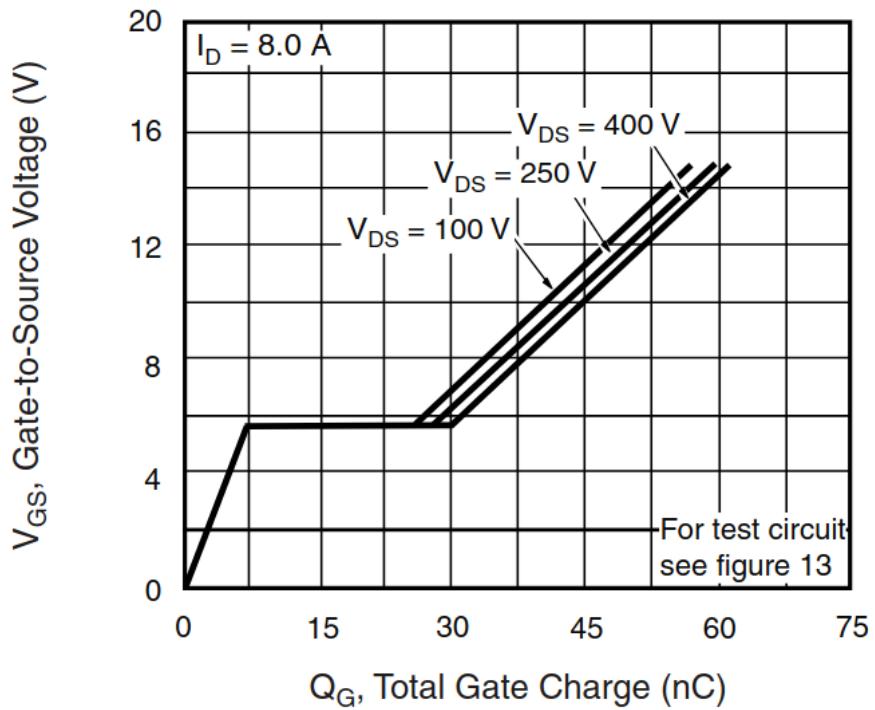


Figura 16: Curva típica de tensión entre gate y source vs. carga del terminal gate

El ciclo de trabajo máximo está definido por el conversor forward,

$$D_{max} = 0,5$$

El valor de la resistencia entre *gate* y *source* se despeja en base a la constante de tiempo deseada en el transitorio de la tensión en el capacitor de acoplamiento.

$$\tau = 50\mu s$$

$$R_{gs} = \frac{\tau}{C_{C_2}}$$

$$R_{gs} = 10k\Omega$$

La inductancia magnetizante L_m se mide con un medidor de inductancias para poder simular el circuito.

$$L_m = 186 \mu H$$

Se agrega un capacitor de bypass entre la alimentación y la tierra del generador PWM para proveer la corriente necesaria en los picos de consumo.

$$C_{bypass} = \frac{I_{Q,HI} \frac{D_{max}}{f_{drv}} + Q_G}{\Delta V}$$

Siendo

- $I_{Q,HI}$ la corriente de polarización del driver cuando la salida está en alto
- D_{max} el ciclo de trabajo máximo
- f_{drv} la frecuencia de conmutación
- Q_G la carga en el terminal *gate*

El capacitor de acoplamiento C_{C_1} se calcula como:

$$C_{C_1}(D) = \frac{Q_g}{\Delta V_{C_1}} + \frac{(V_{drv} - V_{dc2}) \times D}{\Delta V_{C_1} \times R_{gs} \times f_{drv}} + \frac{V_{drv} \times (D^2 - D^3)}{\Delta V_{C_1} \times 4 \times L_m \times f_{drv}^2}$$

La capacidad mínima que asegura permanecer por debajo del ripple de tensión máximo en todas las condiciones de operación se puede encontrar determinando el máximo de la expresión anterior:

$$C_{C_1} = 328,3 nF$$

Para el capacitor de acoplamiento C_{C_2} se utiliza la siguiente expresión:

$$C_{C_2} = \frac{Q_g}{\Delta V_{C_2}} + \frac{(V_{drv} - V_{dc2}) D_{max}}{\Delta V_{C_2} R_{gs} f_{drv}}$$

$$C_{C_2} = 71,3 nF$$

Finalmente se calcula la resistencia de amortiguamiento en el primario

$$R_{c_{min}} = 2 \sqrt{\frac{L_m}{C_{C_1}}} = 47,6 \Omega$$

Se elige:

$$R_c = 50\Omega$$

El diseño del transformador del driver es similar a un transformador de potencia. Para la selección del núcleo, si bien suelen utilizarse núcleos toroidales, en base a la disponibilidad se elige el E30. El material del núcleo es N27, cuya alta permeabilidad maximiza el valor de la inductancia de magnetización y, en consecuencia, reduce la corriente de magnetización.

El número de vueltas del primario se calcula como:

$$N_1 = \frac{V_{tr} \times t}{\Delta B \times A_e}$$

donde V_{tr} es la tensión en el bobinado primario, t es la duración del pulso, ΔB es la variación en el flujo pico a pico durante el tiempo t y A_e es la sección transversal equivalente del núcleo.

Primero se halla el máximo producto volt-segundo del numerador mediante la figura X. Para un transformador acoplado en alterna, el peor de los casos se da para el ciclo de trabajo máximo $D = 0,5$, por lo tanto se obtiene un valor de 0.25. Dado que el valor está normalizado, se lo debe multiplicar por la tensión de entrada $V_{drv} = 8V$ y por el período de conmutación $T_{drv} = 8\mu s$. De la hoja de datos del núcleo elegido la sección transversal equivalente es $A_e = 60mm^2$. Fijando una variación en el flujo pico a pico de $\Delta B = 0,03Wb$ se obtiene:

$$N_1 = \frac{0,25 \times 8V \times 8\mu s}{0,03Wb \times 60mm^2} = 8,88 \simeq 9$$

Se establece una relación 1:1 para el transformador ya que no se requiere modificar el nivel de tensión.

$$N_2 = N_1 = 9$$

7.5. Red Snubber

Se agrega un capacitor de *bypass* de $0,1uF$ para drenar la energía acumulada en la inductancia parásita del MOSFET de lado alto. A continuación se describe el procedimiento para el cálculo de los componentes de la red snubber para el MOSFET de lado bajo:

1. Con el osciloscopio se mide la frecuencia de la oscilación f_r en la tensión del transistor V_{ds} .

$$f_r = 1,25MHz$$

2. Se conecta un capacitor entre *drain* y *source* con una capacidad C_{p_0} tal que la frecuencia de la oscilación se reduzca a la mitad.

$$C_{p_0} = 1,5nF$$

3. La frecuencia de resonancia en una red LC está dada por la siguiente fórmula:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Con la configuración actual:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p(C_{p_2} + C_{p_0})}}$$

donde L_p y C_{p_2} son los componentes parásitos del circuito. Para lograr que dicha frecuencia disminuya a la mitad se necesita una capacidad total que sea cuatro veces la capacidad parásita con la que se comenzó. Por lo tanto, la capacidad parásita del circuito resulta un tercio de la capacidad agregada:

$$C_{p_2} = \frac{C_{p_0}}{3} = 500pF$$

4. Con la capacidad parásita del circuito y la frecuencia de la oscilación original se puede calcular la inductancia parásita del circuito:

$$L_p = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 * C_{p_2}} = 32,4\mu H$$

5. La impedancia característica de los elementos parásitos resulta:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_p}{C_{p_2}}} = 255\Omega$$

6. El valor para la resistencia de la red snubber R_{snb} es igual o mayor a la impedancia característica. Un valor muy alto puede permitir un pico propio de la oscilación y un valor más bajo permite una corriente más elevada, resultando en un sobrecalentamiento.

$$R_{snb} \geq Z_0$$

El valor elegido fue:

$$R_{snb} = 340\Omega$$

7. Se elige una capacitor para la red snubber cuya capacidad sea igual o hasta 4 veces superior a la capacidad parásita del circuito.

$$C_{p_2} \leq C_{snb} \leq 4C_{p_2}$$

Se optó por un factor 3:

$$C_{snb} = C_{p_0} = 1,5nF$$

8. Se calcula la potencia disipada en R_{snb} y se utiliza una resistencia cuya potencia máxima sea el doble que la disipada.

$$P_{R_{snb}} = C_{snb}V_{in}^2f_{sw} = 243mW$$

Se debe utilizar una resistencia de medio watt.

Los componentes utilizados fueron un capacitor cerámico de 1.5nF y dos resistencias en paralelo de 680Ω de un cuarto de watt.

8. Elaboración del circuito impreso

Se comprobó que todos los componente elegidos en el software tuvieran la misma distribución de pines que en su versión física. Se imprimió una primera versión y se realizaron correcciones en base a los resultados obtenidos al probar los componentes.

Orificios Los orificios se hicieron de 0.8mm, independiente del componente. En caso de necesitar uno más grande se lo ensanchó con mecha. Por ejemplo, para jumpers, potenciómetros y conectores macho el orificio es de 1mm.

Pads Con forma circular para facilitar la soldadura, excepto para la red de tierra con pads cuadrados. Su tamaño es de 2mm de diámetro para los circulares y 2mm de lado para los cuadrados. En los casos donde las pistas están muy cerca de los pads y no fue posible reubicarlas, se modificó la forma o el tamaño del pad para cumplir con la distancia especificada entre pistas.

Pistas Dado que para corrientes más altas se necesitan pistas más anchas, las pistas de potencia son lo más cortas, directas y gruesas posibles mediante la siguiente regla: pistas finas de 1mm y pistas gruesas de 2mm. La separación entre las pistas y el plano de tierra o cualquier otra pista es de 0.7mm. Se evitó que las pistas tengan ángulos de 90° . Si en el planchado se trabaja con una temperatura excesiva las pistas se ensanchan, por lo tanto, para evitar contactos entre pines, las pistas ingresan a los circuitos integrados de forma paralela.

Tierra Con el fin de mantener la aislación provista por el transformador de potencia, el plano de tierra se dividió en dos: una parte para el lado primario y la otra para su secundario.

Tornillos En cada extremo de la placa se realizaron orificios para los tornillos de 6mm de diámetro (medida de la cabeza de tornillo típica).

Puntos de prueba Se colocaron puntos de prueba para poder medir tensiones en distintos puntos de la placa.

Medición de corriente Se colocaron jumpers en serie con cada componente o lugar en el que se desea medir corriente para contrastar con los resultados obtenidos por simulación. Para realizar las mediciones, se reemplazaron los jumpers por cables, para poder utilizar las puntas de corriente del osciloscopio.

9. Problemas afrontados

Una incorrecta elección de R_t y C_t para el TL494 fuera de los valores recomendados por el fabricante generaba variaciones muy grandes de la frecuencia de switching, lo cual causaba inestabilidad en la tensión de salida.

La frecuencia de commutación ajustada mediante el potenciómetro posee una gran estabilidad.

La amplitud de la forma de onda PWM disminuye al aumentar el ciclo de trabajo con el convertidor conectado a la salida del TL494.

Dado que la carga que genera el convertidor sobre el TL494 es muy alta, sin una etapa de ganancia de corriente, la forma de onda PWM se distorsionaba y disminuía notablemente su amplitud, lo que causaba que los MOSFETs no se saturaran y aumentaran demasiado su temperatura. Los resultados obtenidos con la inclusión de esta etapa fueron una mejora en la forma de onda de la señal PWM y un incremento notorio en su amplitud.

Las oscilaciones de alta frecuencia (superior a 125kHz) observadas en las formas de onda se pueden deber a cualquier tanque LC.

Se evidenció un problema con la tierra de la PCB ya que al realizar las mediciones de tensión, la fuente regulable de 36V eleva notablemente su corriente entregada al circuito cuando se conecta la tierra de la punta del osciloscopio en ciertos puntos de la placa. Estas mediciones fueron tomadas estableciendo un correcto límite de

corriente en la fuente. Además, en otros puntos como el transformador de potencia disminuye la tensión entregada por la fuente regulable de 12V.

