



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	4
3.1. Estudio de bibliografía y diseño	4
3.2. Simulaciones	5
3.3. Implementación y validación	5
4. Marco teórico	6
4.1. Ciclo de carga	6
4.2. Sistema de gestión de baterías (BMS)	6
4.2.1. Funciones	7
4.3. Rectificador de entrada AC-DC	10
4.3.1. Rectificador de media onda u onda completa	10
4.3.2. Rectificador de onda completa en puente o con toma media . .	11
4.3.3. Rectificación controlada	11
4.3.4. Filtrado	12
4.4. Fuentes de alimentación	12
4.5. Elección del convertidor	13
4.5.1. Convertidor Forward	14
4.5.2. Convertidor Forward Doble Switch	22
4.6. Circuito de control	24
4.6.1. Modos de control	24
4.6.2. Selector de modo de funcionamiento	25
4.6.3. Generador PWM	26
4.7. Amplificador clase B con transistores complementarios	28
4.8. Driver	28
4.9. Snubber	33
4.9.1. Funcionamiento	33
5. Simulaciones del cargador	34
5.1. Modelos de batería	34
6. Implementación	35

7. Diseño	36
7.1. Convertidor Forward	36
7.2. Transformador	37
7.2.1. Cálculos	39
7.3. Inductor	44
7.4. Driver	46
7.5. Red Snubber	50
8. Elaboración del circuito impreso	52
9. Problemas afrontados	53
10. Simulación del prototipo	55
10.1. Generador de señal PWM	55
10.2. Etapa de ganancia de corriente	58
10.3. Driver	59
10.4. Convertidor	66
10.4.1. MOSFETs	66
10.4.2. Transformador de potencia	69
10.4.3. Circuito de salida	72
11. Conclusiones	77

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 de 36V. Se alimenta de una tensión de 110 a 240V de corriente alterna, a 50 o 60Hz. Presenta siete modos de carga para baterías de 2.2Ah a 13.2Ah, seleccionables por el usuario, que regulan la intensidad de corriente de salida desde 1A hasta 6.7A. Su potencia máxima es de 282W.

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 cargador de baterías de Litio-Ion es un dispositivo electrónico utilizado para suministrar, mediante diferentes etapas, la corriente y tensión continua necesaria para las celdas que componen una batería recargable de forma tal que la misma recupere su carga energética.

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

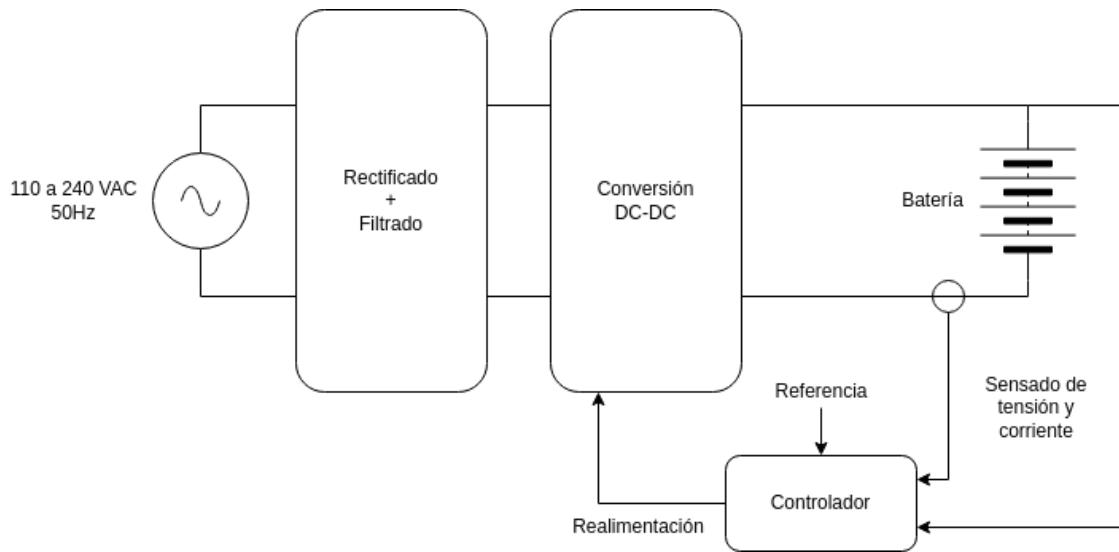


Figura 1: Esquema del cargador

un circuito de realimentación se modifica el ciclo de trabajo y se evita una etapa posterior limitadora de corriente.

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. Ciclo de carga

Está dividido en dos o tres etapas según la tensión de la batería en el momento de su conexión: precarga, corriente constante y tensión constante.

La etapa de precarga sólo tiene lugar en baterías que han sido profundamente descargadas y cuya tensión sea superior a 22V e inferior a 30V. Se le entrega una corriente constante, cuyo valor se limita a un quinto de la corriente de carga nominal.

Una vez que la batería supera la tensión de 30V, la carga continúa con la etapa de corriente constante hasta llegar a una tensión de 42V. Su intensidad depende del modo seleccionado en un rango discreto: 1A, 1.6A, 2.1A, 3.2A, 4.3A, 5A, 6.7A.

En la etapa final de tensión constante, se mantiene la tensión de salida en 42V mientras la corriente disminuye hasta un décimo de la corriente nominal de carga, momento en el cual se produce el corte ya que la batería se encuentra completamente cargada.

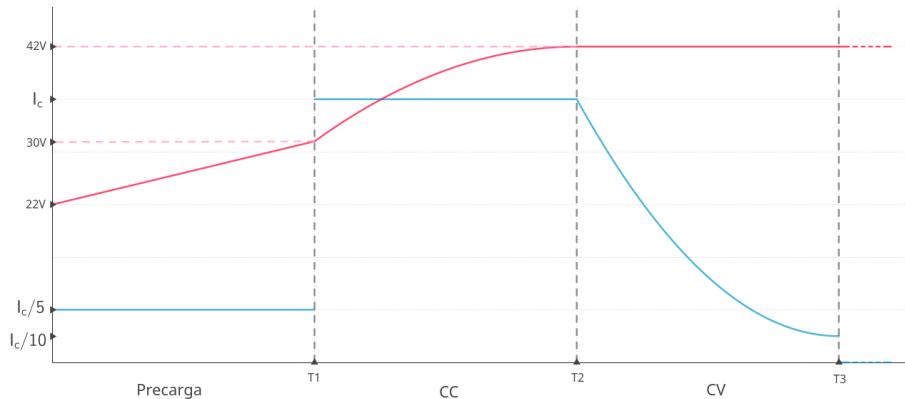


Figura 2: Perfil de carga

4.2. Sistema de gestión de baterías (BMS)

Un Sistema de Gestión de Baterías o Battery Management System (BMS) es un sistema electrónico que gestiona y controla baterías recargables, garantizando su protección a partir de la limitación de su funcionamiento dentro del área de operación

segura. Realiza un seguimiento de su estado, recopila, procesa y almacena los datos obtenidos en tiempo real, controla su entorno y puede intercambiar información con dispositivos externos. Su función principal es el balance o equilibrio de las celdas de la batería.

4.2.1. Funciones

Medición de parámetros Garantiza que la carga y la descarga no excedan las recomendaciones del fabricante y permite saber en qué momento apagar la batería por bajo voltaje.

- Temperatura ambiente y de las celdas de la batería
- Intensidad de corriente en la entrada y la salida
- Tensión de cada celda

Protección El sistema genera alarmas tempranas y corta el suministro del cargador en caso de falla o condiciones de funcionamiento inseguras tales como:

- Sobre cargas: Evita que la batería supere el valor máximo de tensión especificado por el fabricante durante la carga de la batería.
- Sobre descargas: Evita que la batería continúe alimentando a la carga cuando la misma posee muy baja tensión y garantizar futuras cargas.
- Sobre corrientes: Ocasionadas por una sobrecarga, un cortocircuito o una falla a tierra.
- Temperaturas extremas: Ocasionadas ante fallos en las celdas o por sobrecalefamiento.

Balanceo Usualmente las baterías están conformadas por celdas que no tienen exactamente la misma capacidad. Para compensar este desbalance, se requiere de un balanceo que equilibre las tensiones de todas las celdas. Dependiendo de la química de la batería, cada una de ellas tiene un rango de tensión ligeramente diferente donde debe ocurrir la carga o descarga, pero en todos los casos el uso de baterías fuera de este rango puede reducir su ciclo de vida. Por ejemplo, las celdas frías deben cargarse a una tensión superior y las celdas en mal estado pueden evitar que otras se carguen por completo. Por todos estos motivos, las celdas se cargan de forma independiente

mediante la conmutación de transistores que permiten el intercambio de energía. Esto maximiza la capacidad y aumenta la vida útil de la batería. También evita grandes sometimientos en comparación a una única celda equivalente dividiendo por igual la tensión de descarga en todas las celdas.

Existen dos tipos de balanceo, los cuales pueden verse ilustrados en la figura 3:

- Balanceo pasivo: se disipa la energía de las baterías con mayor tensión para igualarlas a las más bajas. Implica un mayor consumo de energía.
- Balanceo activo: redistribuye la energía de las celdas con mayor tensión hacia las de menor tensión. Implica un mayor costo de implementación.

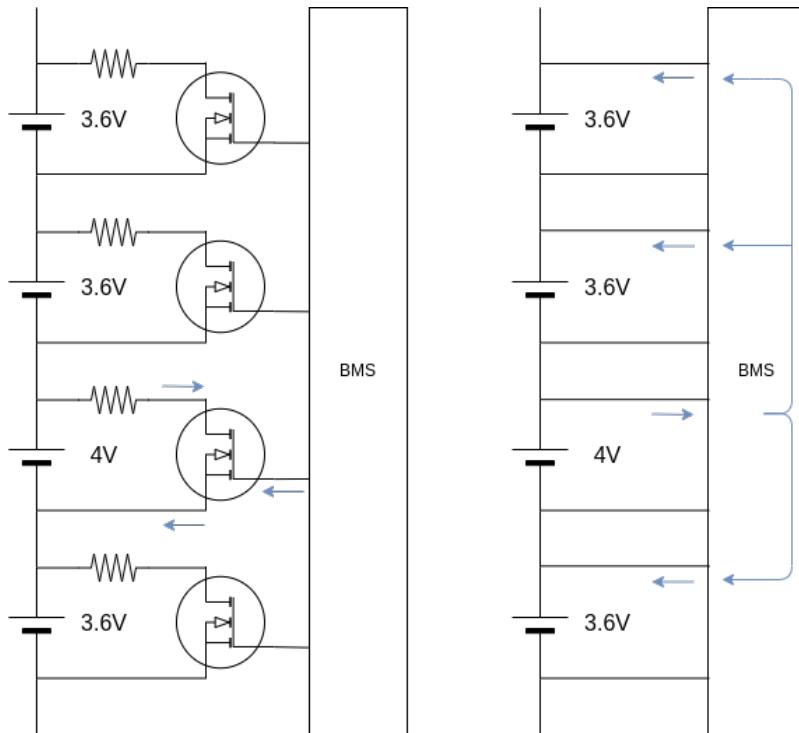


Figura 3: Tipos de balanceo de carga. A la izquierda, balanceo pasivo. A la derecha, balanceo activo

Gestión térmica Mantiene a la batería en el rango de operación segura de -10°C hasta 80-85°C, evitando una fuga térmica cuando la temperatura está fuera del rango. La necesidad de disipar el calor producido por las celdas debido a reacciones

electroquímicas es más relevante cuando muchas celdas están agrupadas. En este caso puede utilizarse un sistema de refrigeración activo, como la ventilación forzada.

Evaluación Calcula y estima ciertos parámetros relacionados con el estado de la batería.

- Estado de carga (SOC)

Indica la cantidad de energía almacenada utilizable. Permite determinar la carga y descarga óptima y limitar la ventana de operación.

- Capacidad

La capacidad de la batería varía con el tiempo y es el indicador del estado de salud de la celda. Cuando la capacidad se reduce por debajo de cierto límite, la batería llega al fin de su vida útil. Se obtiene descargando la batería en su totalidad a partir de una carga completa.

$$\text{Capacidad}[Ah] = \text{Intensidad}[A] \cdot \text{Tiempo}[h]$$

Existen varios métodos de obtener el SOC como por ejemplo con la tensión de circuito abierto, el conteo de Coulombs, filtros de Kalman, entre otros.

- Estado de salud (SOH)

Se obtiene en base a la capacidad original de la batería y la última capacidad obtenida. La estimación de los parámetros SOC y SOH requieren precisión en los sensores y el desarrollo de complejos algoritmos de estimación.

- Tiempo de recarga

Se estima conociendo la última capacidad obtenida y suponiendo una intensidad de carga constante.

- Resistencia interna

Se utiliza para conocer la salud de la batería. Un valor fuera del rango especificado por el fabricante indica que una o varias de las celdas están en mal estado y requieren un reemplazo.

Comunicación Dependiendo del objetivo del BMS y su construcción, el puerto de comunicación puede ser unidireccional donde los datos a transferir son simples, como la energía restante del sistema, o bidireccional en sistemas más complejos como los buses estandarizados para vehículos eléctricos CAN, RS232, Ethernet, USB, etc. El puerto que soporta el BMS determina la compatibilidad con el resto de las interfaces comunicativas del sistema.

Si bien un BMS incrementa el consumo, costo y la complejidad del sistema, su inclusión es fundamental debido a las numerosas ventajas que presenta:

- Descarga uniforme y carga independiente de las celdas en base a su estado.
- Permite la operación en su zona segura, estableciendo límites de corriente, tensión y temperatura sobre los cuales se puede esperar que funcione de forma correcta.
- Protege la batería mediante desconexión automática en caso de sobre cargas, sobre descargas, sobre corrientes y temperaturas extremas.
- Conocer el estado de carga, salud y capacidad de la batería.
- Extiende la vida útil de la batería.
- Advertencia sobre celdas en mal estado.
- Reducción del mantenimiento de la batería.

4.3. 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.

4.3.1. 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.

4.3.2. 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.

4.3.3. 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 commutadores 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.

4.3.4. 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.

4.4. 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:

Conmutadas 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.

4.5. 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.

4.5.1. 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 4 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.

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 5 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:

$$v_1 = V_s$$

$$v_2 = v_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right) = V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right)$$

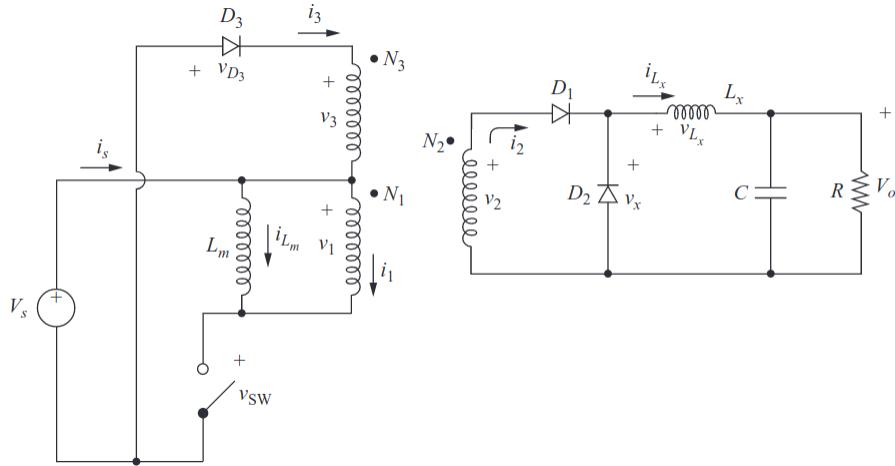


Figura 4: Esquema del convertidor forward de un solo switch

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

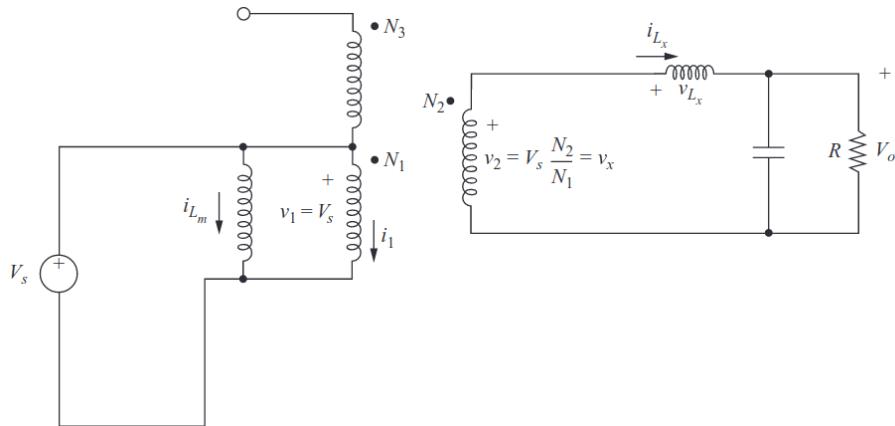


Figura 5: Convertidor forward cuando el interruptor está cerrado

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:

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

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 6 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 $i_1 = -i_{L_m}$.

