



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Grado

Diseño y fabricación de una fuente de alimentación auxiliar
aislada DC/DC de alta tensión

Autor

Marat Arpal Valeev

Director

Rubén Gálvez Anguas

Ponente

Pilar Molina Gaudó

Grado en Ingeniería Electrónica y Automática



Escuela de
Ingeniería y Arquitectura
Universidad Zaragoza

Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría agradecerle a mi familia, Facundo, Daniel y Cristina su apoyo durante todos estos años.

También, quiero agradecerle a todo el equipo de Epic Power, la oportunidad de haber podido realizar el trabajo de fin de grado con ellos y su conocimiento.

Contenido

1. Introducción	6
1.1. Antecedentes	8
1.2. Objetivo	9
2. Selección topología	10
2.1. Tipos de fuentes	10
2.2. Topologías de fuentes conmutadas aisladas	12
2.3. Topología flyback	15
3. Diseño del control	19
3.1. Parámetros del sistema	19
3.2. Selección del controlador	19
3.2.1. UCC28740	21
3.3. Selección optoacoplador	24
3.4. Alimentación control	25
3.4.1. Circuito arranque	25
3.4.2. Alimentación régimen permanente	27
4. Diseño de la parte de potencia	28
4.1. Transformador	29
4.2. Transistor	34
4.3. Condensador salida	37
4.4. Diodo	39
4.5. Snubber	40
5. Circuito control	42
5.1. Detección de tensión	42
5.2. Sensado de corriente	44
5.3. Realimentación salida	45
6. Circuito resultante	49
7. Planos	50
8. Resultados	53
9. Conclusiones	60
Líneas de trabajo futuras	60
10. Bibliografía	61

Índice de tablas

Tabla 1.	Comparación topologías [12]	14
Tabla 2.	Comparación controladores	20
Tabla 3.	Características del optoacoplador seleccionado.....	24
Tabla 4.	Resumen transformador	33
Tabla 5.	Condensadores de salida	38

Índice de figuras

Figura 1.	Convertidor Epic Power	7
Figura 2.	Encapsulado mosfet G2R100MT33J [4]	8
Figura 3.	Ejemplo fuente lineal [5]	10
Figura 4.	Diagrama de bloques fuente lineal [6]	10
Figura 5.	Ejemplo fuente conmutada [7]	11
Figura 6.	Diagrama de bloques fuente conmutada [8]	11
Figura 7.	Convertidor Fly-Buck desde Buck [9].....	12
Figura 8.	Esquema flyback dual switch y flyback con un interruptor [10].....	13
Figura 9.	Esquema convertidor forward [11]	13
Figura 10.	Esquema flyback típico [14].....	15
Figura 11.	Formas de onda en modo continuo [15]	17
Figura 12.	Formas de onda en modo discontinuo [16].....	18
Figura 13.	Encapsulado UCC28740 [20]	21
Figura 14.	Valley skipping mode [21].....	21
Figura 15.	Frecuencia y corriente pico en modo control de tensión. [23].....	22
Figura 16.	Circuito interno optoacoplador [23]	24
Figura 17.	Divisor resistivo del circuito de arranque	26
Figura 18.	Esquema circuito alimentación permanente controlador	27
Figura 19.	Esquema básico flyback con UCC28740 propuesto TI [24].....	28
Figura 20.	Transformador montado	33
Figura 21.	Circuito control mosfet	34
Figura 22.	Perdidas Mosfet [27].....	36
Figura 23.	Corrientes condensador modo discontinuo [28]	37
Figura 24.	Estructura Snubber Transformador	40
Figura 25.	Red Snubber diodo de salida	41
Figura 26.	Divisor resistivo pin “VS”	42
Figura 27.	Estructura medición corriente primario	44
Figura 28.	Tipos de compensadores [31]	45
Figura 29.	TL431 [31]	46
Figura 30.	Compensador tipo 2 [31]	46
Figura 31.	Salida optoacoplador	47
Figura 32.	Esquema final simplificado	49
Figura 33.	Creepage y Clearance [32].....	50
Figura 34.	Cara top	51