Al utilizar resistencias de 1Ω y potencia nominal $2Watts$ para medir corrientes en el circuito, se detectaron oscilaciones indeseadas en sus formas de onda con una frecuencia de $f_{osc} = 1,1MHz$. En consecuencia, se quitaron dichas resistencias y se soldaron cables con un largo tal que se pueda medir la corriente a través de los mismos utilizando puntas de corriente para el osciloscopio TEKTRONIX modelo P6021. Pueden variar su sensibilidad seleccionando $2mA/mV$ o $10mA/mV$ y están conformadas por un transformador de corriente. En consecuencia, sólo miden la componente alterna de la señal y las formas de onda que presentan una componente continua deben ajustarse. El cable que se introduce es el primario, por lo que consta de una única vuelta, y el secundario está adentro de la punta. Al medir corriente con las mismas no se detectaron las oscilaciones, con lo cual se concluye que a la frecuencia de trabajo las resistencias presentan una alta componente inductiva que genera las oscilaciones indeseadas. Además, al quitar las resistencias se incrementó levemente la tensión de salida y la eficiencia.

La mayor diferencia del prototipo implementado respecto a las simulaciones se dio en la tensión de salida. Se varió la resistencia de carga conectada al convertidor y se midieron la tensión y corriente de entrada y de salida para calcular la eficiencia del circuito.

$R[\Omega]$	$I_i[A]$	$V_o[V]$	$I_o[A]$	$P_i[W]$	$P_o[W]$	$\eta[\%]$
12.6	0.23	5.77	0.47	8.28	2.71	32.7
18	0.23	7	0.4	8.28	2.8	33.8
24.3	0.23	8.3	0.35	8.28	2.91	35.1
30.6	0.23	9.13	0.3	8.28	2.74	33.1
40	0.2	10.2	0.25	7.2	2.7	37.5
58	0.18	11.6	0.2	6.48	2.32	35.8
80.7	0.16	12.4	0.15	5.76	1.86	32.3
88.5	0.16	12.6	0.14	5.76	1.76	30.6

Tabla 3: Resultados de las mediciones realizadas con el convertidor

Se evidencia como la tensión de salida varía con la carga conectada y, en consecuencia, la tensión de salida deseada de $V_o = 12,6V$ sólo se logra para una resistencia de $R = 88,5\Omega$. Respecto a las simulaciones, la variación de carga si bien modifica levemente la tensión de salida, no disminuye notablemente su valor y presenta una corriente de salida mucho mayor especialmente en las resistencias de carga más bajas.

10. Simulación del prototipo

Condiciones de simulación y ensayo:

- Tensión de entrada: $V_s = 36V$
- Frecuencia de conmutación: $f = 125kHz$
- Ciclo de trabajo: $D = 0,4$
- Resistencia de carga: $R = 88,6\Omega$

10.1. Generador de señal PWM

No se realizarán comparaciones ya que su circuito no fue simulado debido a la ausencia de un correcto modelo del TL494. El mismo fue implementado primero en una protoboard y luego en un circuito impreso. Sus formas de onda más importantes se compararán con las indicadas en la hoja de datos del fabricante.

En la figura 21 se observa la tensión a la salida del TL494 medida del prototipo.

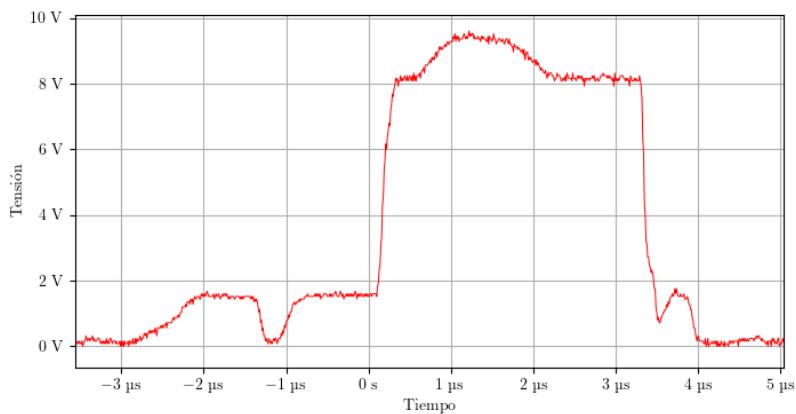


Figura 17: Tensión a la salida del TL494

Se puede observar que la señal cumple con los requisitos de frecuencia ($f = 125kHz$) y ancho de pulso ($D = 0,4$). La amplitud de la señal es de $8V$, lo cual es menor a la señal sin carga ($12V$). Durante la implementación se presentaron oscilaciones de alta frecuencia durante el ciclo de apagado de la señal PWM, las cuales

son tratadas en la sección 4.7. En la figura 22 se muestra la misma forma de onda simulada en LTspice.

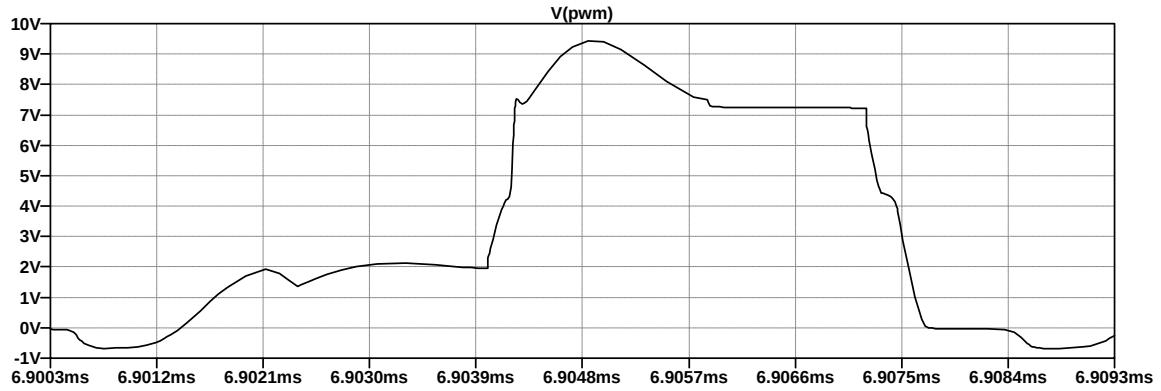


Figura 18: Simulación de la tensión a la salida del TL494

En las figuras 19 y 20 se muestran las tensiones en el capacitor C_t y el terminal DTC del TL494 respectivamente.

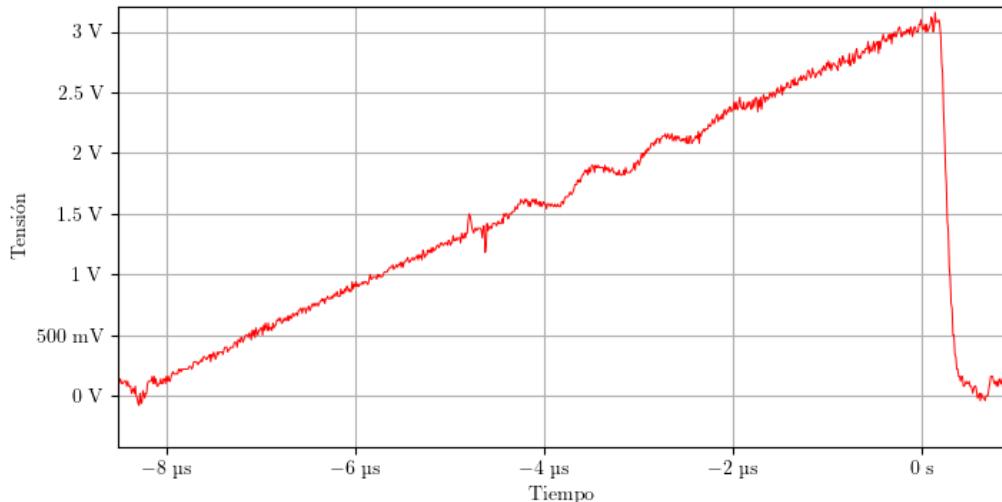


Figura 19: Tensión en el capacitor C_t

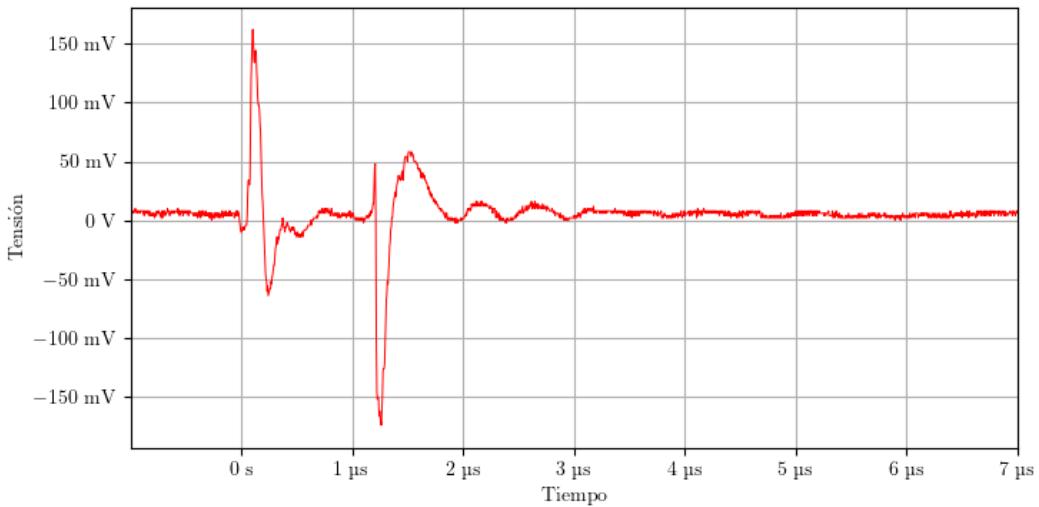


Figura 20: Tensión a la salida del pin DTC del TL494

Se observa una disminución en la frecuencia de la forma de onda a aproximadamente $f = 112\text{kHz}$. En esta señal se observa mejor la oscilación no deseada de $f_{osc} = 1,25\text{MHz}$, la cual estará presente en muchas de las formas de onda que se analizarán a continuación.

10.2. Etapa de ganancia de corriente

En la figura 21 se muestra la forma de onda de la tensión de salida de la etapa de ganancia de corriente. Esta debería ser una señal PWM con un período de $8\mu\text{s}$ y un ancho de pulso de aproximadamente 40 %.

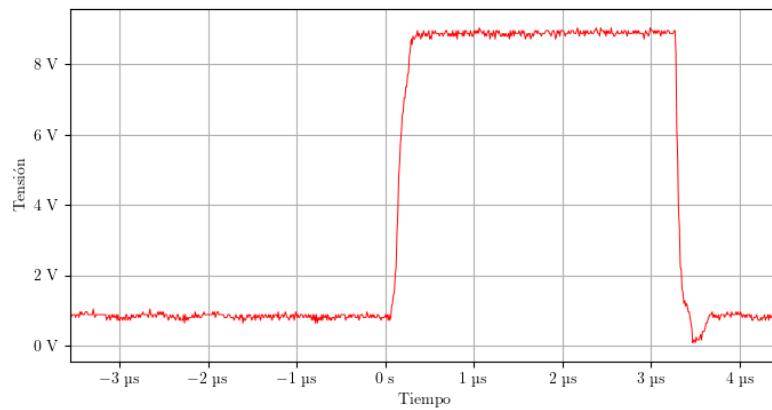


Figura 21: Tensión a la salida de la etapa de ganancia de corriente

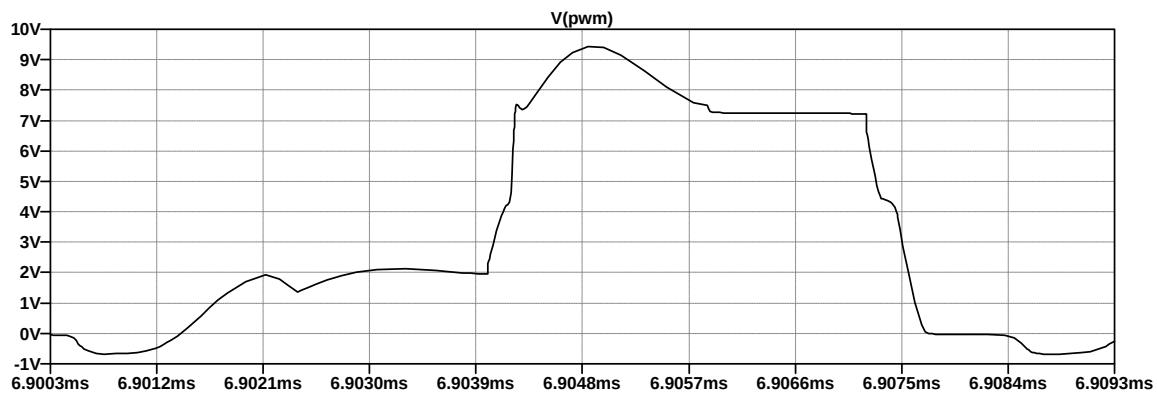


Figura 22: Simulación de la tensión a la salida de la etapa de ganancia de corriente

Se observa una mejora considerable en la forma de onda de la señal, incluso dando mejores resultados que el simulador.