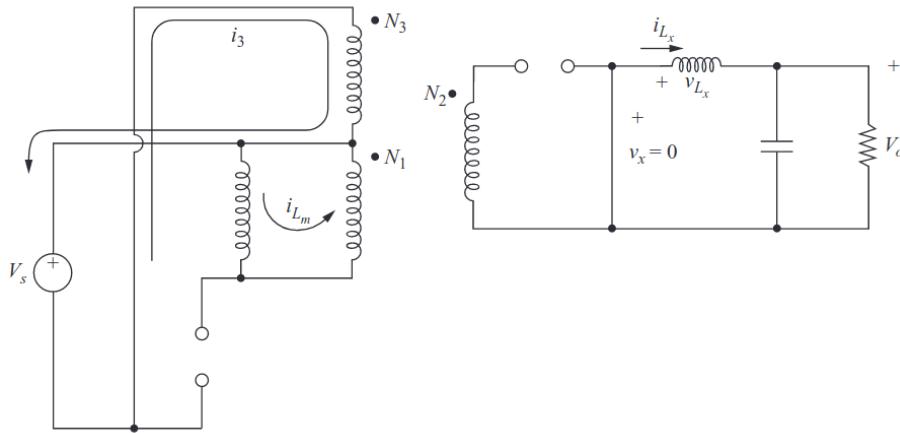


Figura 6: Convertidor forward cuando el interruptor está abierto

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.

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:

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

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:

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

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:

$$\begin{aligned} I_{sw_{max}} &= I'_{1_{max}} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right) I_{L_{x_{max}}} + \frac{V_s DT}{L_m} \\ v_{sw_{max}} &= v_{2_{max}} + v_{3_{max}} = v_{2_{max}} \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right) \end{aligned}$$

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 7. El capacitor se cargará mientras sea positiva la corriente en el mismo. Aplicando la definición de capacidad,

$$Q = CV_o$$

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

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

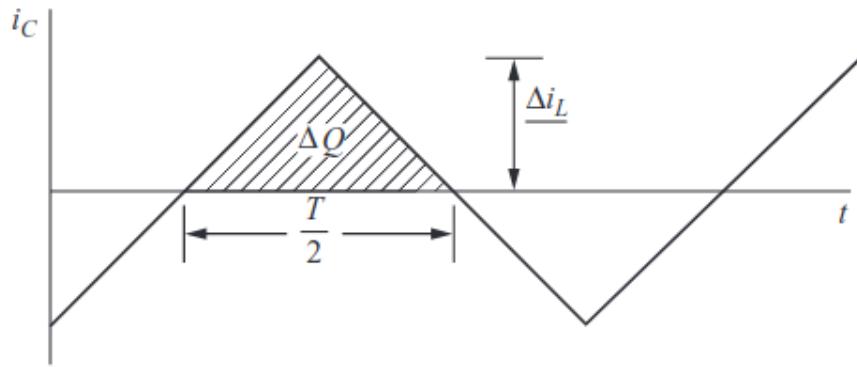


Figura 7: Corriente por el capacitor de salida

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 8.

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

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

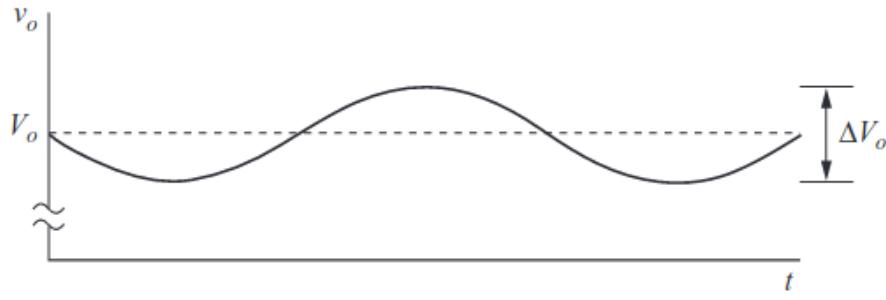


Figura 8: Tensión de rizado pico a pico a la salida

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.

4.5.2. 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 9 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.

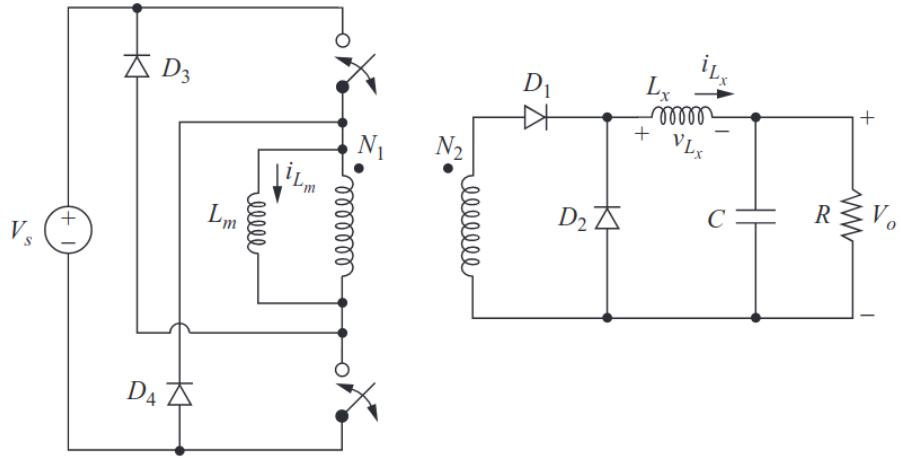


Figura 9: Esquema del convertidor forward de doble switch

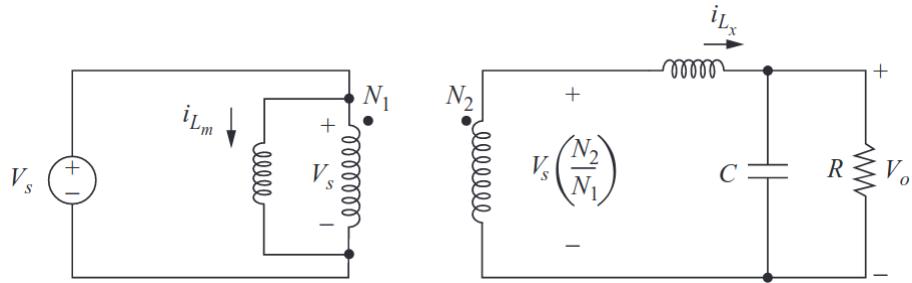


Figura 10

Los transistores se encienden y se apagan de forma simultánea. En la figura 10 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.

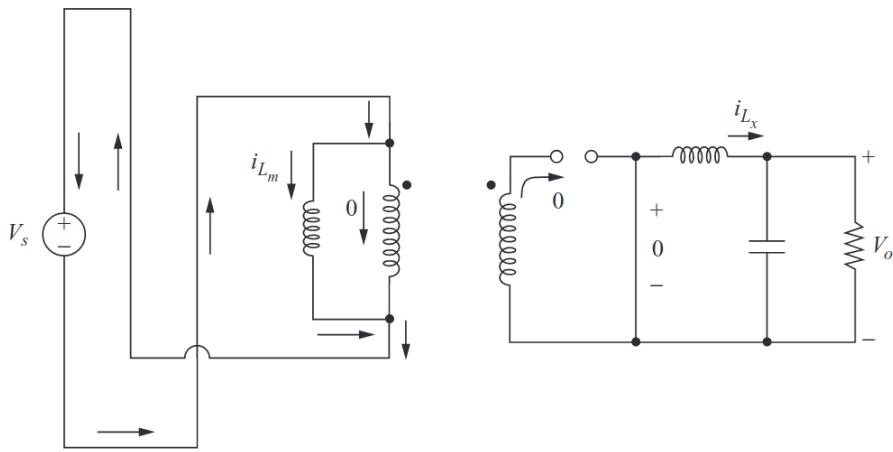


Figura 11

En la figura 11 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.

4.6. Circuito de control

4.6.1. Modos de control

La tensión de salida del convertidor puede ser controlada variando el ciclo de trabajo D . Para ello, los convertidores funcionan con un circuito de realimentación, en un control por tensión o corriente, dependiendo de la señal realimentada.

Control por tensión En la figura 12 se muestra un diagrama en bloques del circuito de control. El circuito de control mide la tensión a la salida del convertidor,

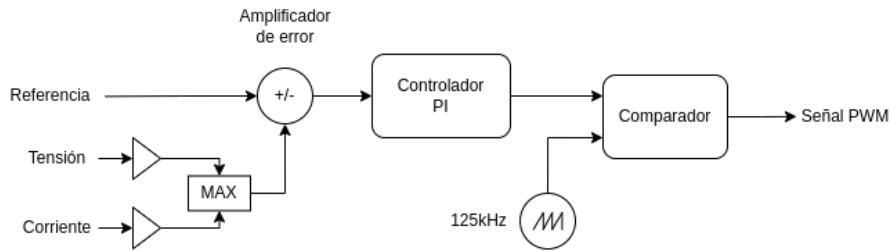


Figura 12: Diagrama de bloques del circuito de control

la escala a partir de un divisor resistivo y la compara con la tensión deseada. El amplificador de error es un amplificador operacional que compara la señal de entrada con una referencia y amplifica la diferencia entre ambas. Su señal de salida es una señal de error, la cual alimenta a un controlador controlador proporcional-integrador (PI). El mismo está conformado por dos amplificadores operacionales, uno de ellos integra la señal de entrada y el otro la escala. Las salidas de ambos amplificadores se suman y se obtiene la señal de entrada del comparador. Éste último compara la señal de entrada con una señal diente de sierra, y en base a esto genera la señal PWM que controla a los transistores.

La frecuencia de switching es definida por la frecuencia de la señal de diente de sierra y se eligió un valor típico de $f = 125\text{kHz}$. 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, la señal de error generada incrementa su duración y provoca un aumento en el ciclo de trabajo y, en consecuencia, en la tensión de salida. En el caso de que la tensión de salida sea superior a la nominal, el proceso es análogo causando una disminución del ciclo de trabajo.

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. La señal es muestreada y el resto del proceso es análogo al control por tensión.

4.6.2. Selector de modo de funcionamiento

Permite alternar entre los diferentes modos de carga: precarga, corriente constante y tensión constante. En la figura 13 se puede observar el esquema de este circuito.

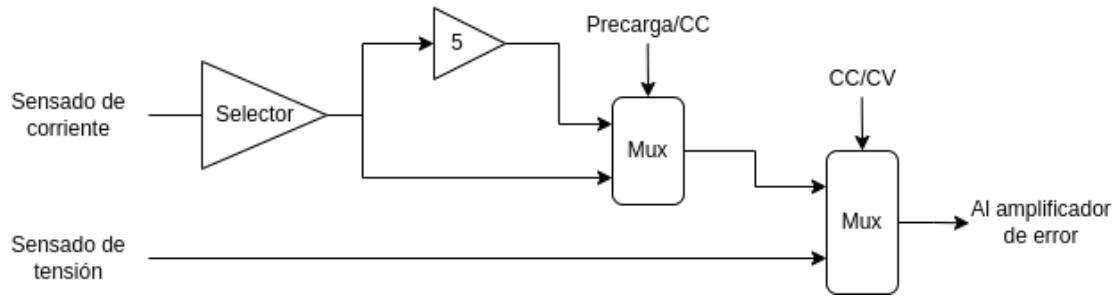


Figura 13: Esquema del selector de modo

El amplificador de ganancia variable de la izquierda es el encargado de seleccionar la corriente de salida. Esto se logra variando la ganancia del operacional.

La selección entre el modo de precarga y el modo de corriente constante se realiza comparando el nivel de tensión de la batería con una señal de referencia. El modo de precarga se activa una vez que la tensión supera los 30V.

Posterior al selector de corriente, el bloque de ganancia en la bifurcación superior permite tener una señal de control 5 veces mayor para el modo de precarga. La amplitud de la señal de control es inversamente proporcional a la señal de salida, por lo que la corriente de salida será 5 veces menor cuando se cierre el lazo por esa rama.

Las señales de tensión y corriente están normalizadas con respecto a sus valores nominales, lo cual permite que el último multiplexor seleccione la señal de mayor amplitud. De esta forma se pueden establecer los límites de tensión y corriente de salida para seguir el perfil de carga deseado.

4.6.3. Generador PWM

Por lo general se utilizan circuitos integrados controladores PWM que sólo requieren de unos pocos componentes pasivos adicionales para su funcionamiento. Se utilizó el TL494 como generador de señal PWM de frecuencia fija. Internamente presenta 4 componentes principales:

1. Un reloj ajustable que permite configurar la frecuencia de comutación
2. Dos amplificadores de error para la tensión de salida sensada y la deseada
3. Un 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

El rango de suministro de la tensión de entrada va desde los 7V hasta los 40V. Presenta un regulador interno de 5V con precisión del 5% para la alimentación de sus componentes internos. Posee dos transistores de salida que pueden trabajar tanto en emisor común como en colector común. Un flip-flop de dirección de pulso dirige alternativamente el pulso modulado a cada uno de los dos transistores de salida. La corriente de salida máxima de estos transistores es de 250mA.

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

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

Cuando la tensión sobre el mismo llega a 3V, el circuito se descarga y se reinicia el ciclo. La frecuencia está definida por la siguiente fórmula:

$$f = \frac{1}{R_t \times C_t}$$

Según la hoja de datos, los valores recomendados para el filtro RC externo son:

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

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

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

El comparador permite la modulación de los pulsos de salida, comparando la rampa de tensión sobre el capacitor C_t con cualquiera de las dos señales de control presentes en las salidas de los amplificadores de error. 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 de diente de sierra es mayor, y en consecuencia también decrece la duración del pulso de salida. Su tiempo de respuesta es de 400ns.

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%, pero si se aplica tensión en este puerto se le puede añadir. El tiempo muerto se controla linealmente variando su tensión de entrada entre 0 y 3,3V, desde su mínimo de 3% hasta su máximo de 100% respectivamente.

4.7. 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.

4.8. 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.