Figura 35.	Cara Bottom	51
Figura 36.	Placa v1 montada	52
Figura 37.	Montaje para las pruebas	53
Figura 38.	Carga regulable ensamblada.....	54
Figura 39.	Placa v2 montada	55
Figura 40.	Encendido con 300V de entrada con carga.....	55
Figura 41.	Encendido a 300V sin carga	56
Figura 42.	Encendido a 900V con carga.....	56
Figura 43.	Encendido a 900V sin carga	57
Figura 44.	Escalón de carga con 900V de entrada.....	57
Figura 45.	Escalera de carga con 500V de entrada.....	58
Figura 46.	Escalón de tensión de entrada 300-400V con carga máxima.....	58
Figura 47.	Carga máxima y tensión de entrada de 1500V.....	59

1. Introducción

Como es bien sabido la eficiencia energética está adquiriendo un gran protagonismo en los últimos años, lo que ha llevado a explorar nuevas formas de generación y gestión de la energía eléctrica. Estas nuevas estrategias incluyen una variedad de energías renovables (eólica, fotovoltaica, mareomotriz, etc...), sistemas de recuperación de energía y nuevos sistemas de almacenamiento de energía eléctrica, permitiendo el aprovechamiento de fuentes pulsantes de energía. Este nuevo paradigma de generación y gestión de energía eléctrica requiere del concurso de nuevos elementos, especialmente de convertidores de electrónica de potencia capaces de intercambiar energía de forma flexible entre puertos de características dispares y, muchas veces, variables.

Los sistemas electrónicos de potencia requeridos son complejos y su desarrollo e implantación requiere de grupos de investigación en electrónica de potencia capaces de solucionar los problemas científicos y/o tecnológicos que vayan surgiendo. Adicionalmente son necesarias empresas de alta capacidad innovadora que identifiquen y respondan a los retos derivados de un portfolio de productos y servicios totalmente originales.

En este contexto de oportunidades para actividades innovadoras en electrónica de potencia surge, en 2012, la empresa Epic Power Converters S.L. [1]. Epic Power, una Spin Off de la Universidad de Zaragoza. El objetivo de esta Spin-Off es diseñar y manufacturar sistemas innovadores de electrónica de potencia que respondan a los retos derivados de los nuevos escenarios previamente mencionados.

La oferta de productos de Epic Power, y por ende la temática de este proyecto, se articula alrededor de la conversión DC/DC bidireccional de alta eficiencia. Un convertidor DC/DC bidireccional es una parte esencial de muchas aplicaciones estacionarias y de movilidad, como por ejemplo fuentes de alimentación ininterrumpida UPS (Uninterruptible Power Supply), almacenamiento de energía basado en supercondensadores o baterías, sistemas de generación de energías renovables híbridos aplicaciones aeroespaciales, tracción en ferrocarriles, redes de distribución de energía y Smartgrid, vehículos eléctricos (EV) o híbridos (HEV), etc. En redes de distribución de potencia un convertidor bidireccional actúa como un intercambiador de potencia entre los dos buses DC/DC

Dadas las características de estos mercados, la empresa Epic Power está recibiendo, un gran número de solicitudes de convertidores para diferentes aplicaciones que van más allá de su portfolio actual de convertidores comerciales. A partir de la tecnología actual es necesario la resolución de una serie de retos de investigación y desarrollo, siendo uno de ellos la motivación de este trabajo fin de grado realizado en la mencionada empresa.



Figura 1. Convertidor Epic Power

El presente trabajo tiene como objetivo el diseño de un convertidor de tipo DC-DC para ser empleado como fuente de alimentación auxiliar en un sistema de alta tensión, la cual se encontrará conectado a una fuente de entre los 270 y 1500V en continua, con una tensión de salida constante de 22.5V en continua.

Para la consecución de este objetivo principal, se van a calcular los valores de los elementos del convertidor, y se procede a la elección de estos para su posterior fabricación.

La principal dificultad de este proyecto reside en la alta tensión de entrada, la cual se encuentra entre los 270 y 1500V, ya que no existen una gran variedad de componentes en el mercado capaces de soportar esas tensiones, además de los problemas directos derivados de la alta tensión como son los arcos y degradación de los aislamientos.