La función más importante de esta etapa es la de mejorar la forma de onda de la señal PWM, que al comparar las figuras 21 y 23 se puede observar que se ha mejorado considerablemente.

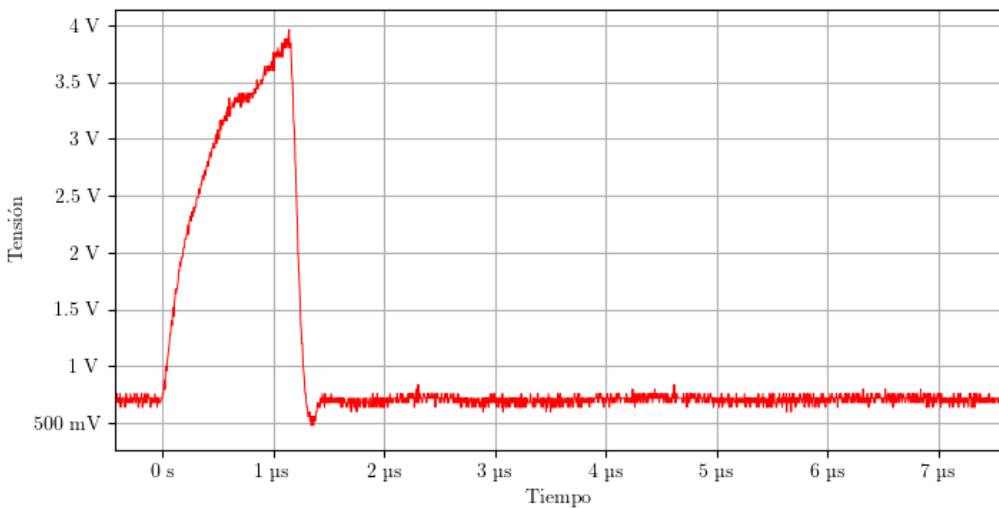


Figura 23: Tensión a la salida del TL494 sin colocar la etapa intermedia de ganancia de corriente

10.3. Driver

En la figura 24 se muestra la tensión de salida del driver, que coincide con la tensión entre *gate* y *source* del MOSFET de lado alto. Se puede ver que también están presentes las oscilaciones de alta frecuencia que se observan en la salida del TL494.

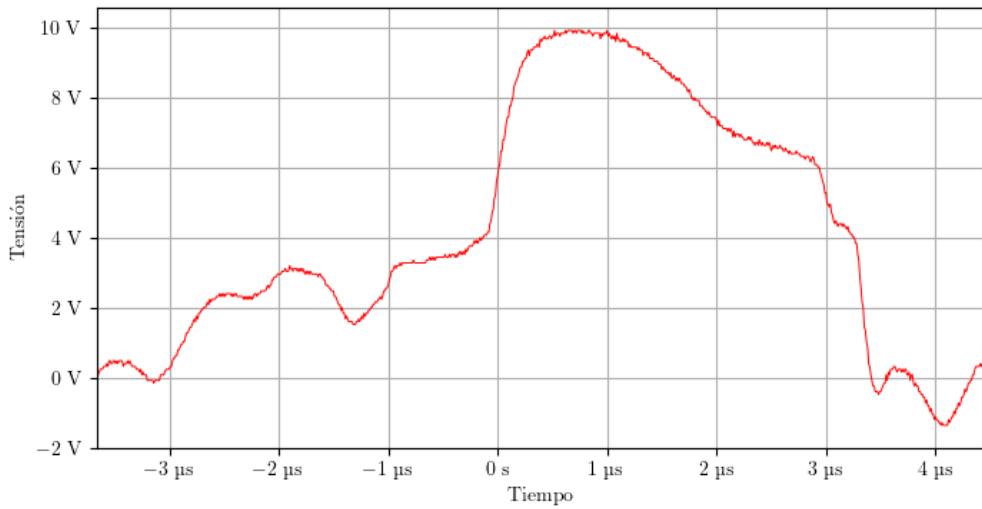


Figura 24: Tensión a la salida del driver

En la figura 25 puede verse los resultados de la simulación.

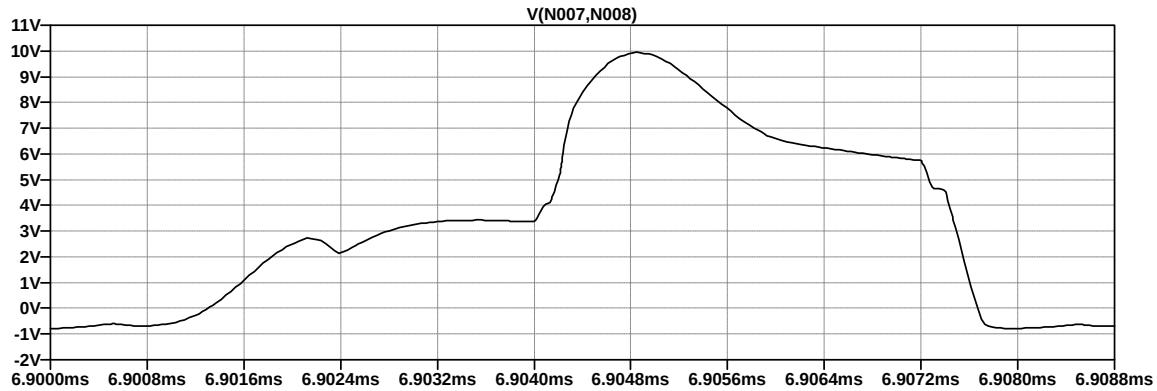


Figura 25: Simulación de la tensión a la salida del driver

En la figura 26 se muestran algunas formas de onda del circuito del driver con las que se hicieron comparaciones para verificar su correcto funcionamiento.

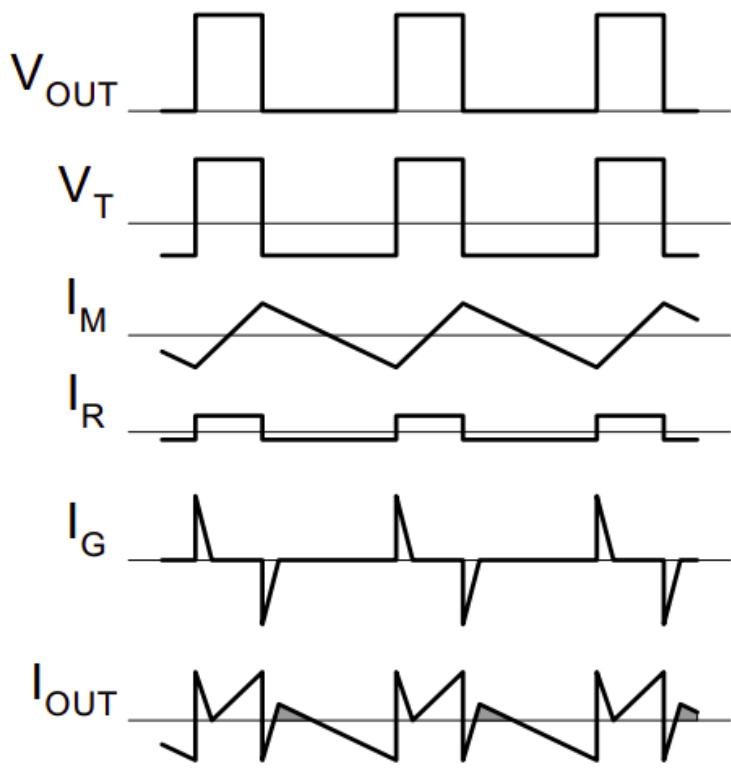


Figura 26: Formas de onda esperadas de distintas señales del driver [4]

A continuación se presentan formas de ondas variadas del driver, comparándolas con las simulaciones para verificar su funcionamiento.

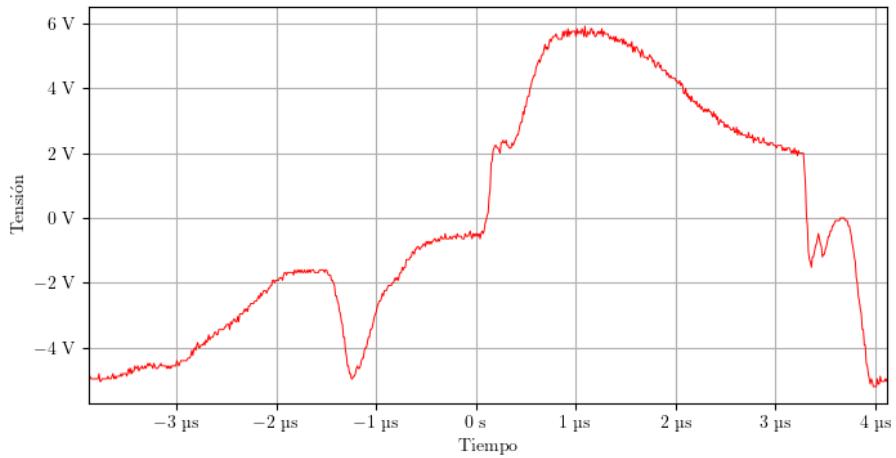


Figura 27: Tensión en el primario del transformador del driver

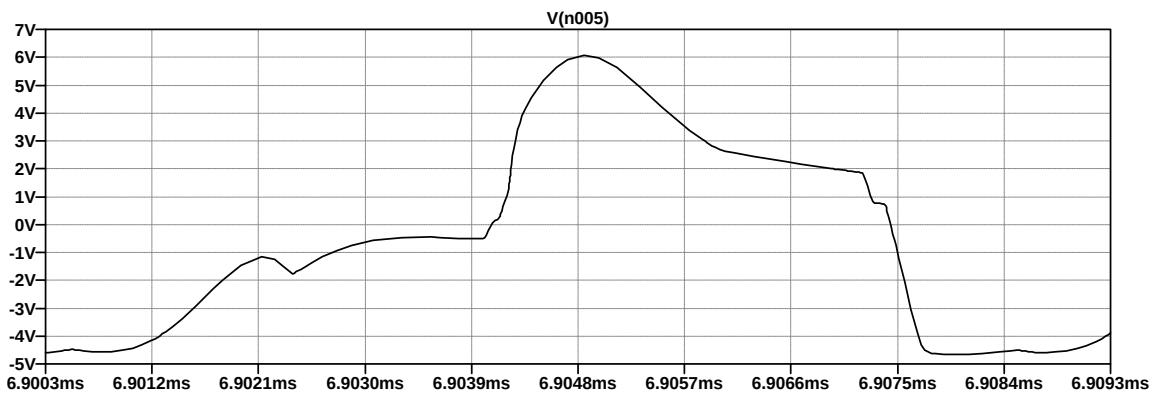


Figura 28: Simulación de la tensión en el primario del transformador del driver

La amplitud y la forma de onda de la señal del prototipo coinciden respecto a la simulación. Se observan unos picos en los flancos de subida y de bajada.