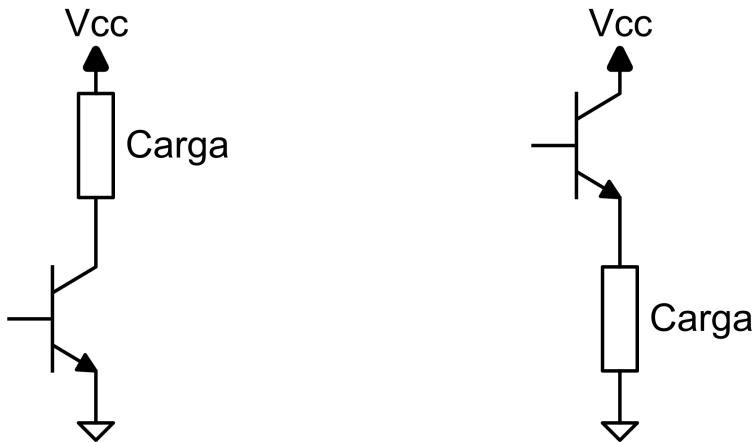


Figura 14: A la izquierda, un transistor de lado bajo. A la derecha, uno de lado alto.

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.

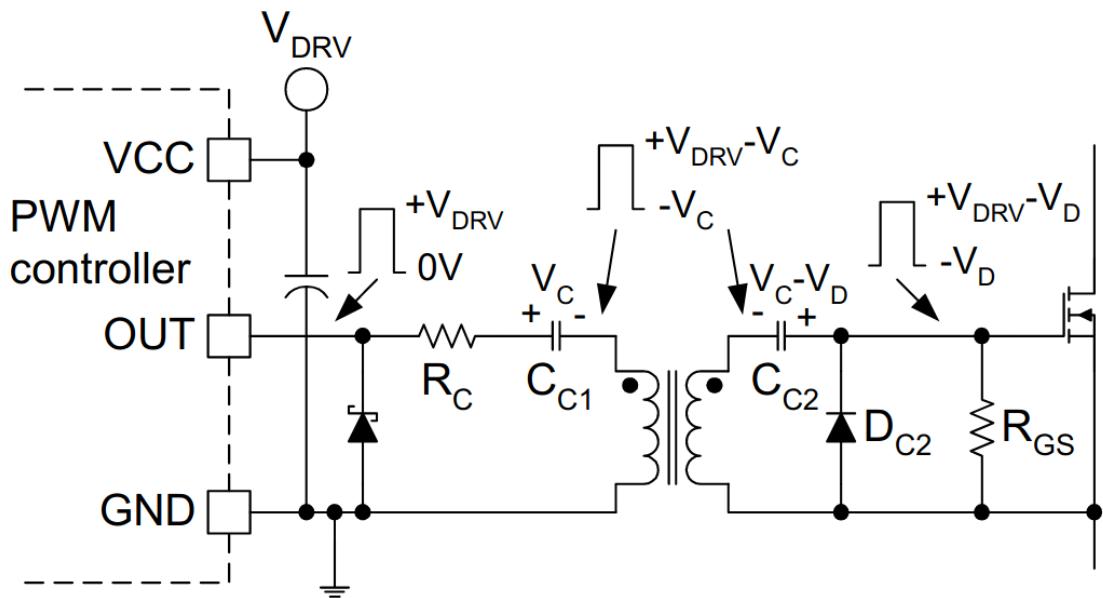


Figura 15: Esquema del controlador del MOSFET de lado alto

La figura 15 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_{C_1} 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 $-V_\gamma$.

4.9. 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.

4.9.1. 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_{sbn} 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

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 61 y 62, incluidas en el apéndice. Este circuito brinda una simulación precisa del ciclo de carga, pero no fue utilizado de forma extensiva por dos motivos. En primer lugar, 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 que los cambios introducidos a las distintas partes del circuito no afectaran 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 63.

5.1. Modelos de batería

Se buscó un modelo apropiado para la batería con el objetivo de que las simulaciones permitan obtener resultados fiables. El primer modelo constaba de una resistencia variable a partir de datos obtenidos en ensayos de carga de celdas provistas por la cátedra. Este componente representa la resistencia equivalente que presenta la batería, que es responsable de la caída de tensión instantánea que se produce ante un escalón en la intensidad demandada. El siguiente modelo propuesto añade un capacitor de muy alto valor en serie con la resistencia variable, el cual representa la capacidad de almacenar carga de la batería.

El modelo final se puede observar en la figura 16. Se trata de un modelo dinámico donde los valores de los componentes no son fijos, sino que dependen de las condiciones de funcionamiento de la batería, como el estado de carga y el funcionamiento en carga o descarga. El circuito de la izquierda modela la resistencia interna de la batería y el comportamiento transitorio ante distintas cargas. Por otro lado, el circuito de la derecha modela la capacidad de almacenamiento de energía de la batería y la carga almacenada durante los procesos de carga o descarga [4].

Respecto al segundo modelo se agregan los siguientes componentes:

- Los bloques compuestos por una resistencia y un capacitor en paralelo, que modelan la capacidad en los electrodos de las celdas y la resistencia no lineal entre electrodos y electrolito. En conjunto modelan las constantes de tiempo (corta y larga) de la respuesta transitoria de la tensión en la batería [5].
- La fuente de tensión controlada por tensión, que representa la dependencia no

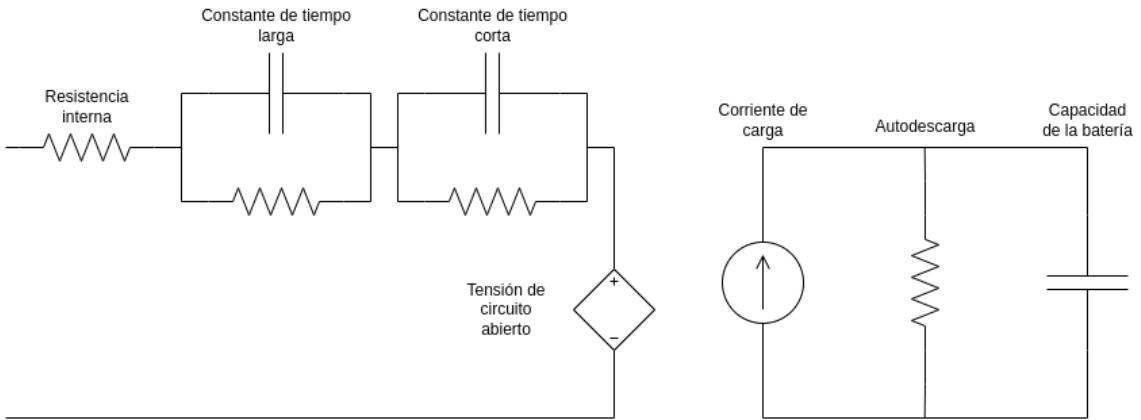


Figura 16: Modelo final de batería utilizado

lineal entre el estado de carga (*SOC*) y la tensión de circuito abierto (V_{OC}) dependiente del *SOC*.

- La fuente de corriente controlada por corriente, que representa la corriente de carga que modifica el *SOC*.
- La resistencia en paralelo, que modela la autodescarga de la batería.

La tensión que existe en el circuito secundario (V_{SOC}) se normaliza de forma que $V_{SOC} = 1V$ equivale al 100 % del SOC.

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:

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

$$V_1 = K_t f N_1 \phi_m$$

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 sinusoidal 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:

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

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: $V_{1max} = 350V$ 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:

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

Potencia aparente:

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

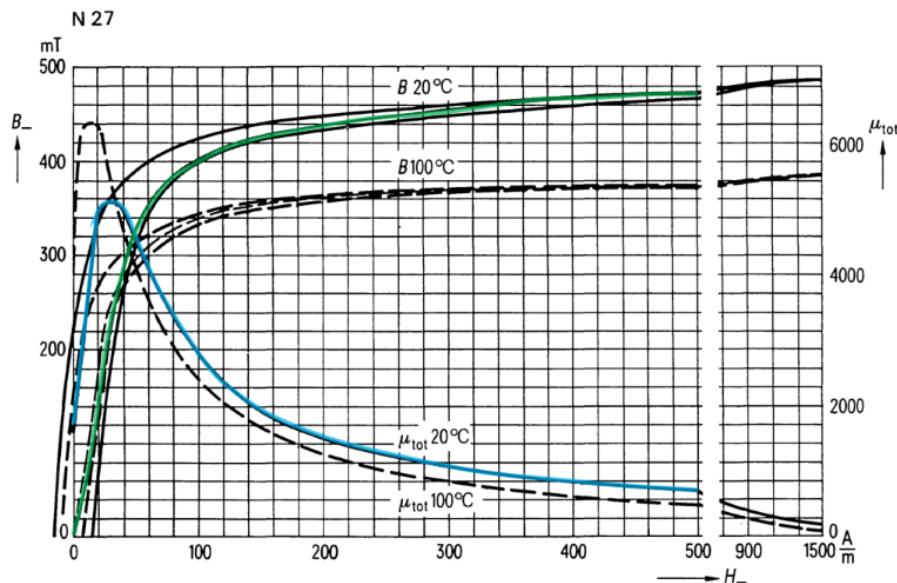


Figura 17: Gráfica B vs. H para núcleos N27

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

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 1, 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:

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.

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

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:

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

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 18 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:

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

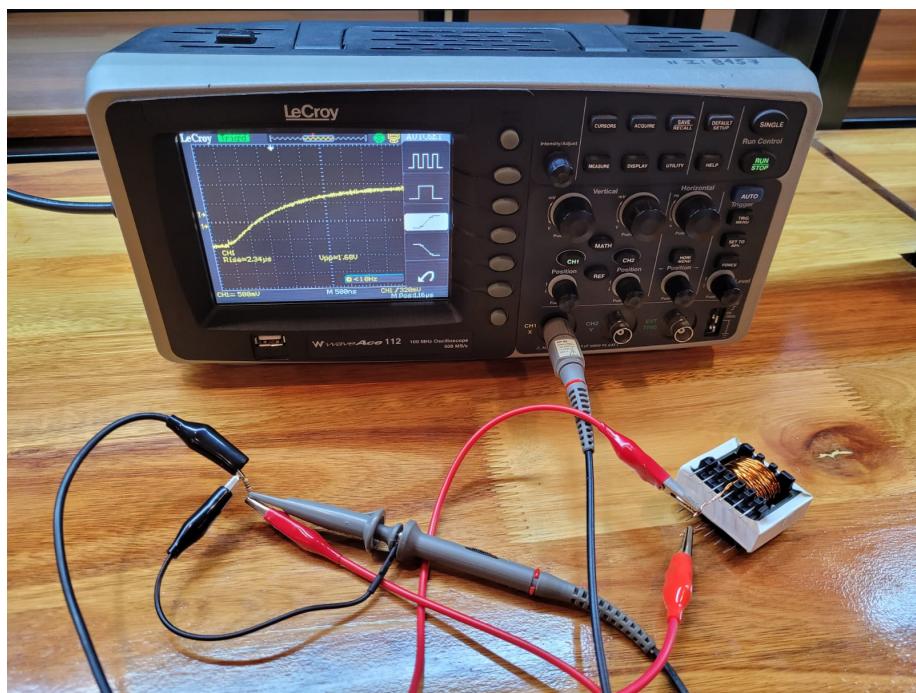


Figura 18: Medición de la inductancia mediante tiempo de subida

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:

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

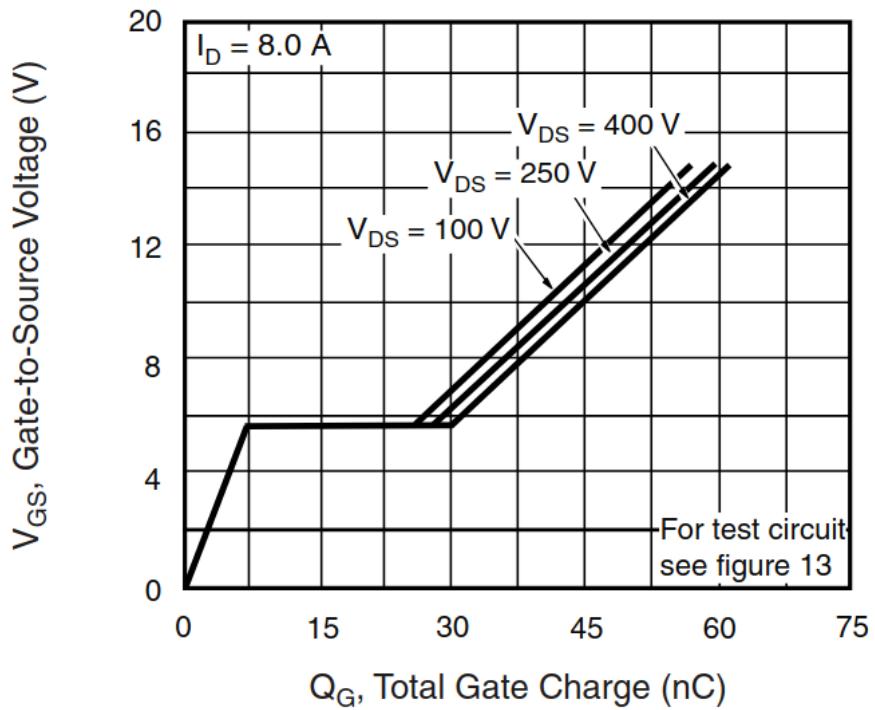


Figura 19: Curva típica de tensión entre gate y source vs. carga del terminal gate

El ciclo de trabajo máximo está definido por el convertidor 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. Posteriormente los mismos fueron reemplazados 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 conmutación, lo cual causaba inestabilidad en la tensión de salida. Utilizando valores recomendados para ambos componentes se logró que la frecuencia posea una gran estabilidad.

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. Sin embargo, actualmente su amplitud disminuye al aumentar el ciclo de trabajo.

Al realizar las mediciones de tensión se evidenció un problema con la tierra de la PCB. 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 en la fuente un correcto límite de corriente. 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 $2W$ para medir corrientes en el circuito, se detectaron oscilaciones indeseadas en sus formas de onda con una

frecuencia de $f_{osc} = 1,1MHz$. Por lo tanto, 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. Las mismas están conformadas por un transformador de corriente y, en consecuencia, sólo miden la componente alterna de la señal. El cable que se introduce es el primario, por lo que consta de una única vuelta, y el secundario está adentro de la punta. Pueden variar su sensibilidad seleccionando $2mA/mV$ o $10mA/mV$. 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 obtuvo 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. Para todas las mediciones realizadas, la tensión de entrada del convertidor fue de $36V$.

$R[\Omega]$	$I_i[A]$	$V_o[V]$	$I_o[A]$	$P_i[W]$	$P_o[W]$	$\eta[\%]$
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

En base a la tabla 3, 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, como se observa en la tabla 4, la variación de carga modifica levemente la tensión de salida pero el cambio no es tan amplio. Si bien la fuente regulable de $36V$ tiene una corriente máxima de $1A$, nunca entregó la corriente esperada por simulación. Además, presenta una corriente de salida mucho mayor en las resistencias de carga más bajas y una mayor eficiencia.

$R[\Omega]$	$I_i[A]$	$V_o[V]$	$I_o[A]$	$P_i[W]$	$P_o[W]$	$\eta[\%]$
12.6	1.46	12.49	0.99	17.65	12.39	70.19
18	1.33	12.70	0.71	13.72	8.96	65.31
24.3	1.24	12.84	0.51	10.80	6.60	61.11
30.6	1.17	12.98	0.35	8.07	4.56	56.51
40	1.16	13.00	0.33	7.68	4.23	55.08
58	1.12	13.09	0.23	6.14	2.95	48.05
80.7	1.10	13.17	0.16	5.11	2.15	42.07
88.5	1.10	13.24	0.15	4.89	1.95	39.88

Tabla 4: Resultados de las mediciones en la simulación

10. Simulación del prototipo

Las condiciones de simulación y ensayo fueron:

- Tensión de entrada: $V_s = 36V$
- Frecuencia de conmutación: $f = 125kHz$
- Ciclo de trabajo: $D = 0,4$
- Resistencia de carga: $R = 88,5\Omega$

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 20 se observa la tensión a la salida del TL494 medida del prototipo.