El uso de transformadores se descarta debido a que la tensión de entrada será continua, debiendo por lo tanto utilizarse una fuente conmutada.

A su vez, la elección de la topología viene limitada por la necesidad de la existencia de aislamiento entre entrada y salida, como más adelante se explica, la topología escogida es la flyback.

1.1. Antecedentes

Convertir niveles de tensión alterna a otro valor, es relativamente sencillo mediante el uso de transformadores. Sin embargo, para realizar esta tarea con tensiones continuas, no se pueden usar transformadores, por ello, inicialmente se usaban fuentes lineales.

Las primeras fuentes de alimentación eran lineales, el inconveniente de estas fuentes es su gran tamaño y su baja eficiencia, ya que disipan mucha potencia en forma de calor, esto a su vez reduce su vida útil.

Debido a las necesidades de la carrera aeroespacial de reducir peso y el consumo de los diversos aparatos, se desarrollaron las primeras fuentes conmutadas, introduciéndose así la regulación de en la modalidad de conmutación. Este tipo de fuentes mejoraron la eficiencia, llegando al 95% [2].

Como sucede siempre, en los inicios, este tipo de fuentes eran muy caras. El estudio y la expansión de esta modalidad llevo consigo el abaratamiento y por lo tanto extensión de esta tecnología.

En cuanto al presente caso, la empresa Epic Power anteriormente empleaba un conversor de tipo Flyback (topología de fuente conmutada que se estudiara posteriormente) para generar esta tensión de alimentación, sin embargo, este solo podía trabajar con una tensión máxima de 870V. Actualmente la empresa ha aumentado la tensión de trabajo por lo que se ha quedado corto el convertidor anterior.

Actualmente se ha desarrollado un mosfet de Carburo de Silicio (SiC), más concretamente el G2R1000MT33J de GeneSiC [3], el cual es capaz de soportar una tensión de 3300V entre el drenaje y la fuente, lo que posibilita el control de la corriente que pasa por el devanado primario con un único mosfet conectado a masa, lo que simplifica el control. La reciente comercialización de este dispositivo ha permitido el desarrollo de este TFG en su formato actual.



Figura 2. Encapsulado mosfet G2R100MT33J [4]

1.2. Objetivo

El objetivo del presente proyecto consiste en el diseño de un conversor de tipo DC-DC, con el fin de poder alimentar sistemas de control que trabajan a 22.5 V con una potencia máxima de 30W a partir de una tensión de entre 270 y 1500 Voltios en continua. Este diseño permitirá sustituir el modelo empleado anteriormente, el cual no soportaba más de 850V de entrada.

Otro factor muy importante para tener en cuenta es la necesidad de aislamiento entre entrada y salida, de al menos 4250Vdc durante 1 minuto, lo que descarta la posibilidad de emplear topologías de convertidores no aislados.

Como último objetivo, se debe diseñar una salida no regulada complementaria a la salida principal de 15V y 500mA máximo.

Para lograr este objetivo, se subdividen las tareas:

- Análisis de las diversas topologías y elección de la topología a emplear.
- Descripción de los modos de funcionamiento de la topología seleccionada y selección de la más apropiada para el presente caso.
- Elección del controlador.
- Diseño del transformador.
- Cálculo de los diversos componentes.
- Elección de los componentes y diseño de la placa de circuito impreso.
- Fabricación y pruebas.

Completando estos objetivos, se trata de lograr un prototipo funcional para poder ser implementado en los productos de la empresa o para la posibilidad de ser utilizado en futuras líneas de investigación.

2. Selección topología

2.1. Tipos de fuentes

Las fuentes de alimentación son los dispositivos electrónicos encargados de transformar una tensión de entrada, la cual puede ser continua o alterna, en otra tensión de salida, la cual puede ser tanto continua como alterna. Existen dos tipos de fuentes de alimentación, las lineales y las conmutadas, ambas presentan sus ventajas y desventajas.