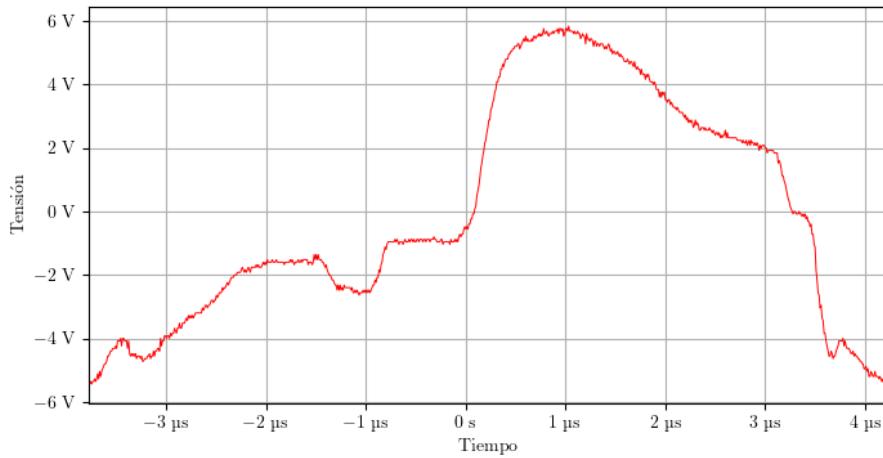


Figura 29: Tensión en el secundario del transformador del driver

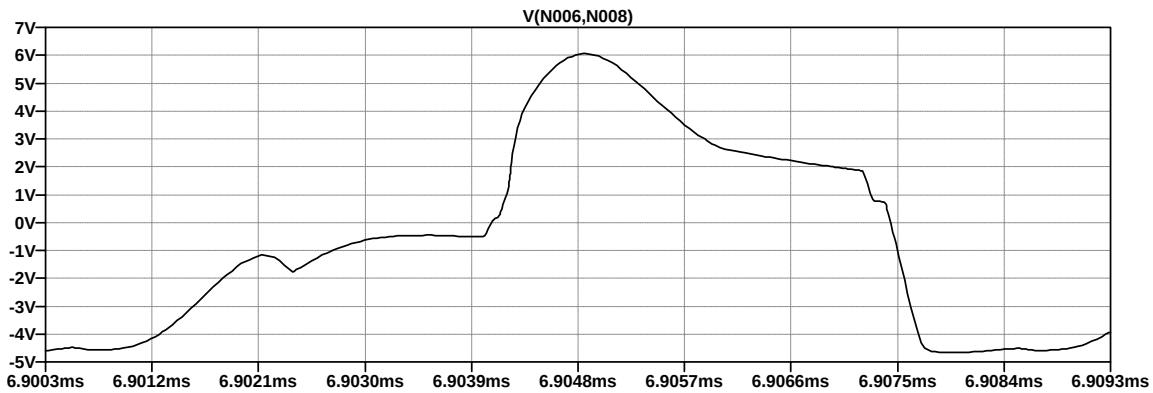


Figura 30: Simulación de la tensión en el secundario del transformador del driver

Para el caso del secundario, las formas de onda también coinciden. Se observa un pico solo en el flanco de bajada.

En las figuras 31 y 32 se muestran la forma de onda de la corriente por el primario del transformador del driver junto con su simulación.

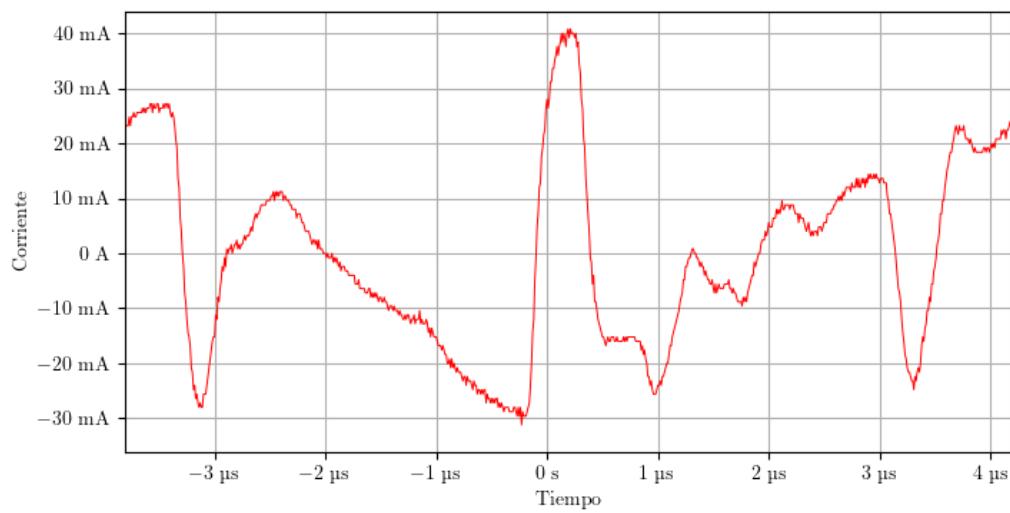


Figura 31: Corriente por el primario del transformador del driver

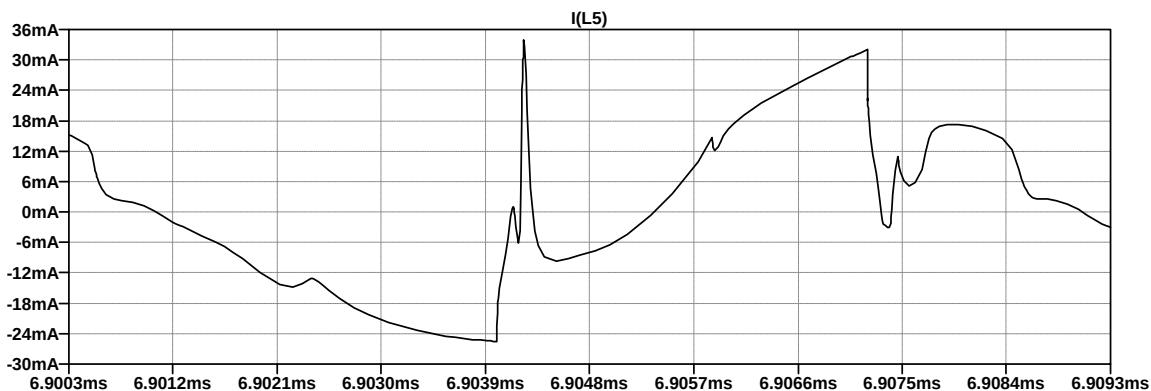


Figura 32: Simulación de la corriente por el primario del transformador del driver

La forma de onda del prototipo presenta una deformación y posee levemente mayor amplitud.

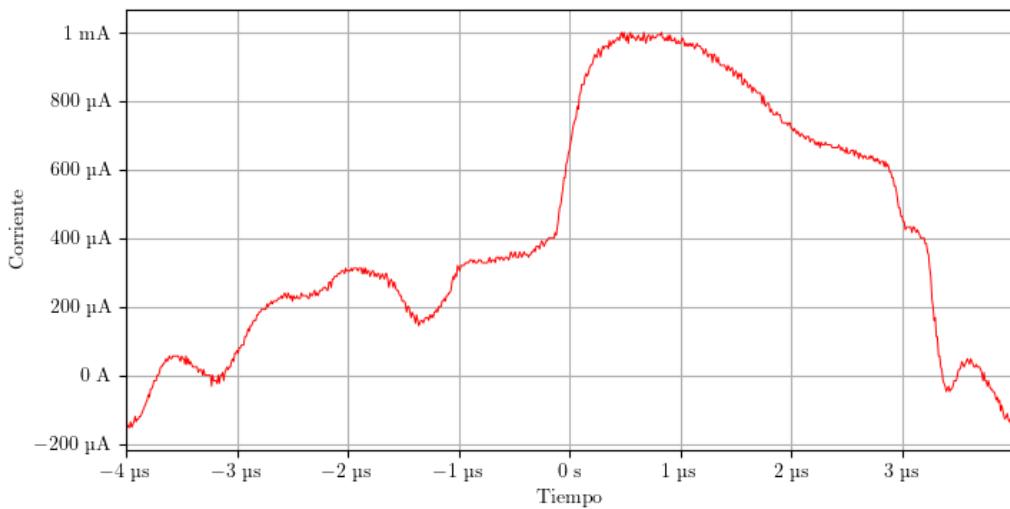


Figura 33: Corriente por la resistencia entre *gate* y *source* del MOSFET de lado alto

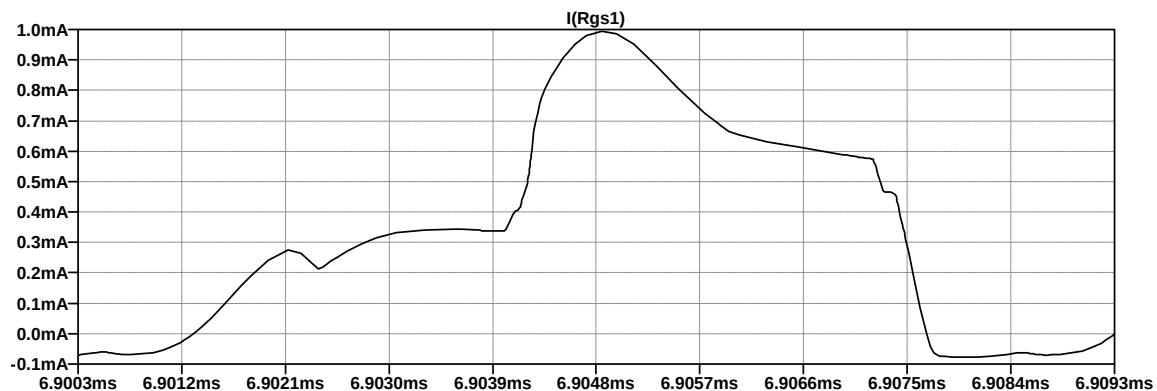


Figura 34: Simulación de la corriente por la resistencia R_{gs}

La amplitud y la forma de onda de la señal del prototipo coinciden respecto a la simulación. Presenta la oscilación de $f_{osc} = 1,25MHz$.

10.4. Convertidor

10.4.1. MOSFETs

En las figuras 35 y 37 se muestran las tensiones en los terminales *drain* y *source* de los MOSFETs del convertidor forward doble switch. Para comparar, se muestra en las figuras 36 y 38 las tensiones V_{DS} de los MOSFETs simulados en LTSpice.