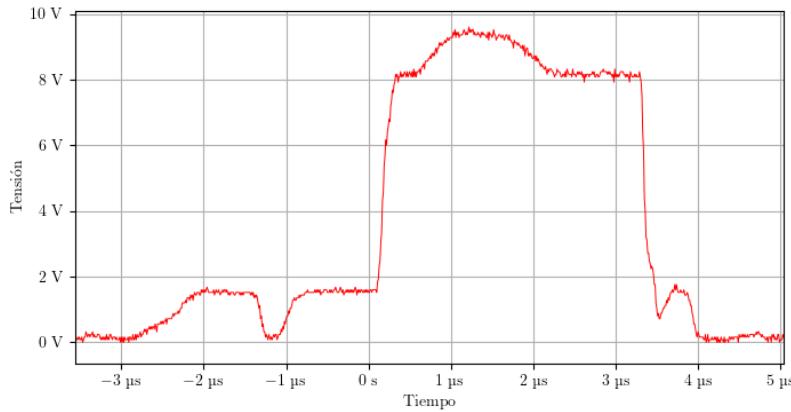


Figura 20: Tensión a la salida del TL494

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 4.9. En la figura 21 se muestra la misma forma de onda simulada en LTspice.

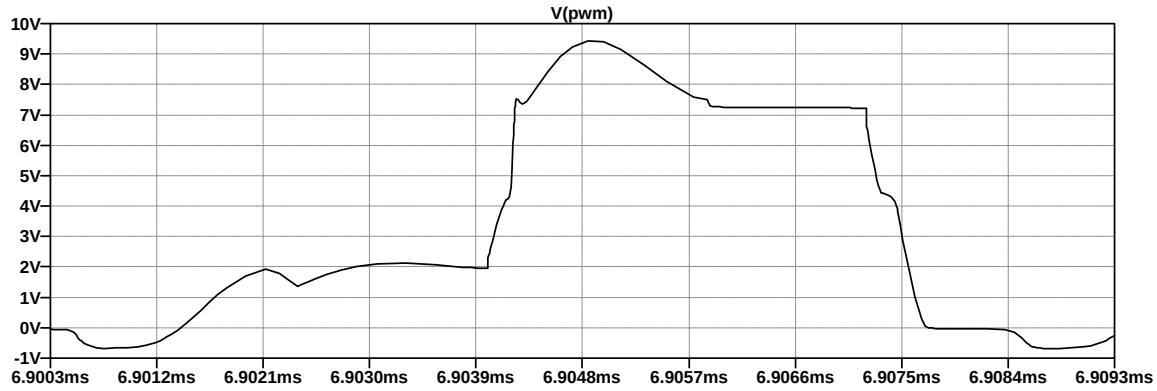


Figura 21: Simulación de la tensión a la salida del TL494

En las figuras 22 y 23 se muestran las tensiones en el capacitor C_t y el terminal DTC del TL494 respectivamente.

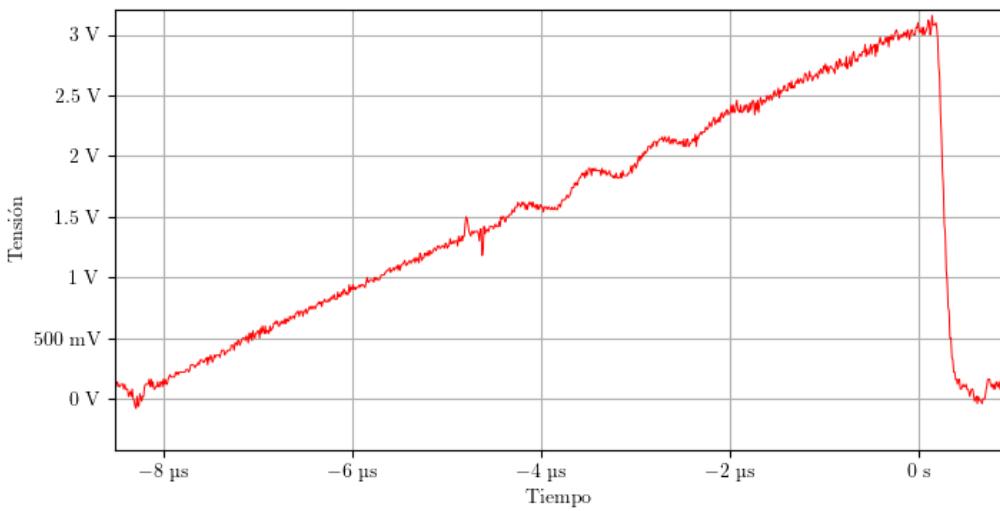


Figura 22: Tensión en el capacitor C_t

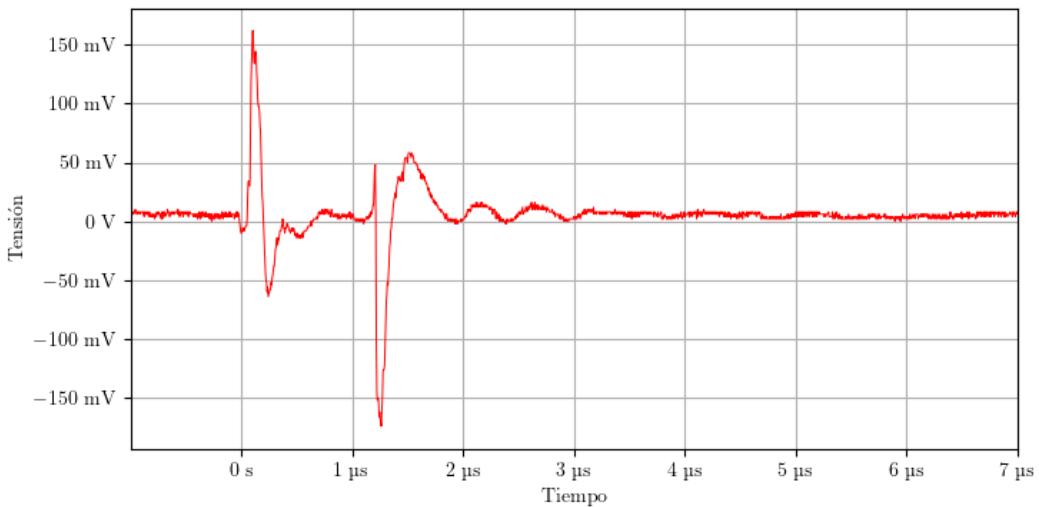


Figura 23: Tensión a la salida del pin DTC del TL494

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

$f_{osc} = 1,25MHz$, 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 24 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 $8\mu s$ y un ancho de pulso de aproximadamente 40 %.

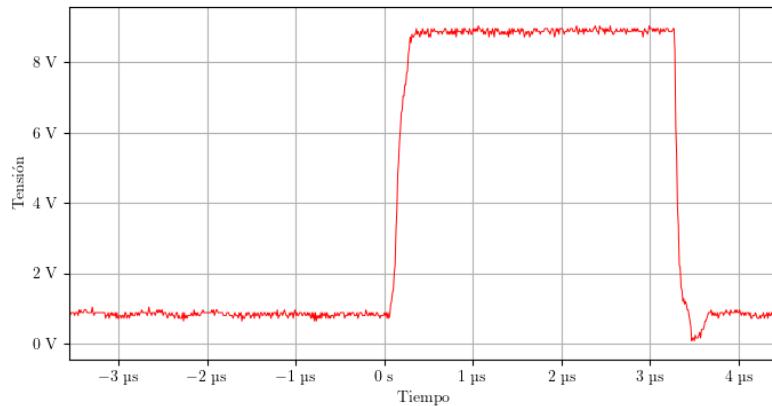


Figura 24: Tensión a la salida de la etapa de ganancia de corriente

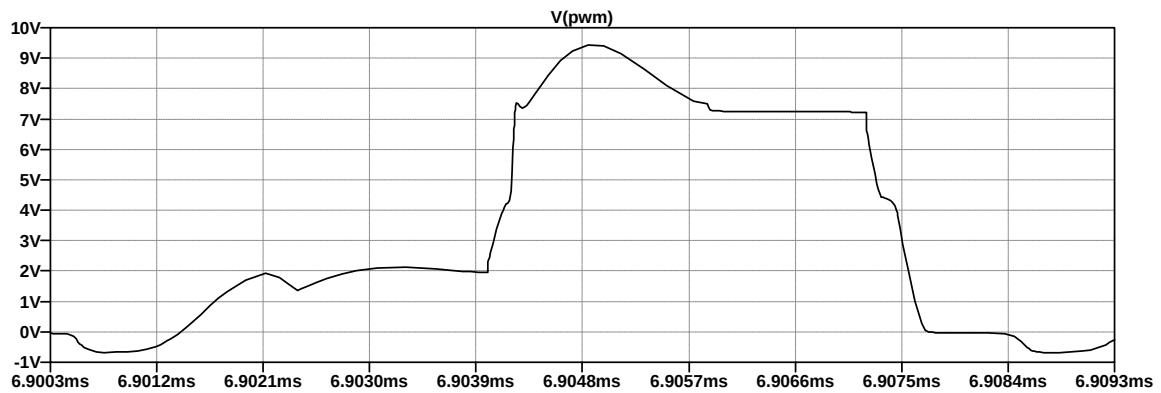


Figura 25: Simulación de la tensión a la salida de la etapa de ganancia de corriente

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 20 y 26 se puede observar que se ha mejorado considerablemente.

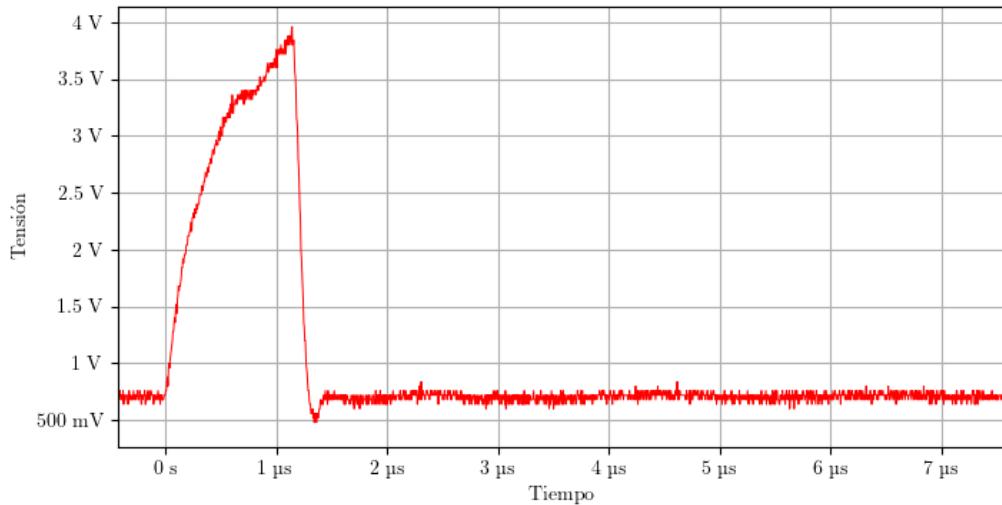


Figura 26: Tensión a la salida del TL494 sin colocar la etapa intermedia de ganancia de corriente

10.3. Driver

En la figura 27 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.

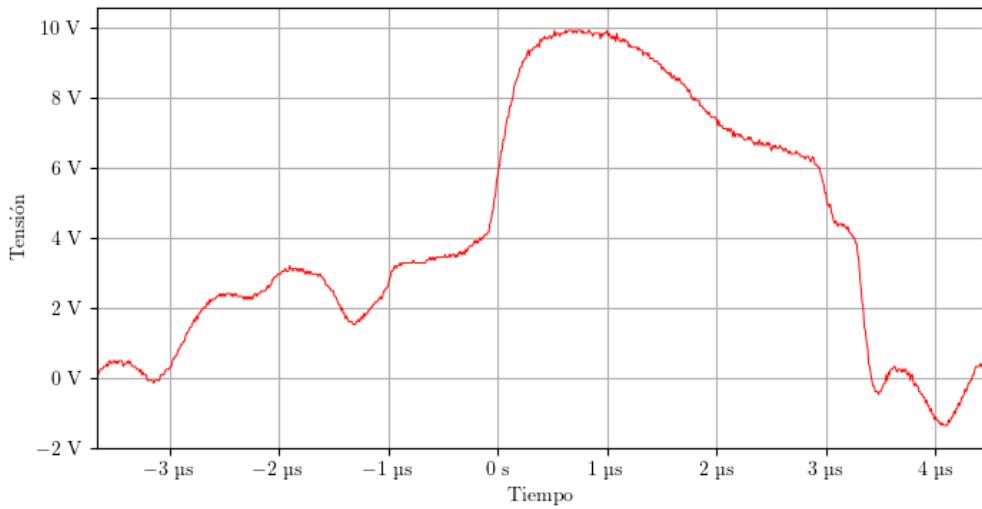


Figura 27: Tensión a la salida del driver

En la figura 28 puede verse los resultados de la simulación.

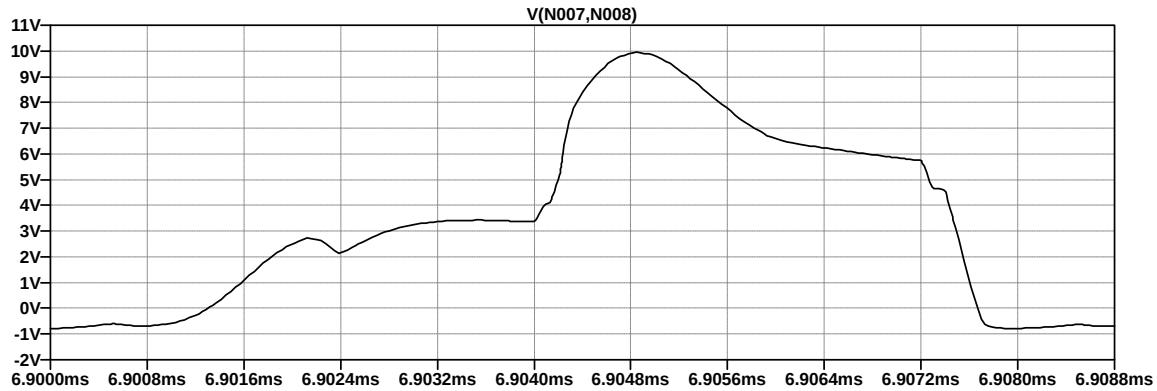


Figura 28: Simulación de la tensión a la salida del driver

En la figura 29 se muestran algunas formas de onda del circuito del driver con las que se hicieron comparaciones para verificar su correcto funcionamiento.