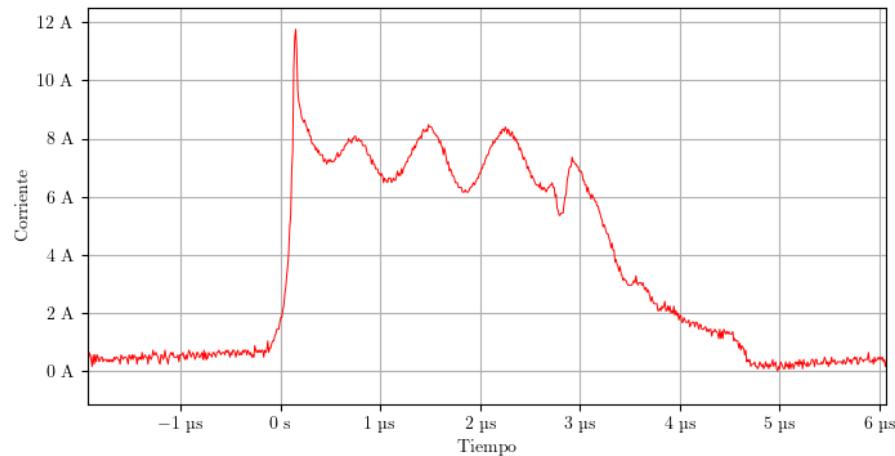


Figura 35: Tensión V_{DS} en el MOSFET de lado alto

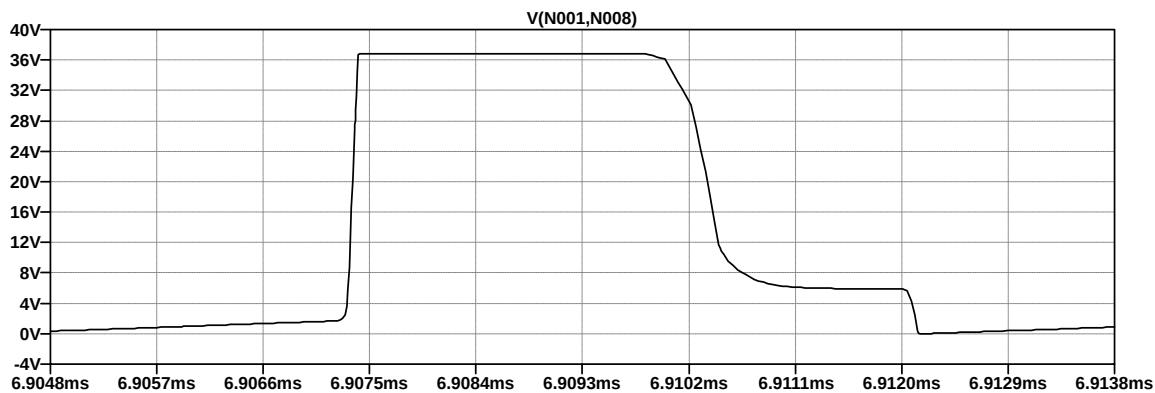


Figura 36: Tensión V_{DS} en el MOSFET de lado alto simulado en LTspice

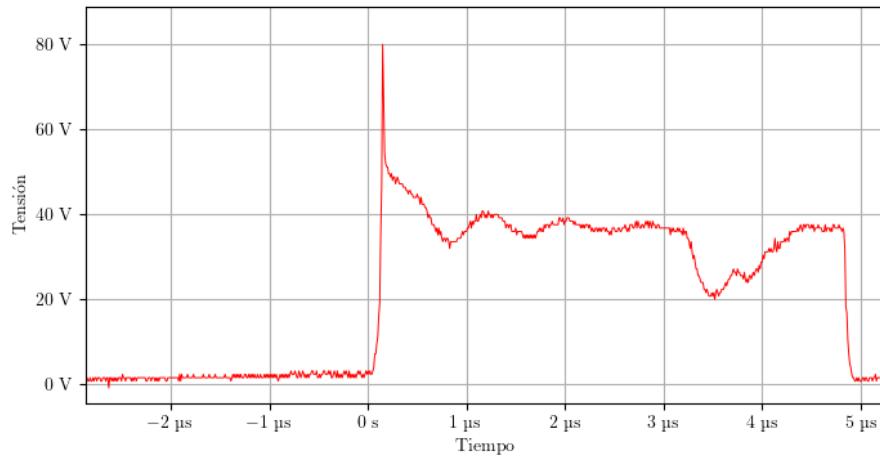


Figura 37: Tensión V_{DS} en el MOSFET de lado bajo

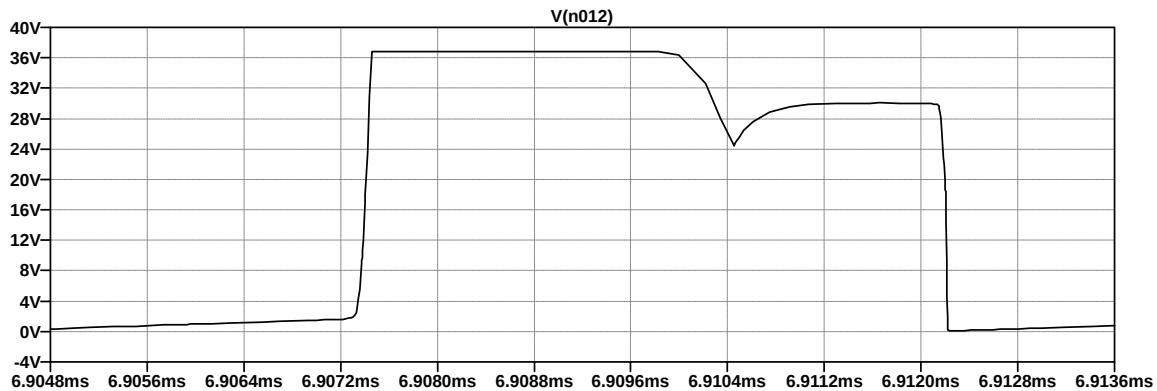


Figura 38: Tensión V_{DS} en el MOSFET de lado bajo side simulado en LTspice

En las figuras 39 y 41 puede verse la corriente por el terminal *drain* de los MOSFETs del convertidor. Las figuras 40 y 42 muestran sus simulaciones, respectivamente.

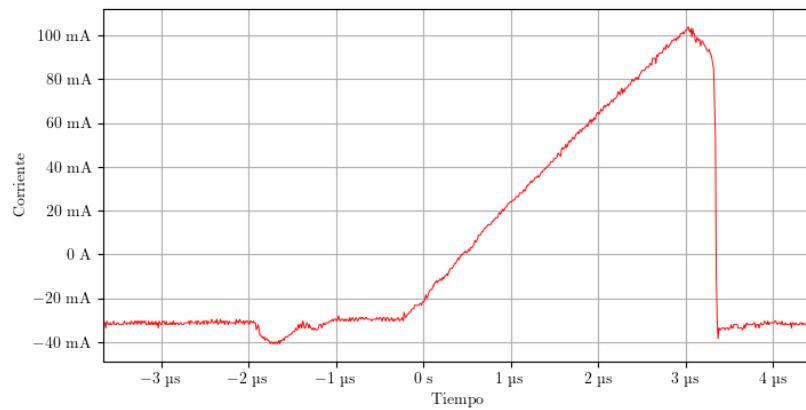


Figura 39: Corriente que circula por el *drain* del MOSFET de lado alto

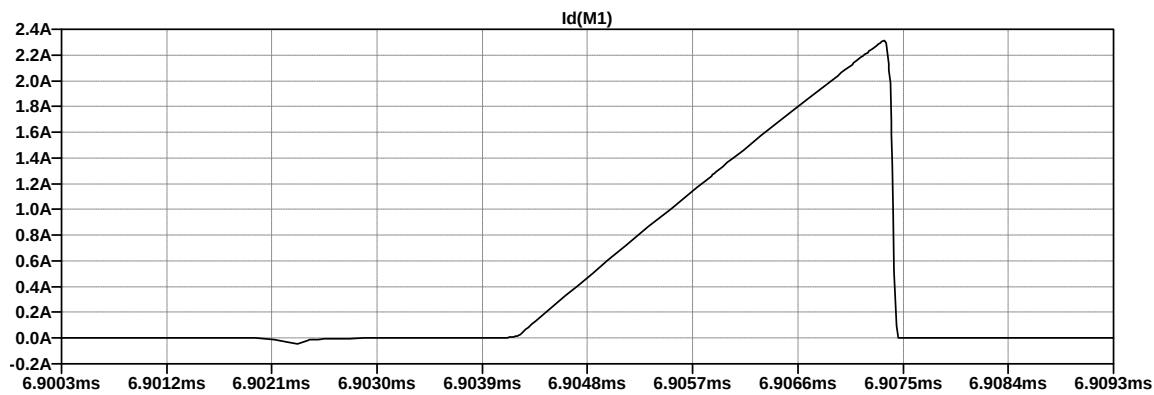


Figura 40: Simulación de la corriente que circula por el *drain* del MOSFET de lado alto

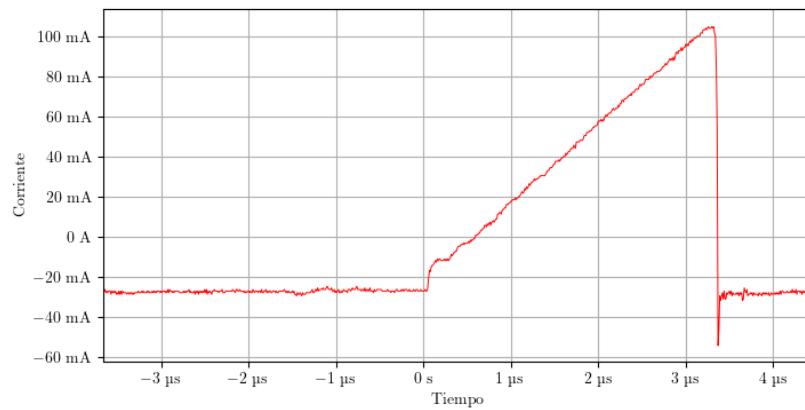


Figura 41: Corriente que circula por el *drain* del MOSFET de lado bajo

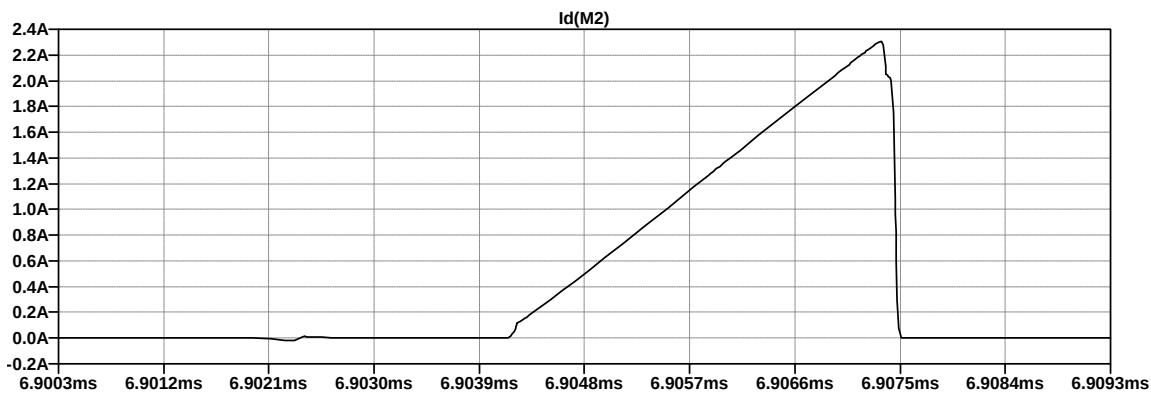


Figura 42: Simulación de la corriente que circula por el *drain* del MOSFET de lado bajo

10.4.2. Transformador de potencia

Las figuras 43 y 45 muestran las tensiones en el primario y el secundario del transformador de potencia, respectivamente. Puede observarse comparando con sus simulaciones (Figuras 44 y 46) que las oscilaciones son mucho mayores en el secundario del transformador.