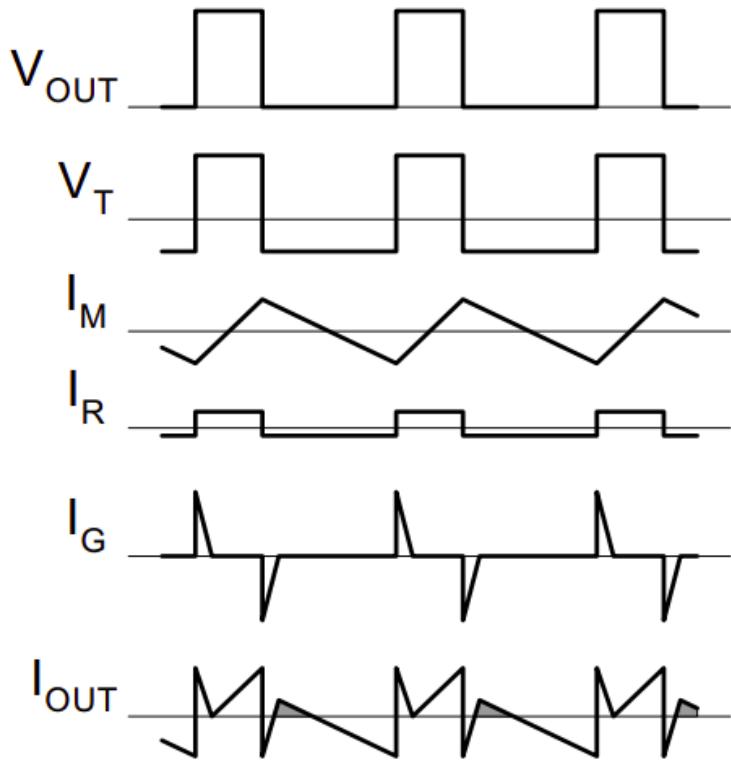


Figura 29: Formas de onda esperadas de distintas señales del driver [6]

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

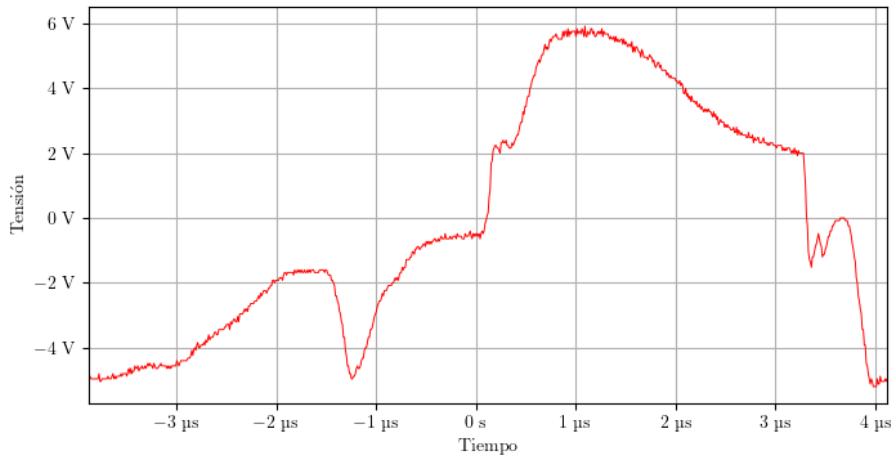


Figura 30: Tensión en el primario del transformador del driver

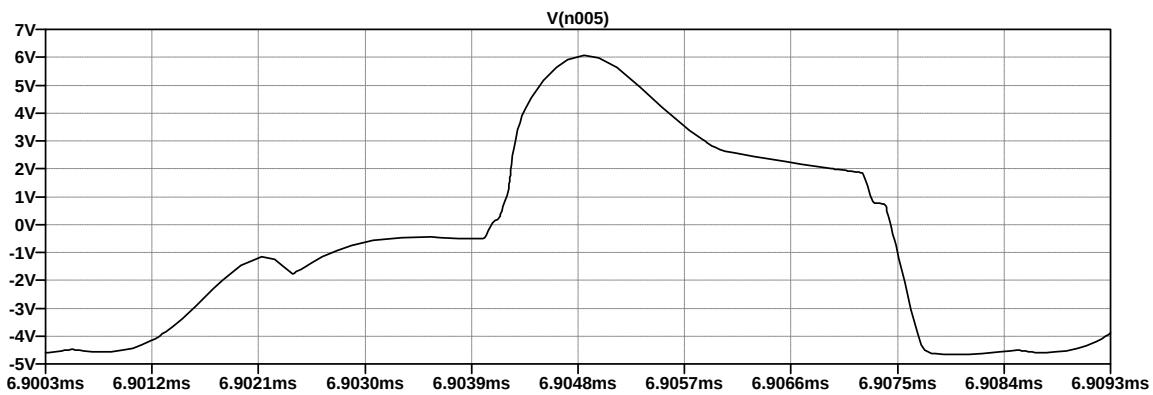


Figura 31: Simulación de la tensión en el primario del transformador del driver

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.

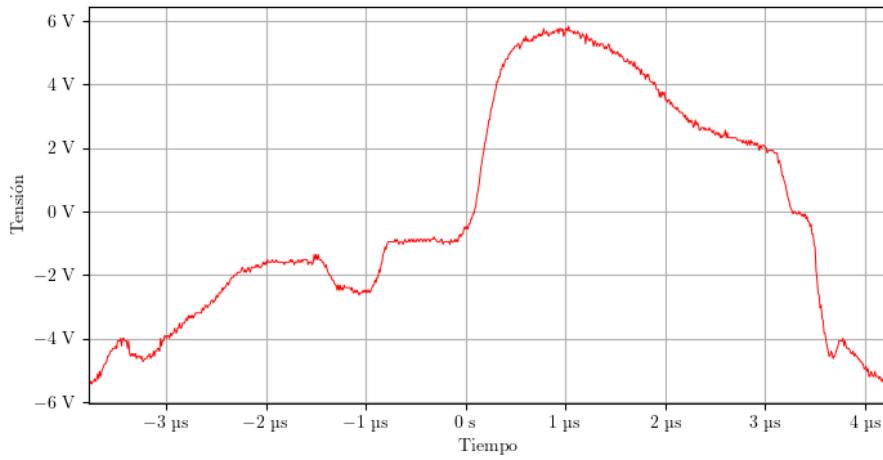


Figura 32: Tensión en el secundario del transformador del driver

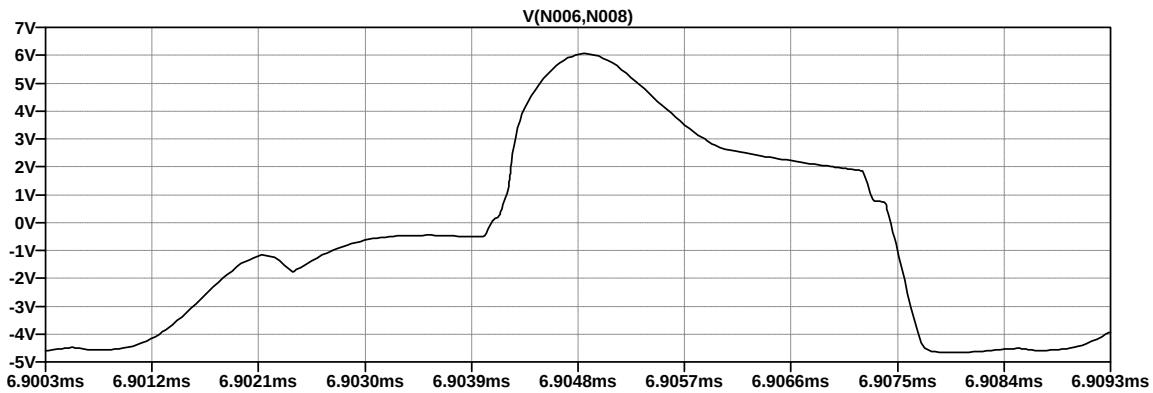


Figura 33: Simulación de la tensión en el secundario del transformador del driver

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

En las figuras 34 y 35 se muestran la forma de onda de la corriente por el primario del transformador del driver junto con su simulación.

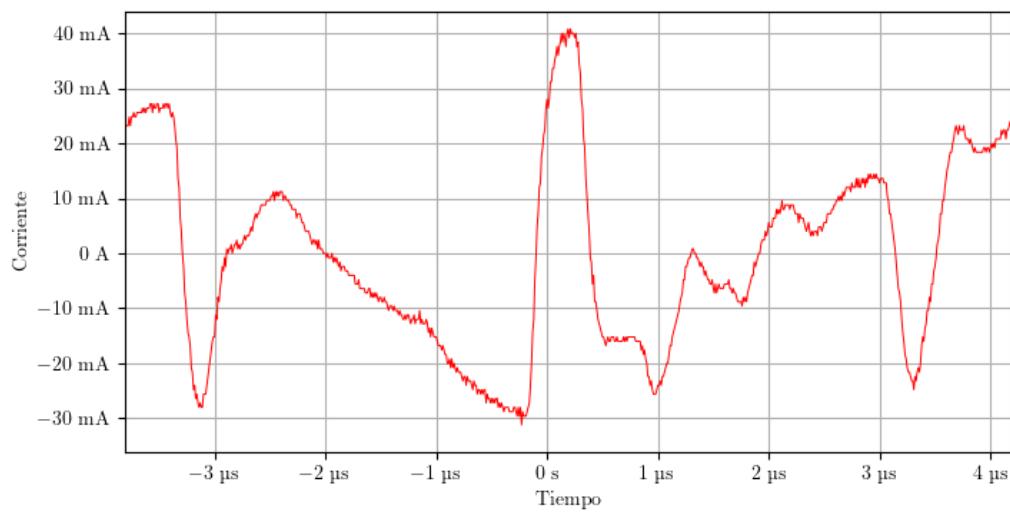


Figura 34: Corriente por el primario del transformador del driver

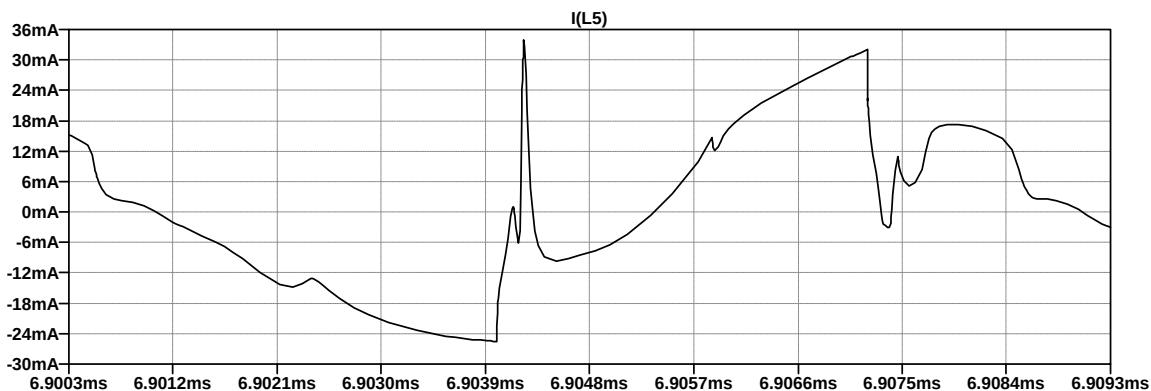


Figura 35: Simulación de la corriente por el primario del transformador del driver

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

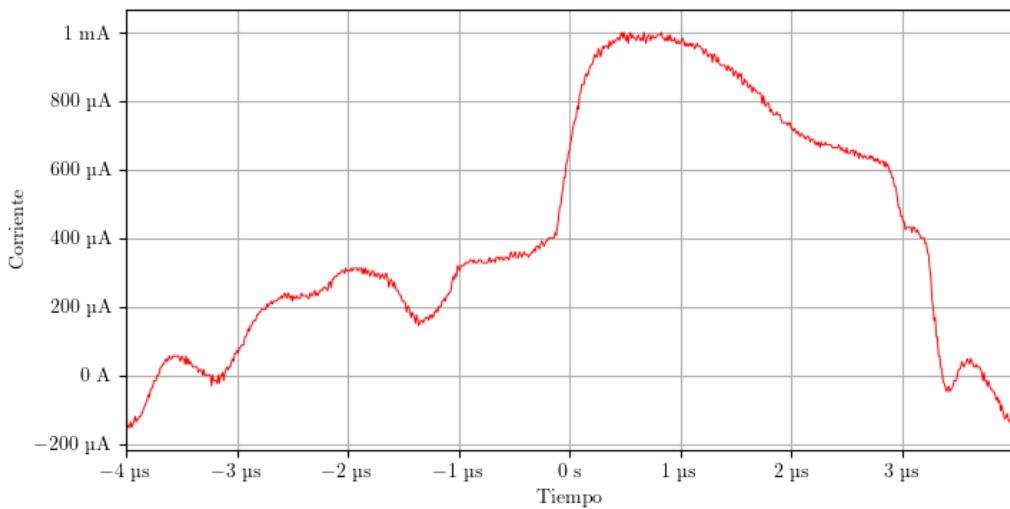


Figura 36: Corriente por la resistencia entre *gate* y *source* del MOSFET de lado alto

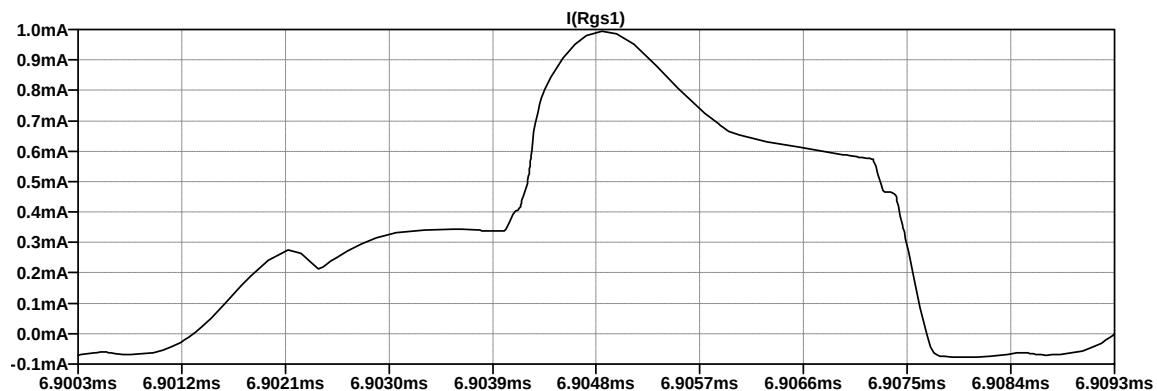


Figura 37: Simulación de la corriente por la resistencia R_{gs}

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 38 y 40 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 39 y 41 las tensiones V_{DS} de los MOSFETs simulados en LTSpice.

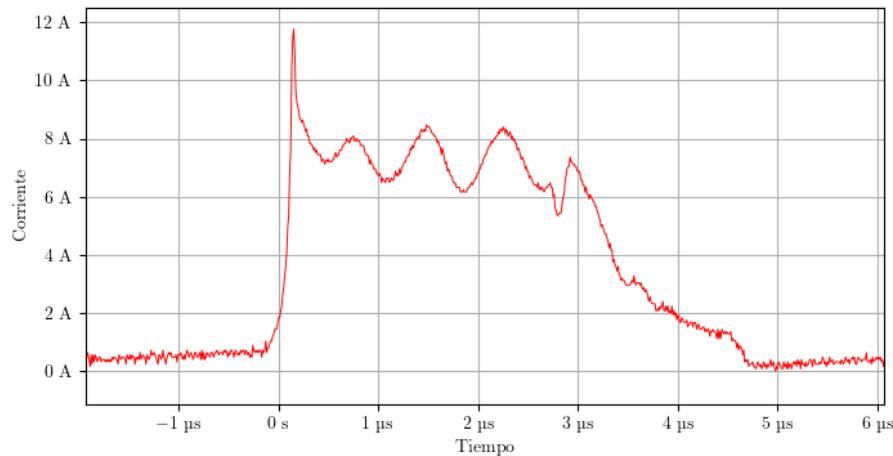


Figura 38: Tensión V_{DS} en el MOSFET de lado alto

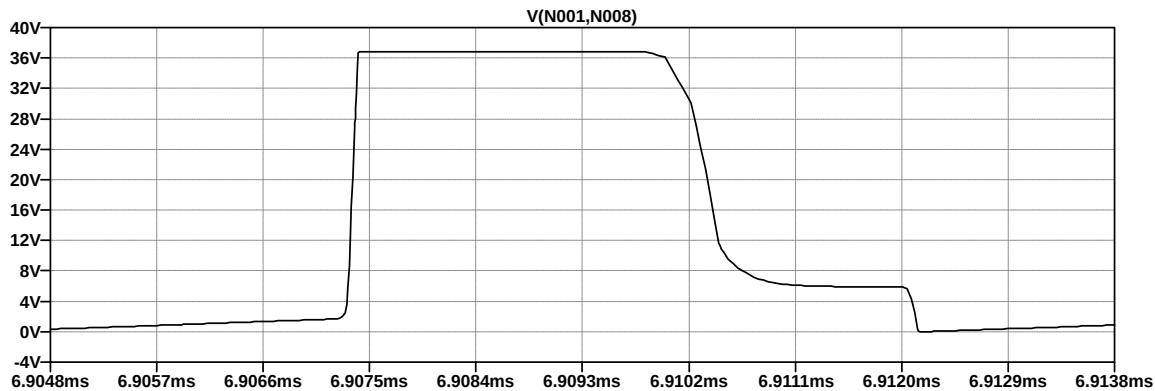


Figura 39: Tensión V_{DS} en el MOSFET de lado alto simulado en LTspice

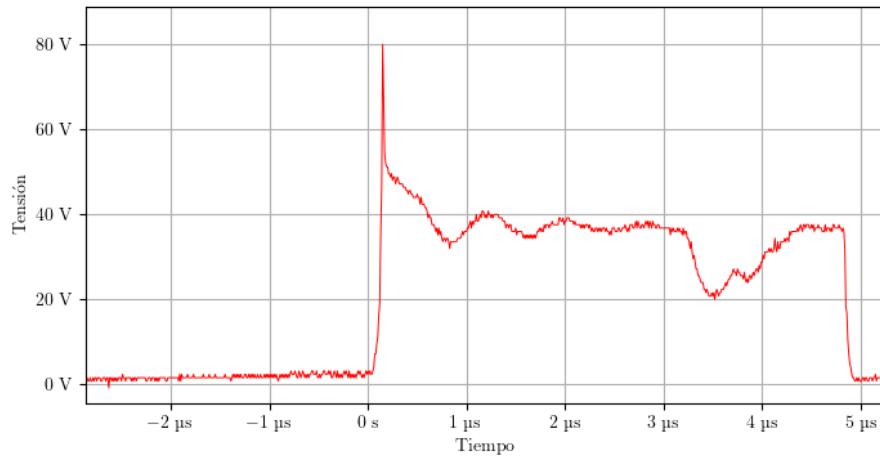


Figura 40: Tensión V_{DS} en el MOSFET de lado bajo

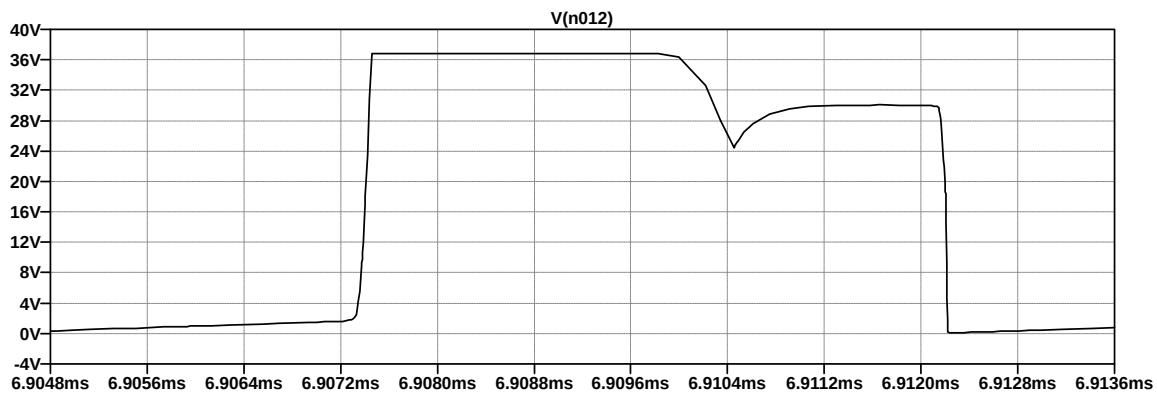


Figura 41: Tensión V_{DS} en el MOSFET de lado bajo side simulado en LTspice

En las figuras 42 y 44 puede verse la corriente por el terminal *drain* de los MOSFETs del convertidor. Las figuras 43 y 45 muestran sus simulaciones, respectivamente.

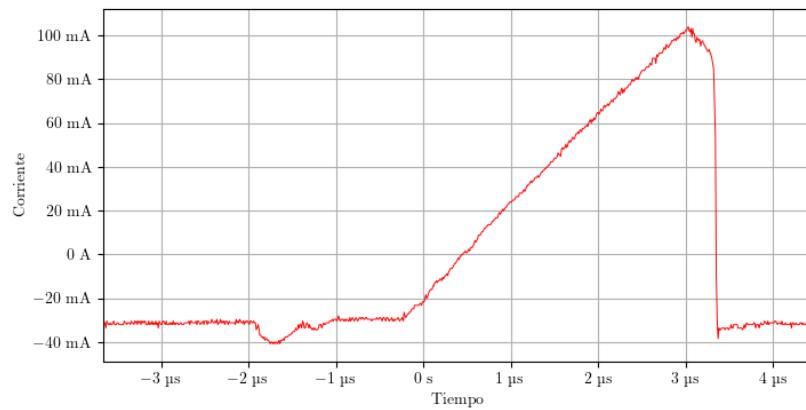


Figura 42: Corriente que circula por el *drain* del MOSFET de lado alto

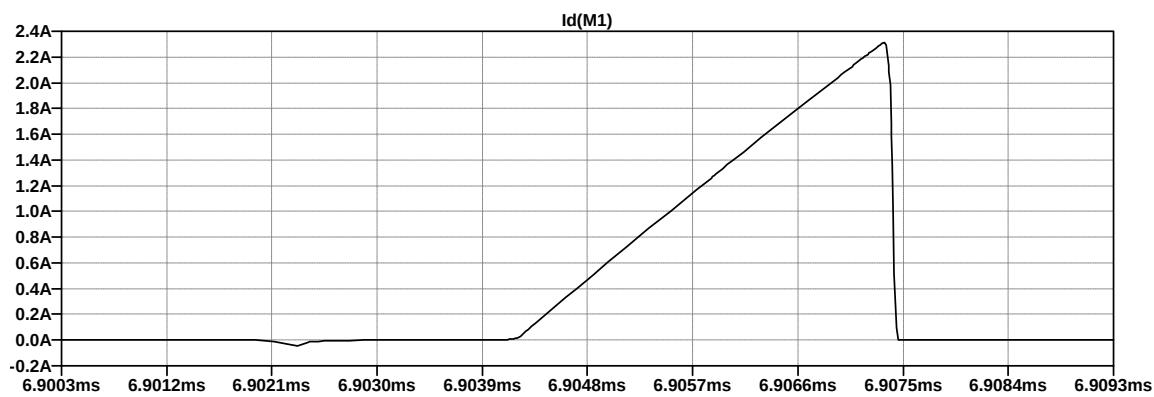


Figura 43: Simulación de la corriente que circula por el *drain* del MOSFET de lado alto

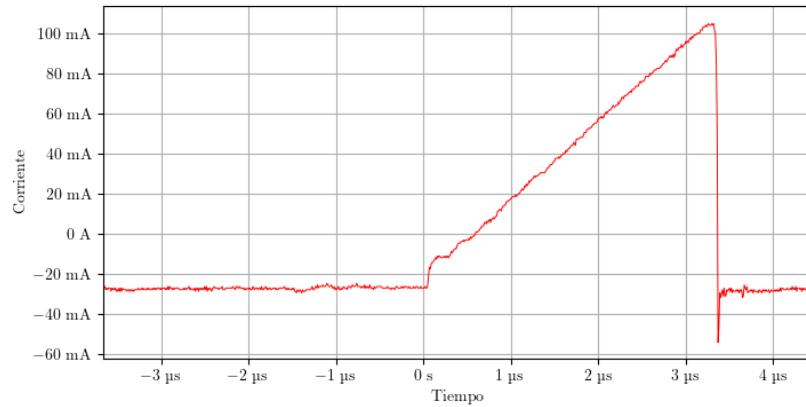


Figura 44: Corriente que circula por el *drain* del MOSFET de lado bajo

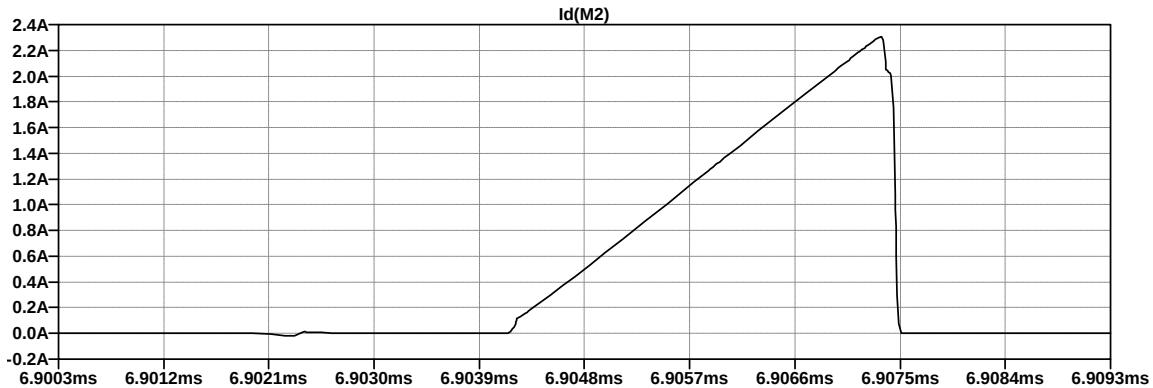


Figura 45: Simulación de la corriente que circula por el *drain* del MOSFET de lado bajo

El prototipo presenta un sobrepico negativo en el flanco de bajada del MOSFET del lado bajo. También se observa que la amplitud de la señal simulada es mucho mayor.

10.4.2. Transformador de potencia

Las figuras 46 y 48 muestran las tensiones en el primario y el secundario del transformador de potencia, respectivamente. Puede observarse comparando con sus simulaciones (Figuras 47 y 49) que las oscilaciones son mucho mayores en el secundario del transformador.

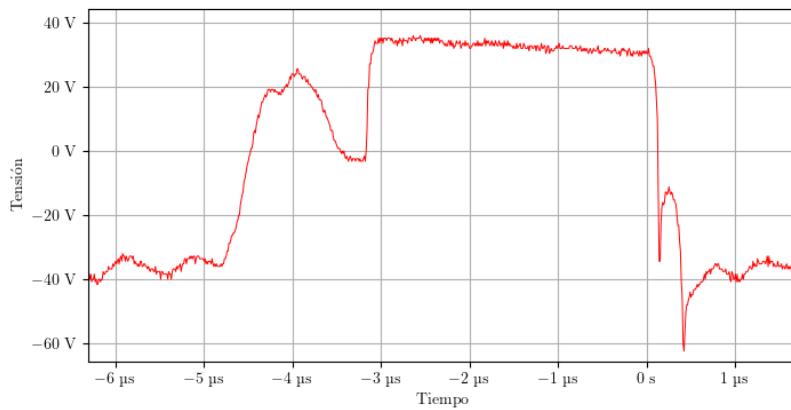


Figura 46: Tensión en el primario del transformador de potencia

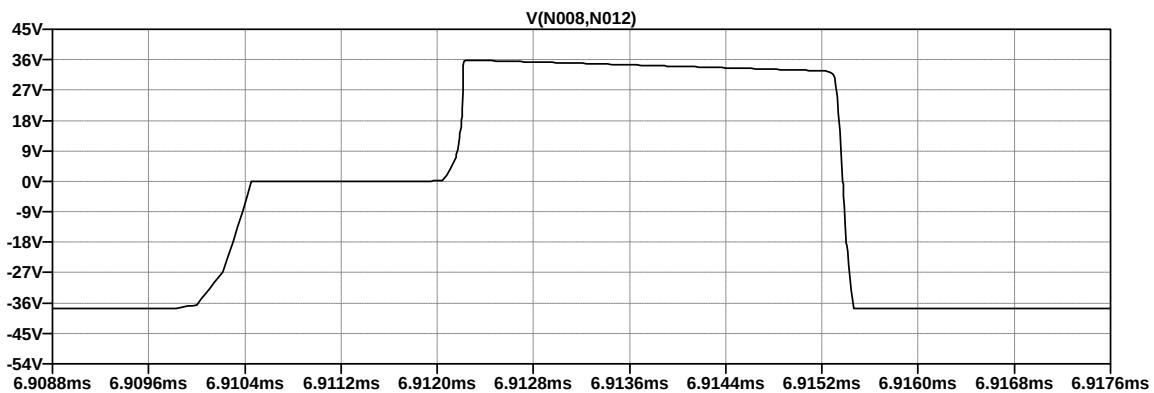


Figura 47: Simulación de la tensión en el primario del transformador de potencia

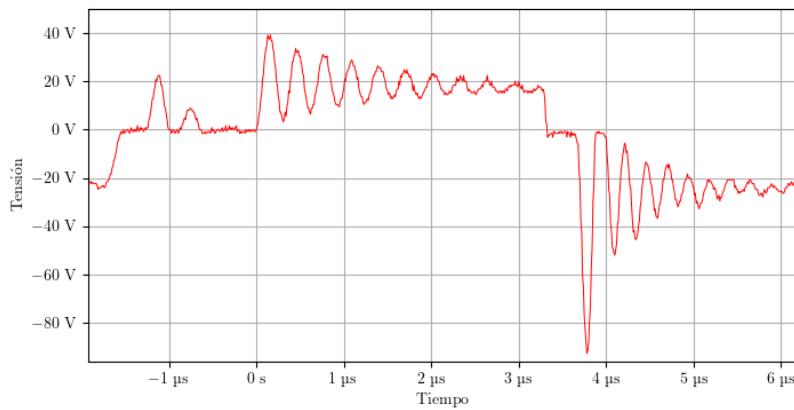


Figura 48: Tensión en el secundario del transformador de potencia

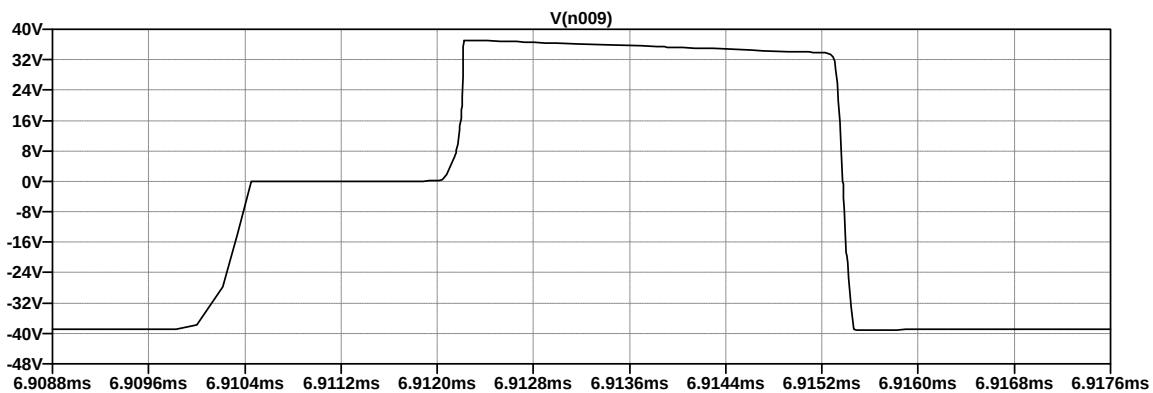


Figura 49: Simulación de la tensión en el secundario del transformador de potencia

Las figuras 50 muestra la corriente que circula por el primario del transformador de potencia. La figura 51 muestra la simulación de la misma.