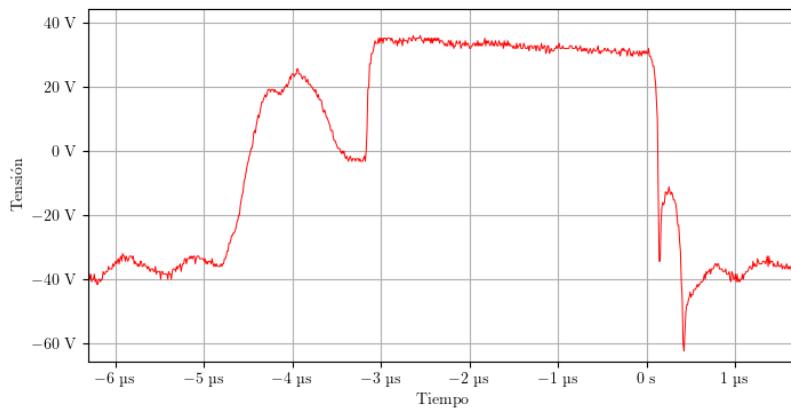


Figura 43: Tensión en el primario del transformador de potencia

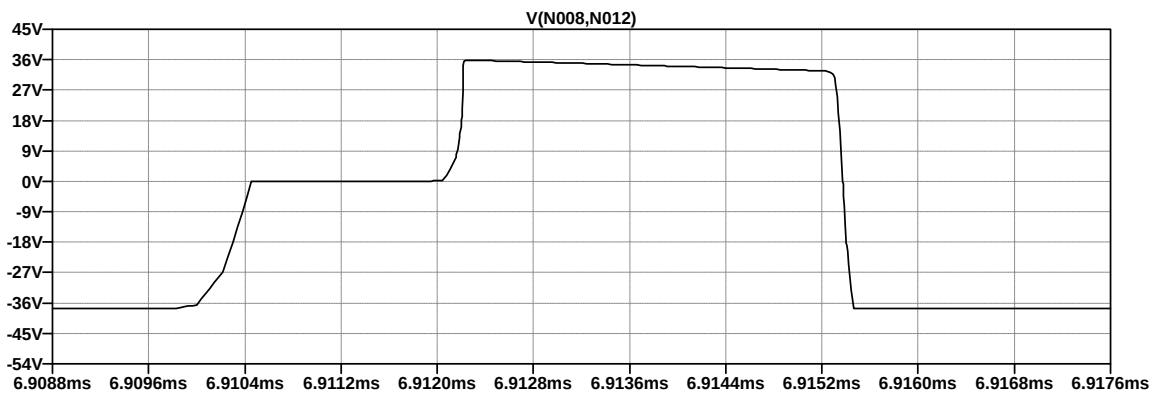


Figura 44: Simulación de la tensión en el primario del transformador de potencia

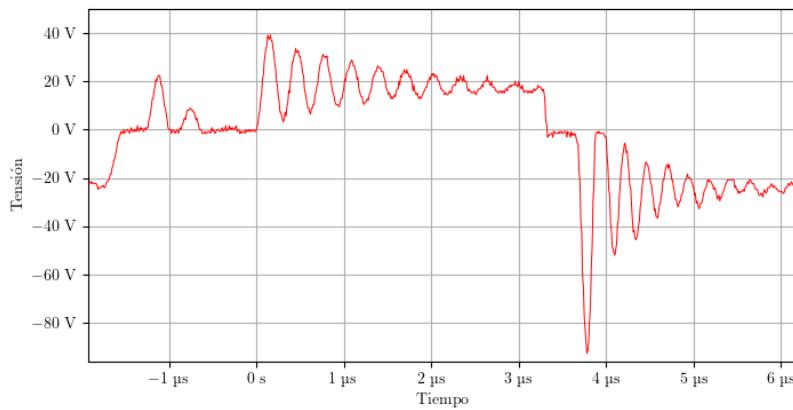


Figura 45: Tensión en el secundario del transformador de potencia

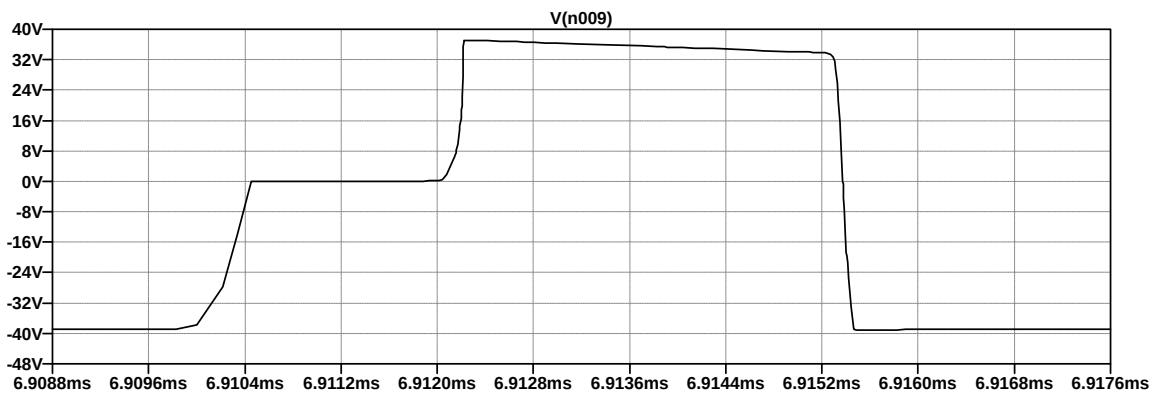


Figura 46: Simulación de la tensión en el secundario del transformador de potencia

Las figuras 47 muestra la corriente que circula por el primario del transformador de potencia. La figura 48 muestra la simulación de la misma.

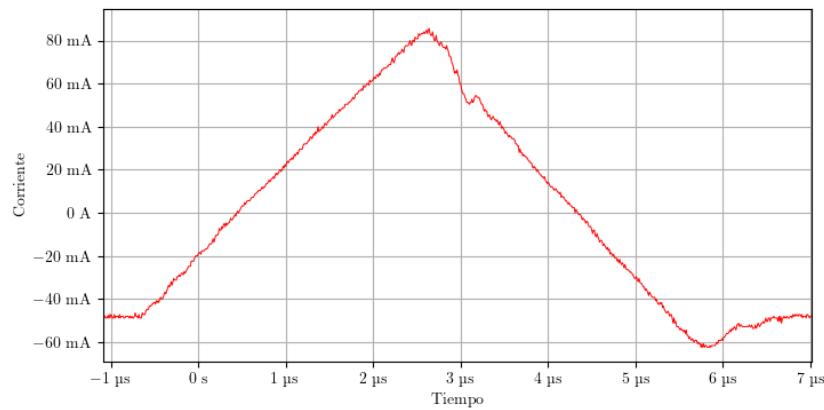


Figura 47: Corriente en el primario del transformador de potencia

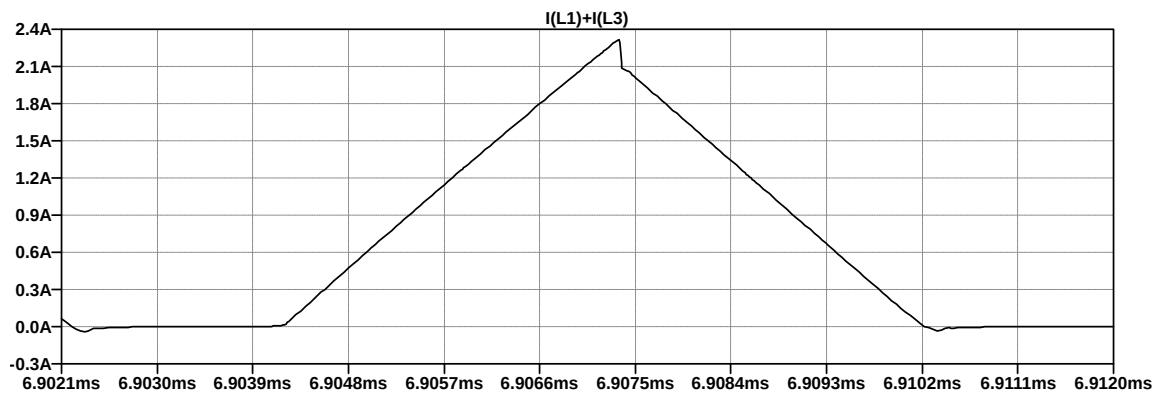


Figura 48: Simulación de la corriente en el primario del transformador de potencia

10.4.3. Circuito de salida

La corriente por el inductor de salida se muestra en la figura 49. La figura 50 muestra su simulación.

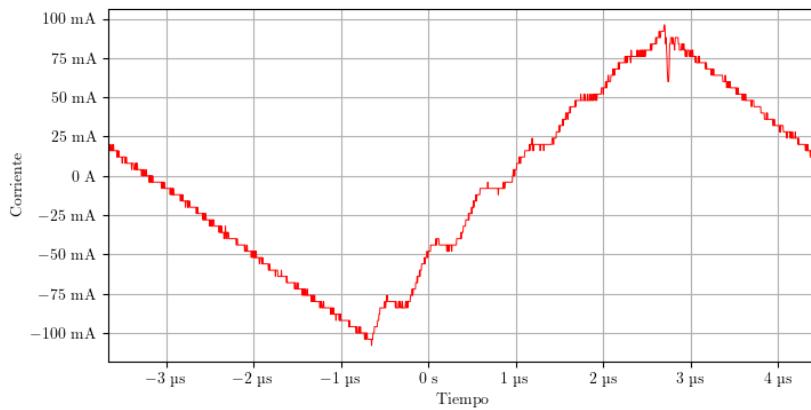


Figura 49: Corriente en el inductor del filtro de salida

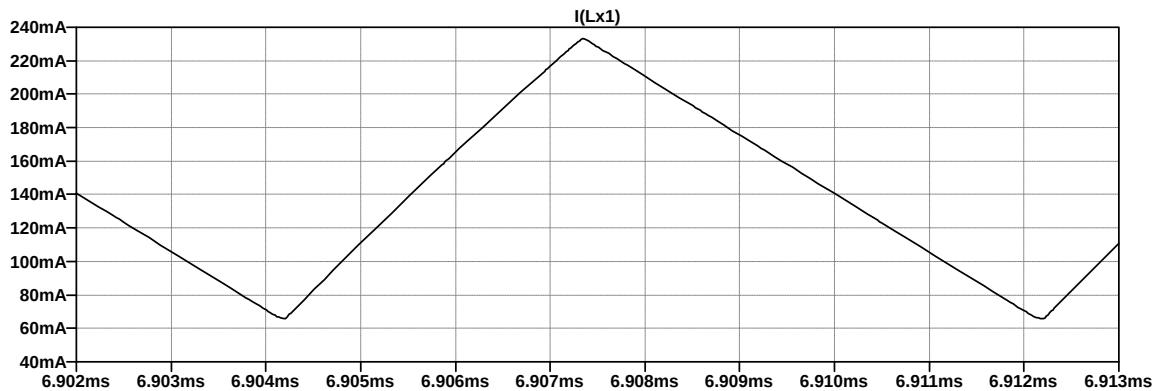


Figura 50: Simulación de la corriente en el inductor del filtro de salida

En las figuras 51 y 52 se muestra la corriente por la resistencia de carga y su simulación, respectivamente. Se puede observar que el ripple obtenido es mayor al simulado.

La figura 53 muestra la simulación de la corriente de salida durante el encendido.