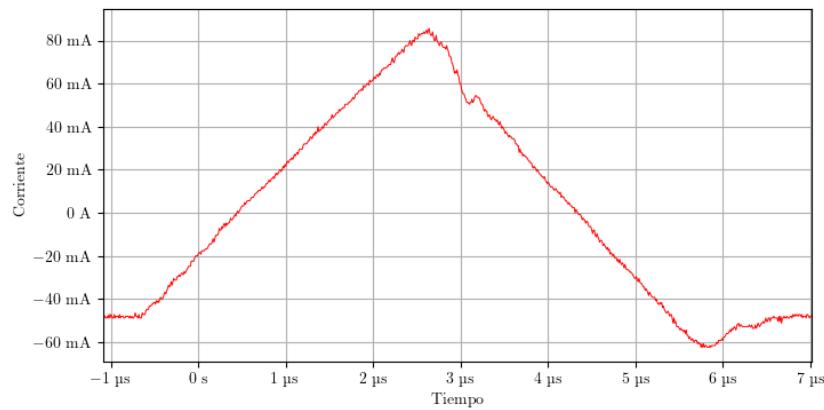


Figura 50: Corriente en el primario del transformador de potencia

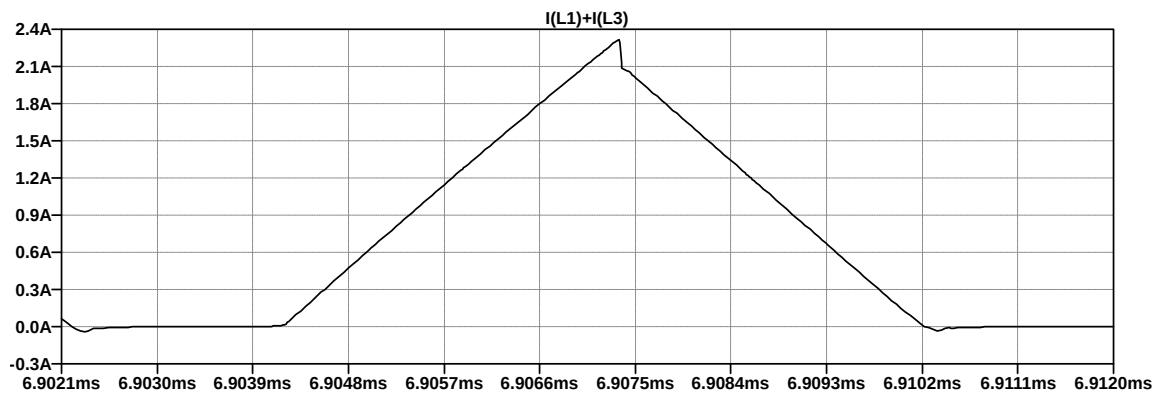


Figura 51: Simulación de la corriente en el primario del transformador de potencia

10.4.3. Circuito de salida

La corriente por el inductor de salida se muestra en la figura 52. La figura 53 muestra su simulación.

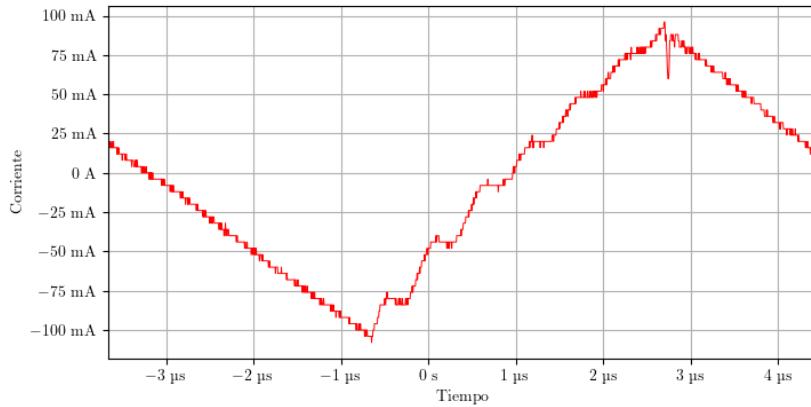


Figura 52: Corriente en el inductor del filtro de salida

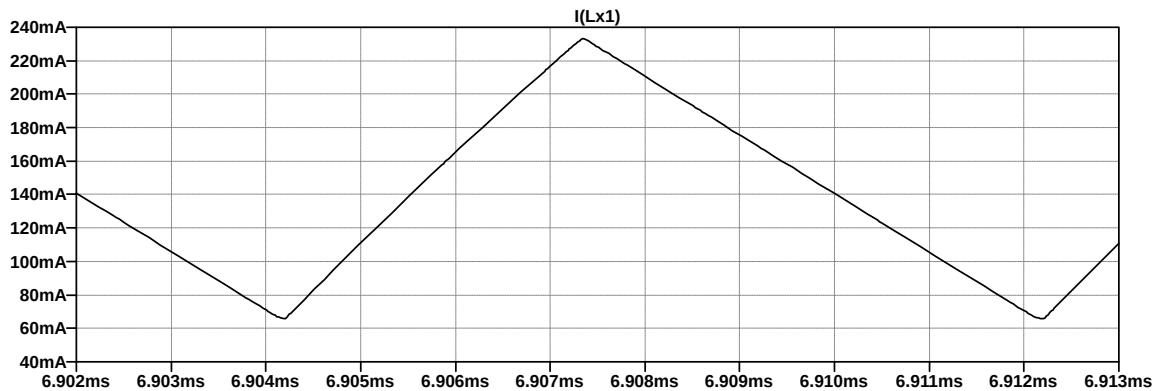


Figura 53: Simulación de la corriente en el inductor del filtro de salida

En las figuras 54 y 55 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 56 muestra la simulación de la corriente de salida durante el encendido.

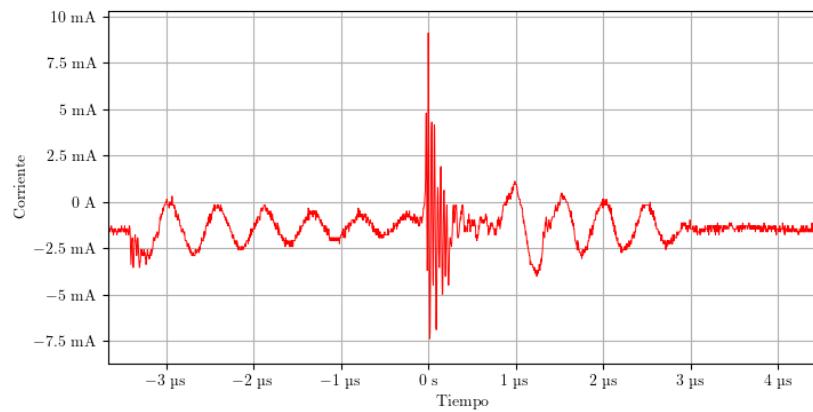


Figura 54: Ripple de corriente por la carga

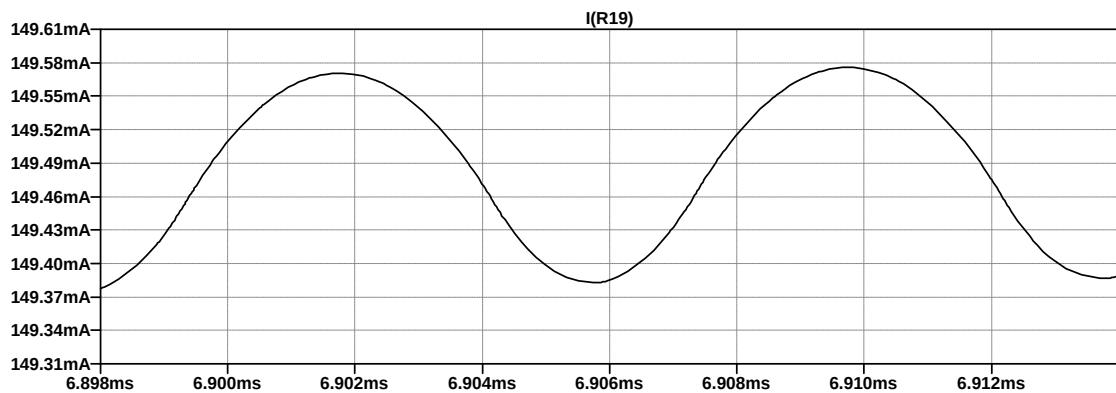


Figura 55: Simulación del ripple de corriente por la carga

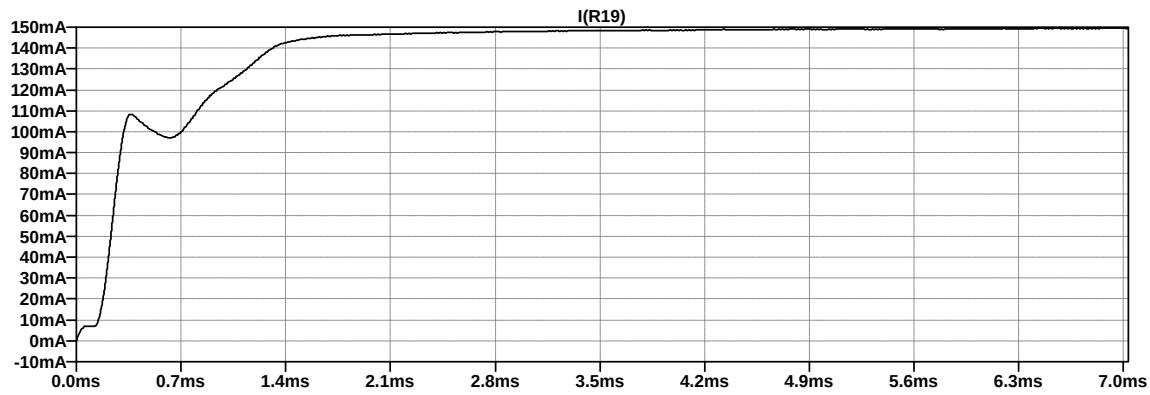


Figura 56: Simulación de la corriente por la carga

Análogamente, en las figuras 57 y 58 se muestra el ripple de tensión en la salida salida y su simulación. En la figura 59 se muestra la simulación de la tensión de salida durante el encendido.¡

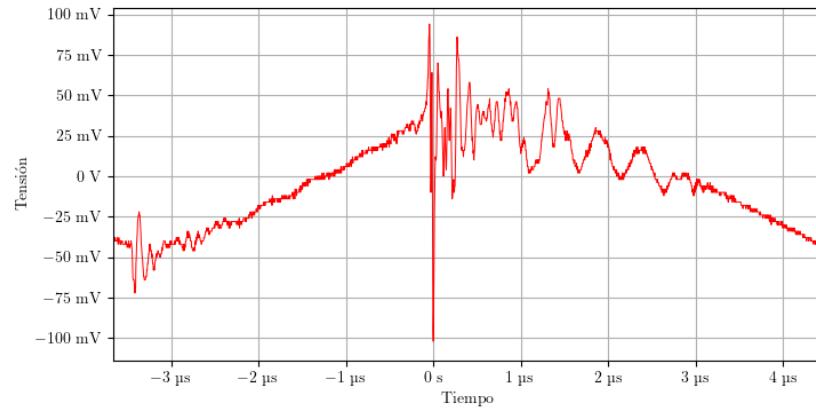


Figura 57: Ripple de tensión en la carga

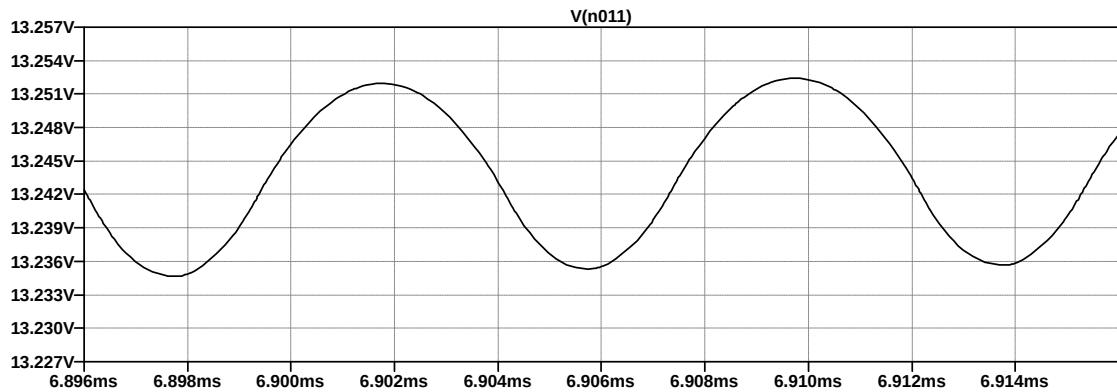


Figura 58: Simulación del ripple de tensión en la carga

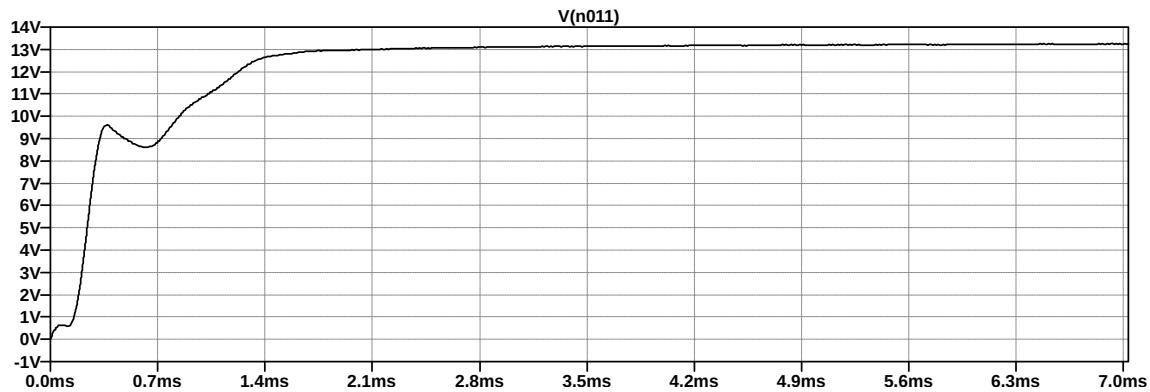


Figura 59: Simulación de la tensión en la carga

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 convertidor.

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 conver 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.

Detección de carga completa por intensidad de corriente con corte automático. Limitación del tiempo de carga máximo por temporizador. El estado actual del cargador es indicado por un LED. Cuando el voltaje de entrada es el correcto, este LED se encenderá de forma permanente. Cuando el LED parpadee significa que la salida ha sido cortocircuitada. Si el mismo se encuentra apagado indica que la carga se ha completado o que no hay una batería conectada.

Las oscilaciones de alta frecuencia superiores a la frecuencia de conmutación observadas en las formas de onda se pueden deber a cualquier tanque LC.

REFERENCIAS FALTANTES:

RASHID

Apéndice

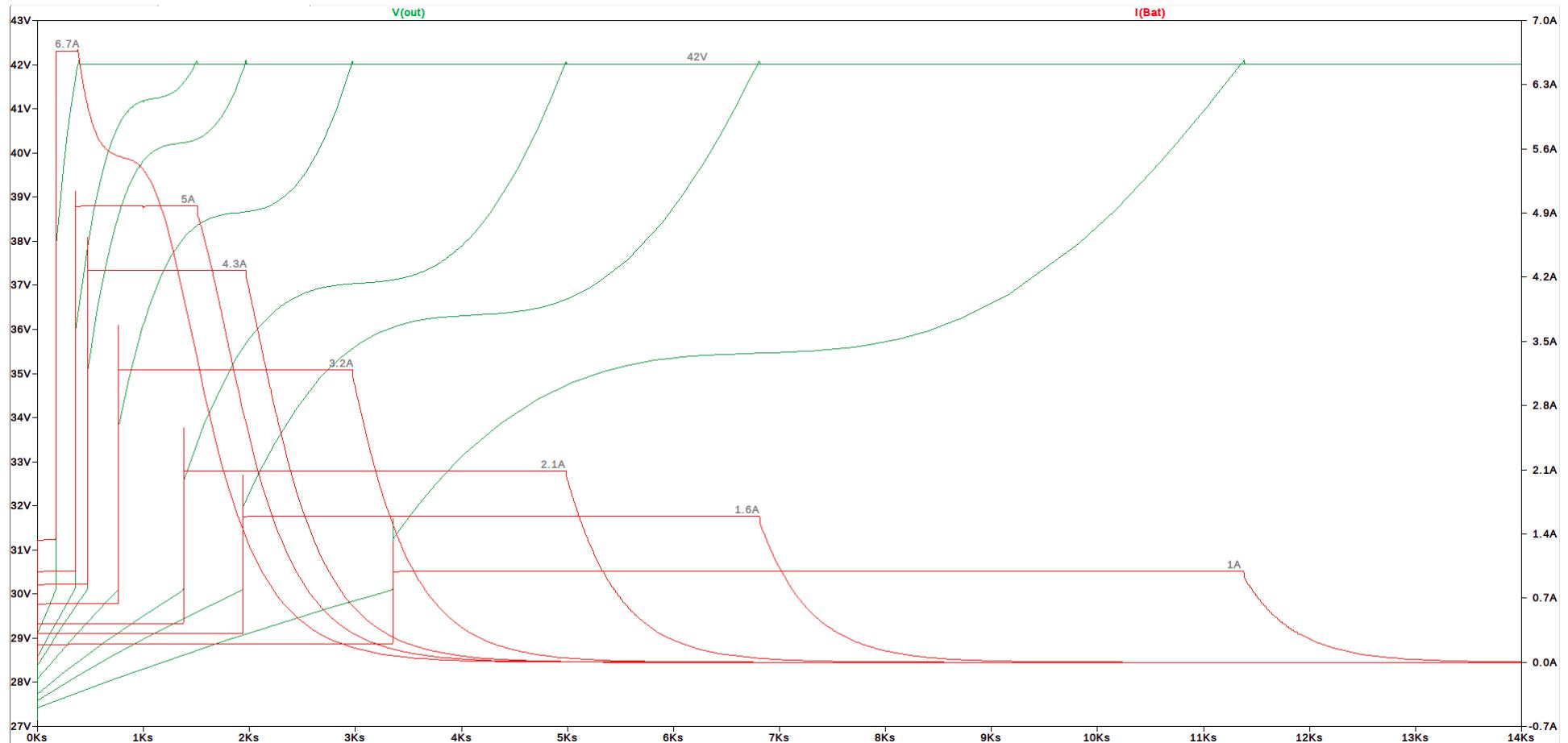
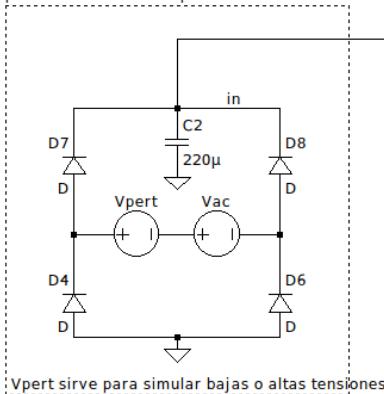


Figura 60: Simulación de las etapas de carga para todos los modos de corriente

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

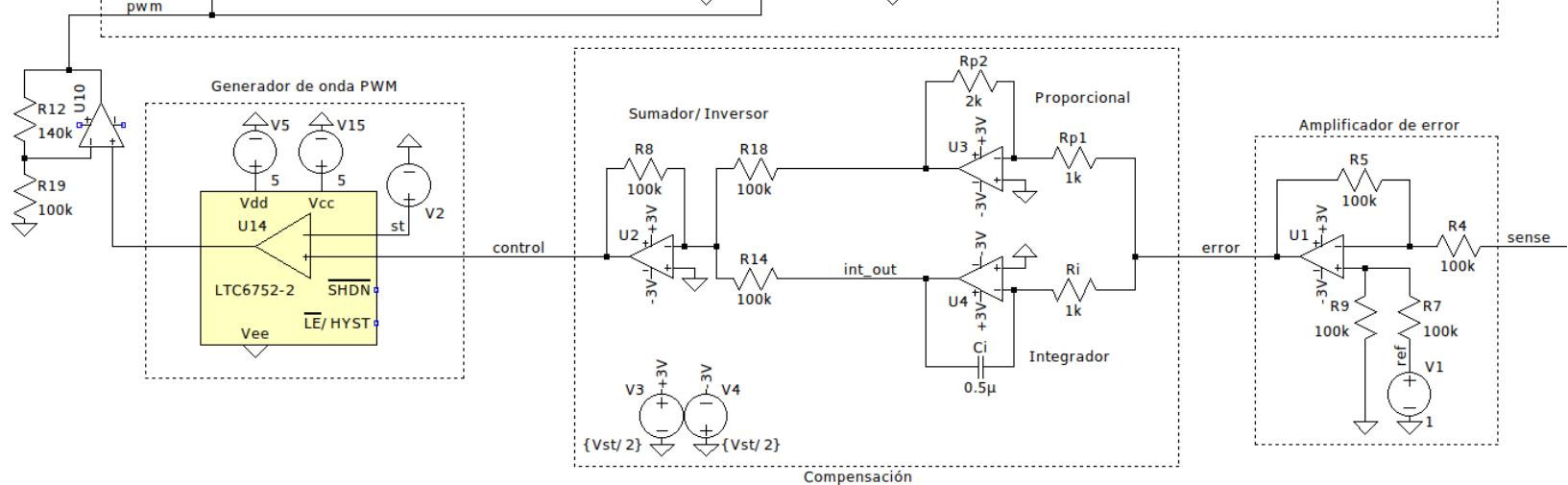
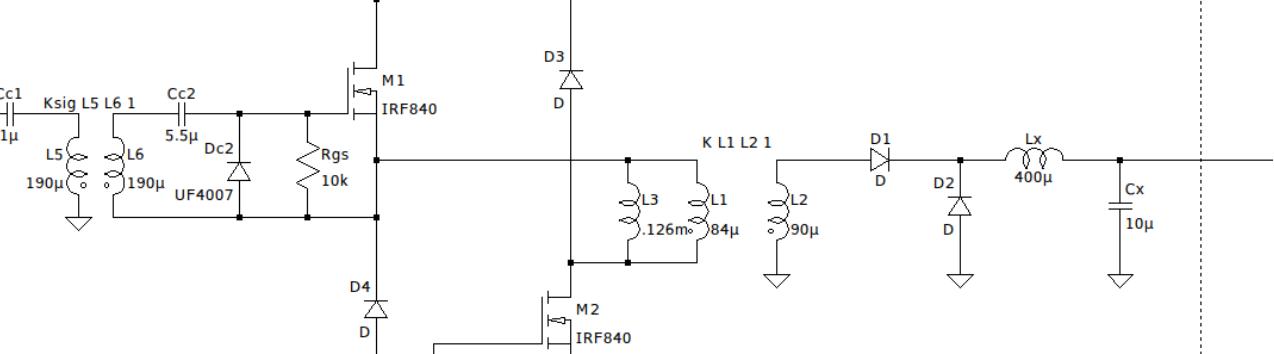


Figura 61: Circuito simulado en LTspice. Se separa cada bloque con línea punteada. Se muestra el rectificador de entrada, el convertidor DC-DC y parte del circuito de control.

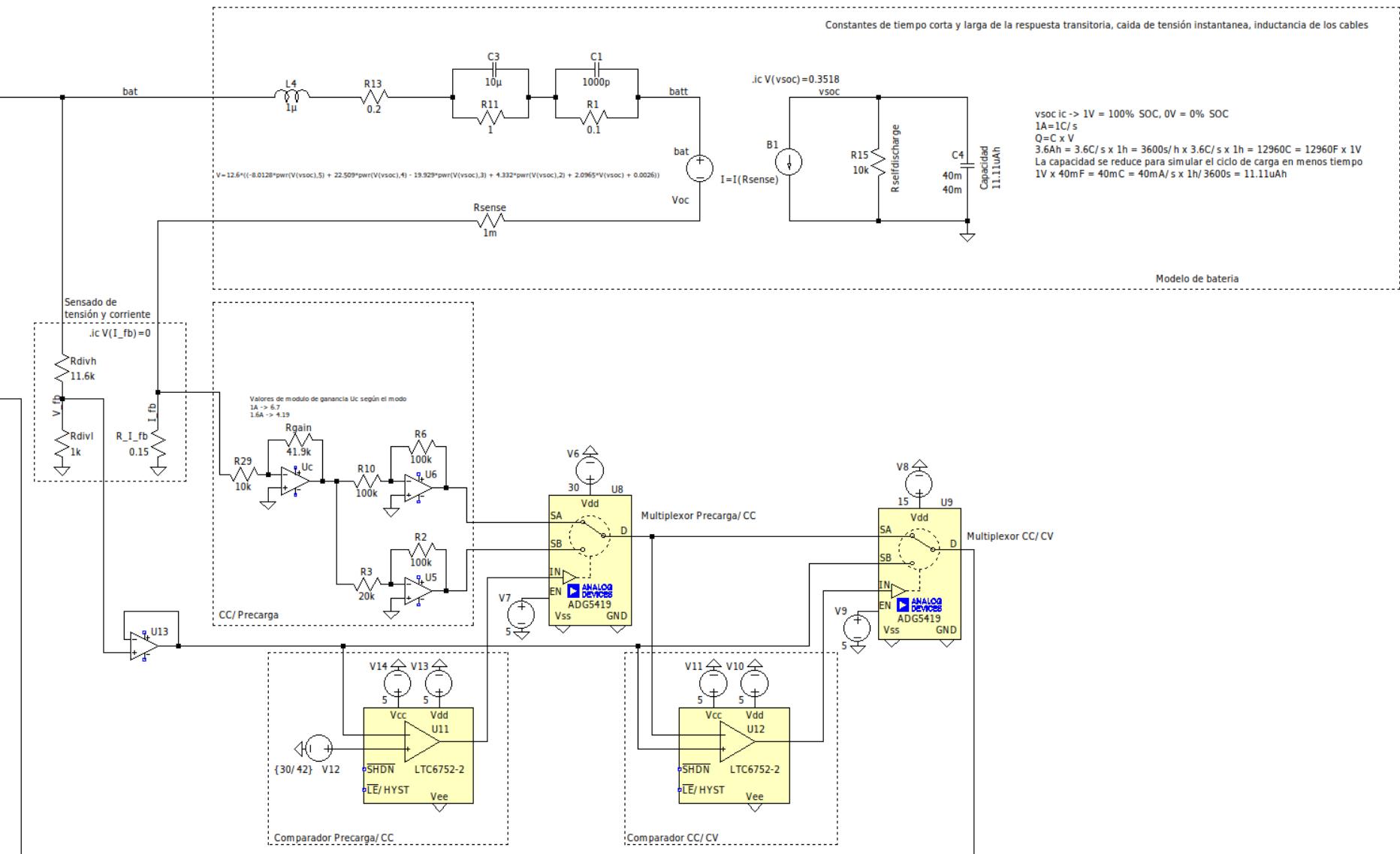


Figura 62: Circuito simulado en LTspice. Se muestra el modelo de batería utilizado y el resto del circuito de control.

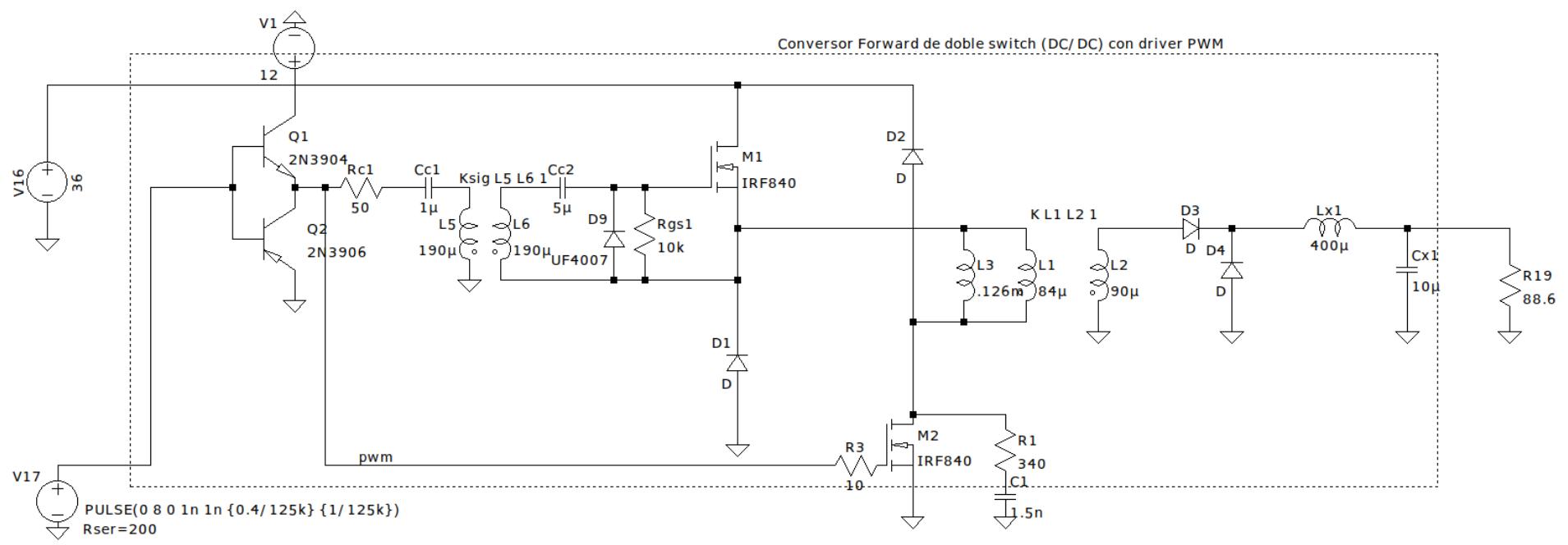


Figura 63: Circuito final simulado en LTspice

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] A. Rahmoun y H. Biechl, «Modelling of Li-ion batteries using equivalent circuit diagrams,» *PRZEGŁAD ELEKROTECHNICZNY*, 2012. dirección: <http://pe.org.pl/articles/2012/7b/40.pdf>.
- [5] R. Iglesias, A. Lago, A. Nogueiras et al., «Modelado y Simulación de una Batería de Ion-Litio Comercial Multicelda,» *Departamento de Tecnología Electrónica, Universidad de Vigo*, 2012. dirección: <http://quintans.webs.uvigo.es/documentos/2012-SAAEI-0464-gf-000126.pdf>.
- [6] 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>.