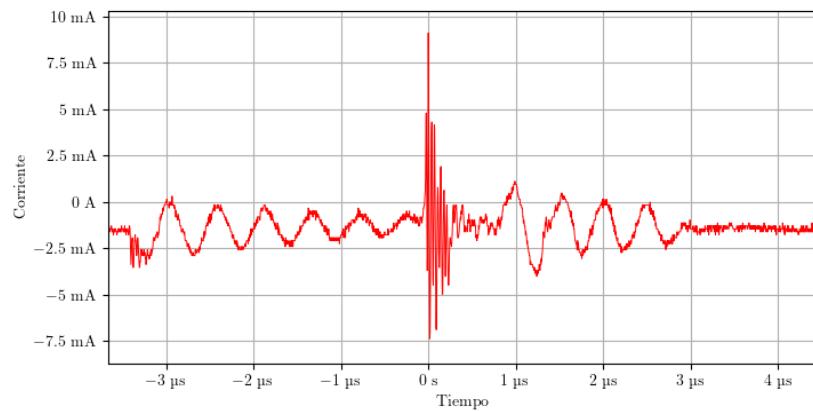


Figura 51: Ripple de corriente por la carga

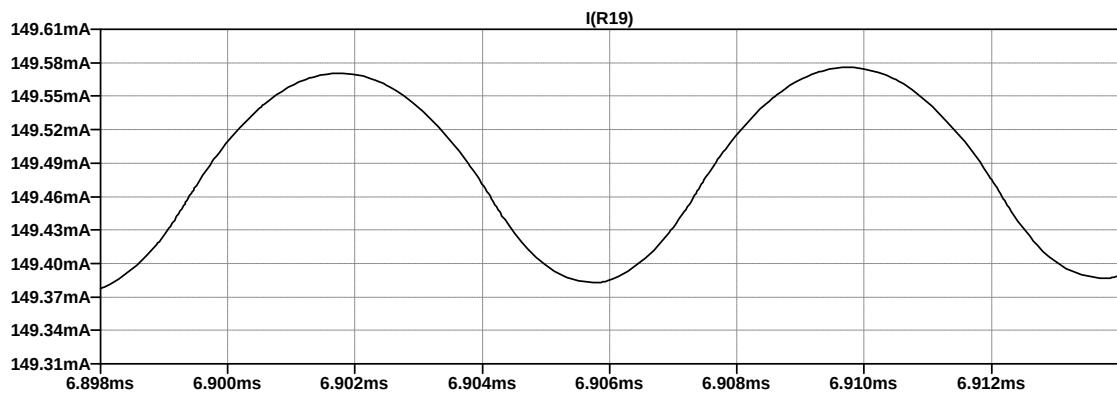
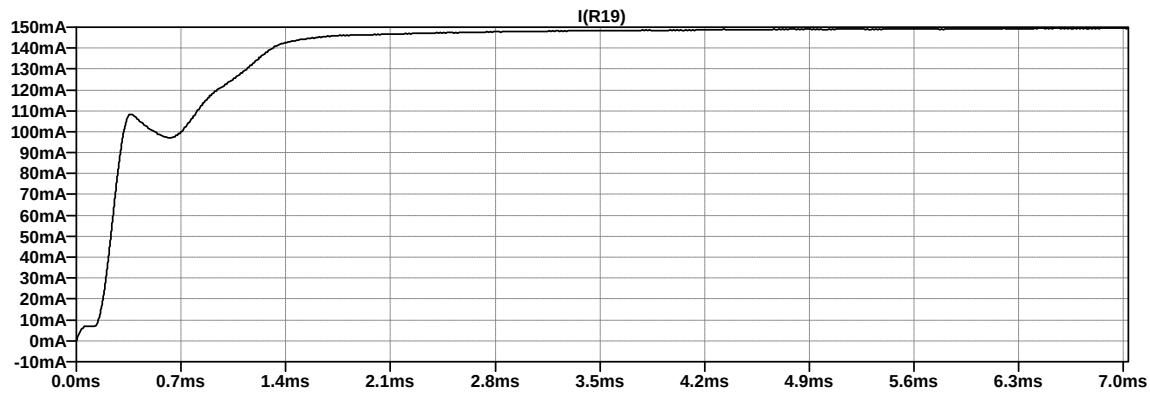
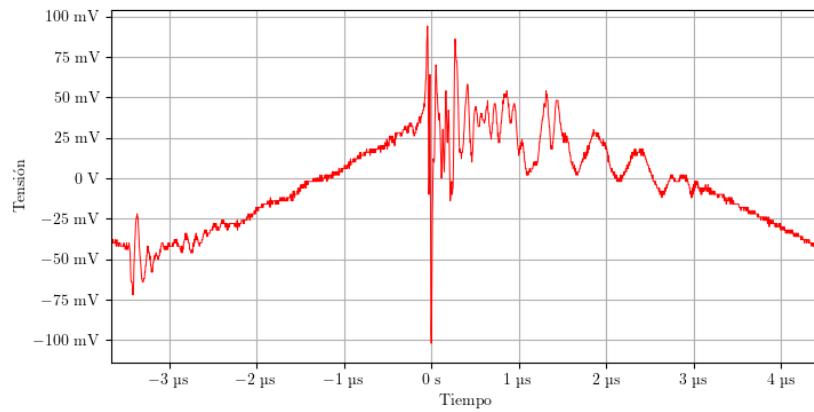


Figura 52: Simulación del ripple de corriente por la carga



Análogamente, en las figuras 54 y 55 se muestra el ripple de tensión en la salida salida y su simulación. En la figura 56 se muestra la simulación de la tensión de salida durante el encendido.¡



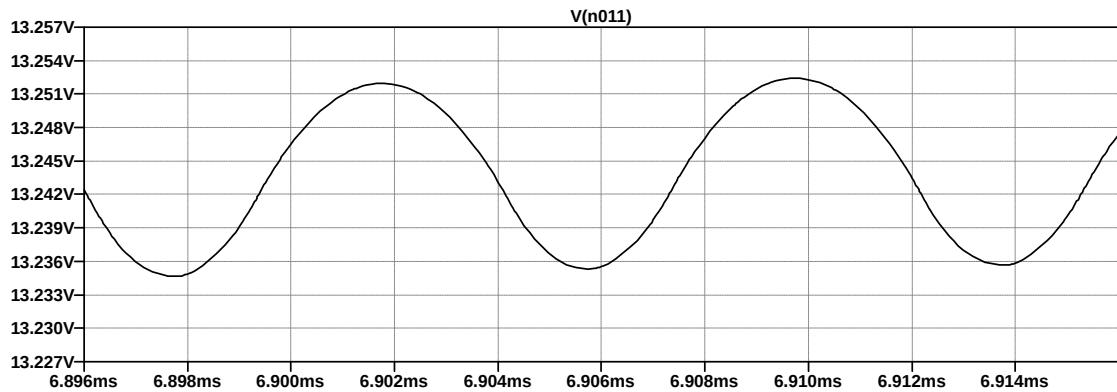


Figura 55: Simulación del ripple de tensión en la carga

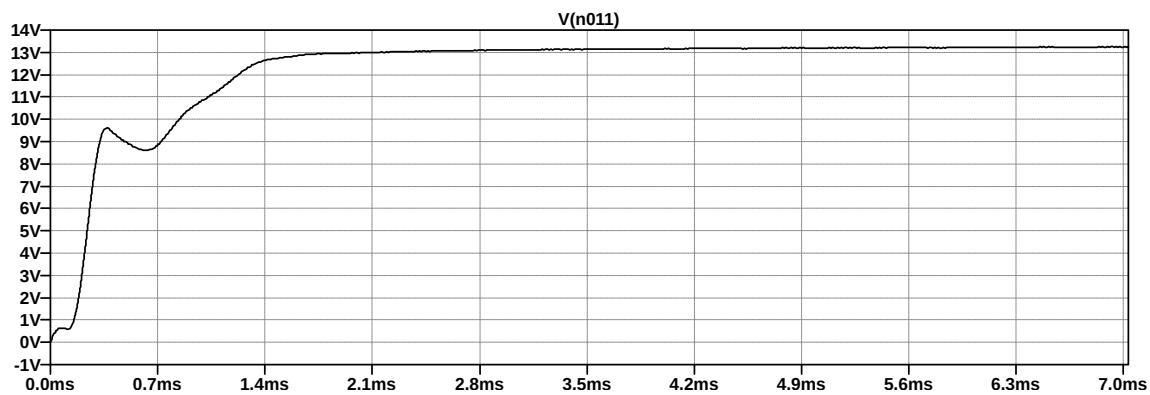


Figura 56: Simulación de la tensión en la carga

La tensión de salida no se mantiene estable ante variaciones en la carga con ciclo de trabajo y tensión de alimentación fija. Esto puede deberse a que se consideró el modelo ideal de todos los componentes del circuito al momento de realizar el análisis del conversor.

En la teoría analizada por la bibliografía se supone que todos los componentes del convertidor forward son ideales. Esto se evidencia en el simulador donde al utilizar modelos reales de los semiconductores se comienza a evidenciar como la tensión de salida varía levemente con la carga. Esta suposición realizada para simplificar el análisis lleva a tener diferencias en la práctica principalmente con el comportamiento de la tensión de salida. Ejemplos: resistencia del inductor del filtro de salida, pérdidas en los MOSFETs, Se evidencia como ante el aumento de la corriente de carga la tensión de salida obtenida disminuye y se aleja del comportamiento semi-ideal del

simulador. Como las pérdidas en todos los componentes aumentan con la corriente de carga. Es por ello que en la práctica los convertidores funcionan a lazo cerrado sensando la tensión o corriente de salida, y por medio de un sistema de realimentación ajustan el ciclo de trabajo para obtener una tensión de salida constante ante los cambios de carga o la tensión de entrada del convertidor.

11. Conclusiones

Se podría haber implementado el transformador del driver con un núcleo toroidal.

Quedó pendiente por implementar el rectificador a la entrada del conversor y el circuito de control.

Las oscilaciones de alta frecuencia (superior a 125kHz) observadas en las formas de onda se pueden deber a cualquier tanque LC.

Apéndice

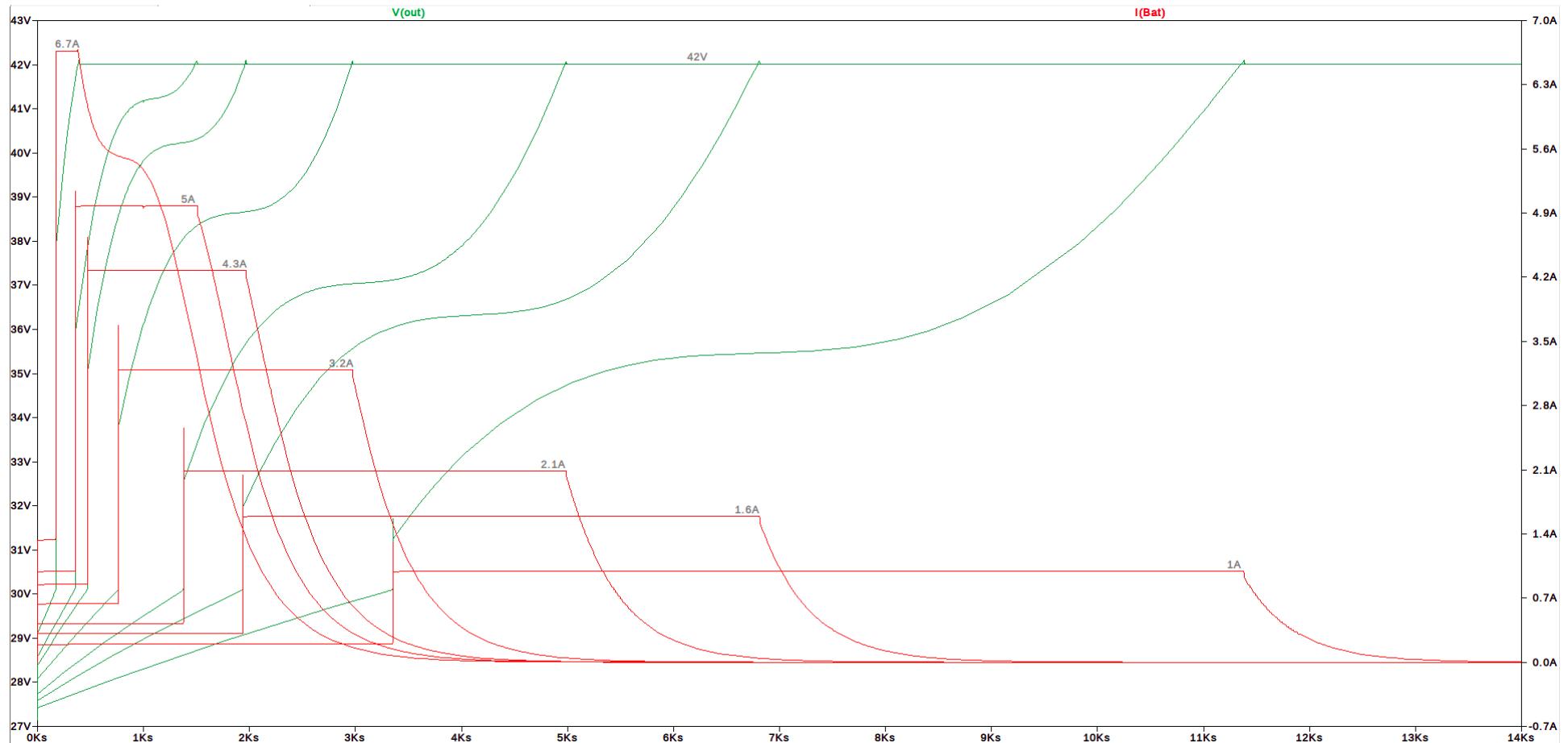
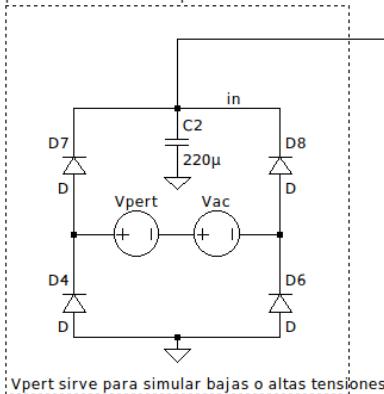


Figura 57: Simulación de las etapas de carga para todos los modos de corriente

Conversion AC/ DC no regulada:
Rectificador de onda completa tipo
puente con filtro de capacitor



Conversor Forward de doble switch (DC/DC) con driver PWM

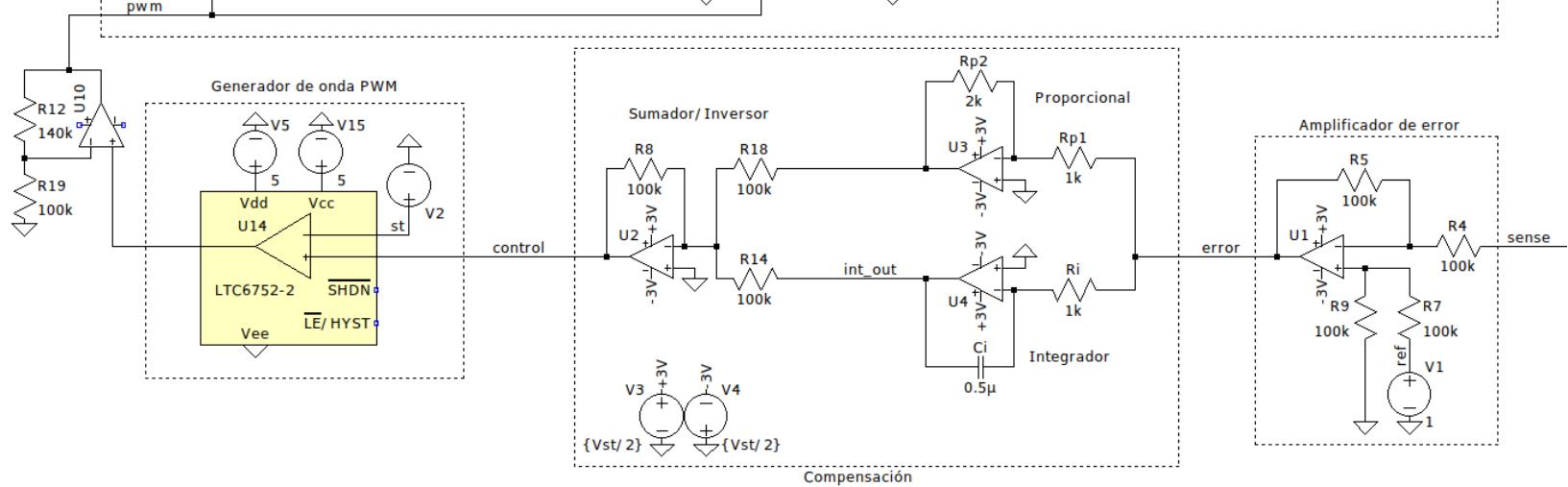
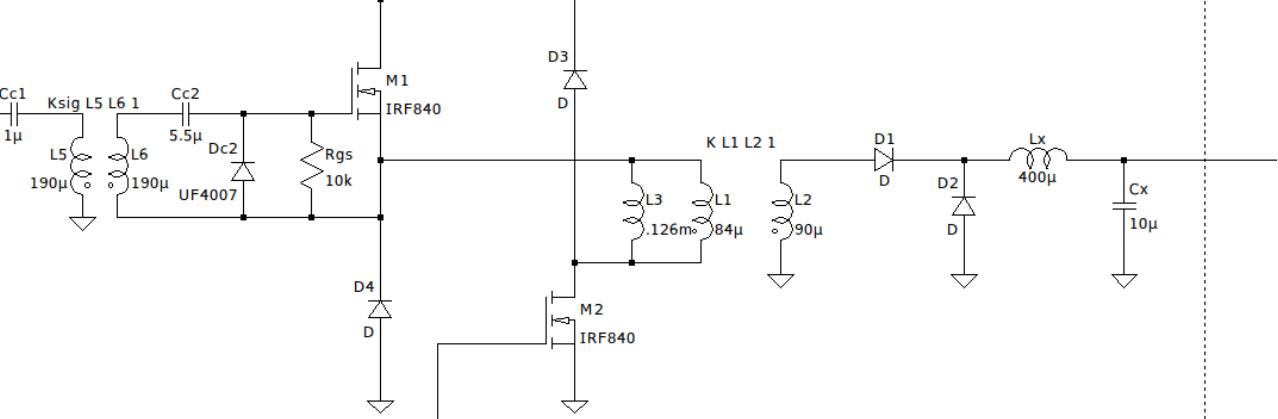


Figura 58: Circuito simulado en LTspice. Se separa cada bloque con línea punteada. Se muestra el rectificador de entrada, el conversor DC-DC y parte del circuito de control.

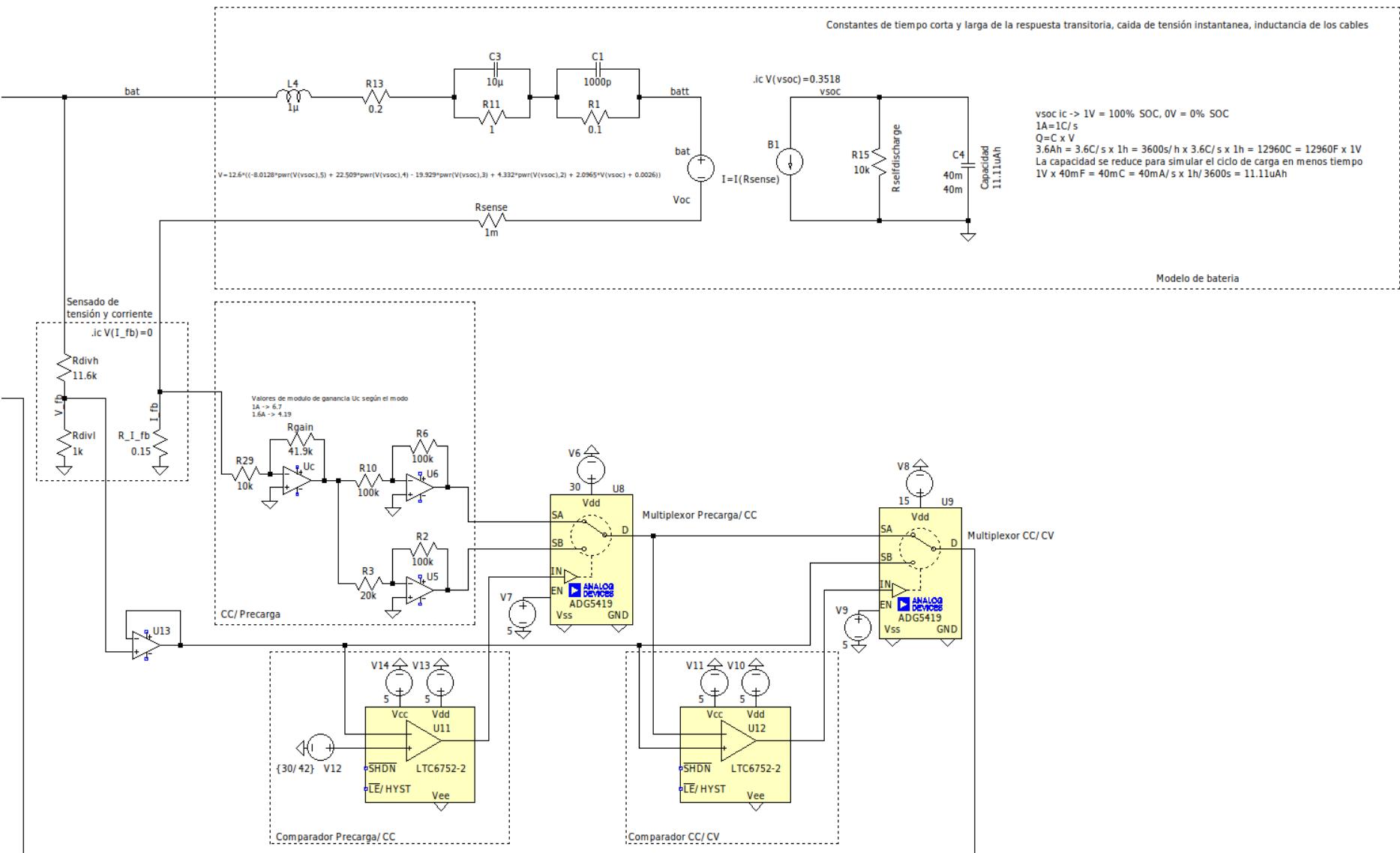


Figura 59: Circuito simulado en LTspice. Se muestra el modelo de batería utilizado y el resto del circuito de control.

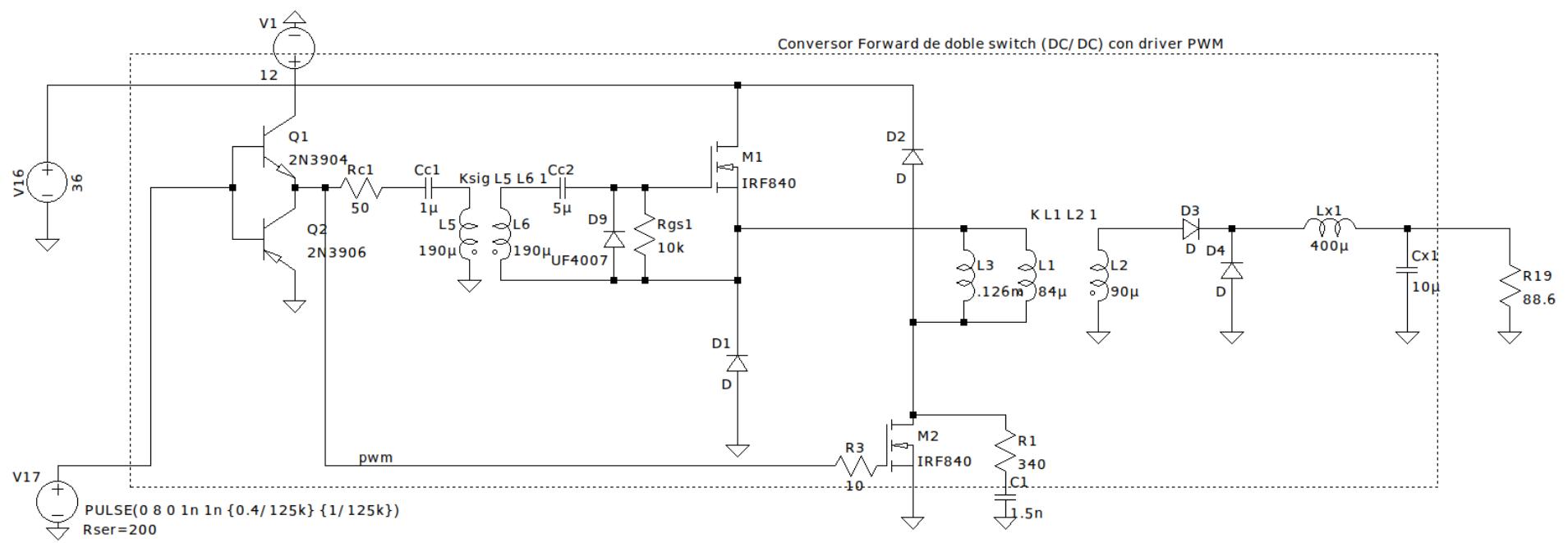


Figura 60: Circuito final simulado en LTspice

Referencias

- [1] A. Devices, *LTspice*. dirección: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltpice-simulator.html>.
- [2] D. W. Hart, *Power Electronics*, 1.^a ed. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2010, ISBN: 9780073380674.
- [3] D. W. Hart, *Electrónica De Potencia*. PEARSON EDUCACION, 2001, ISBN: 9788420531793.
- [4] L. Balogh, «Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits,» Texas Instruments, inf. téc., 2018. dirección: <https://www.ti.com/lit/ml/slua618a/slua618a.pdf>.