En cuanto a las fuentes lineales, son las más sencillas de construir y las que menor número de componentes necesitan, al trabajar linealmente sin conmutaciones, estas no producen interferencias electromagnéticas (EMI). En contra tienen un bajo rendimiento. Es claro que tienen una baja densidad de potencia, por lo que resultan muy voluminosas.

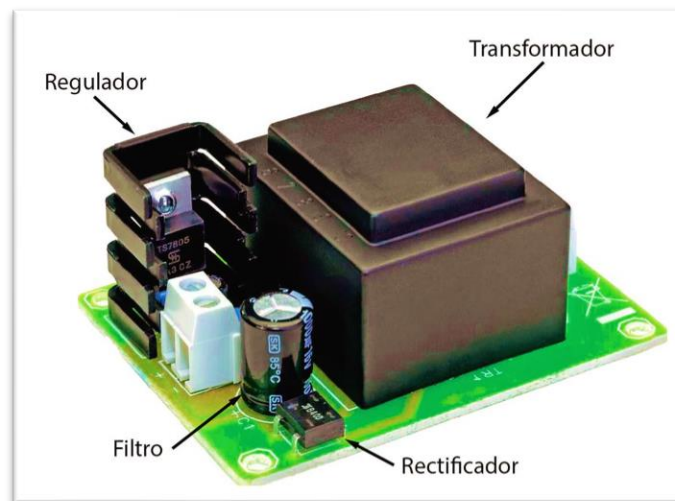


Figura 3. Ejemplo fuente lineal [5]

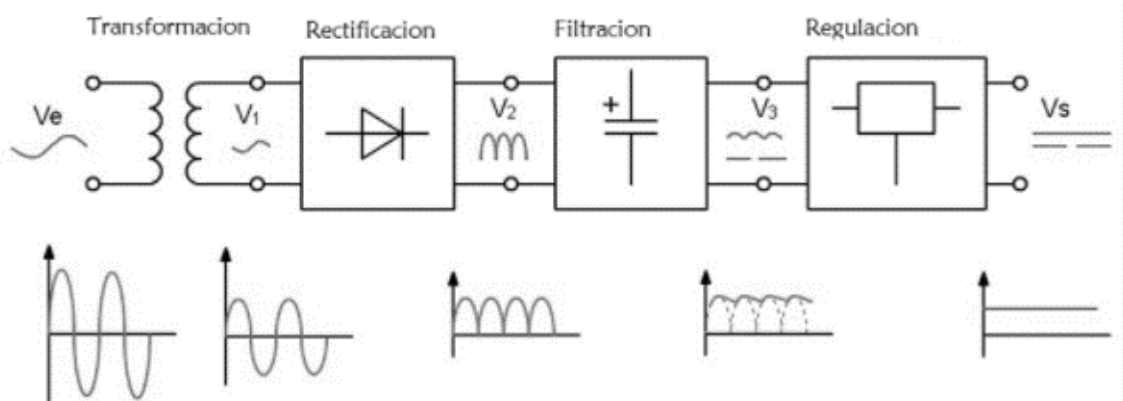


Figura 4. Diagrama de bloques fuente lineal [6]

Como se puede ver en la Figura 4. El funcionamiento consiste en la reducción o aumento de la tensión de entrada mediante el uso de un transformador (en el

caso de que la tensión de entrada sea alterna), posteriormente se rectifica esta tensión y se realiza el correspondiente filtrado para obtener un nivel de tensión continua lo más cercano posible a la tensión final que se desea obtener, a continuación, se coloca la fuente lineal, la cual regula la tensión de salida.

En cuanto a las fuentes conmutadas, son más complejas de construir dado el número de componentes que necesitan, al necesitar de conmutaciones para su funcionamiento, estas producen interferencias electromagnéticas (EMI), por otro lado, tienen un alto rendimiento (70 a 95%) y una alta densidad de potencia (50W/in³). Además, este tipo de fuentes permite que la salida este aislada en algunas topologías, este aislamiento permite que no haya peligro de descarga eléctrica en ninguno de los conectores porque la fuente de alimentación aislada no está conectada a tierra.

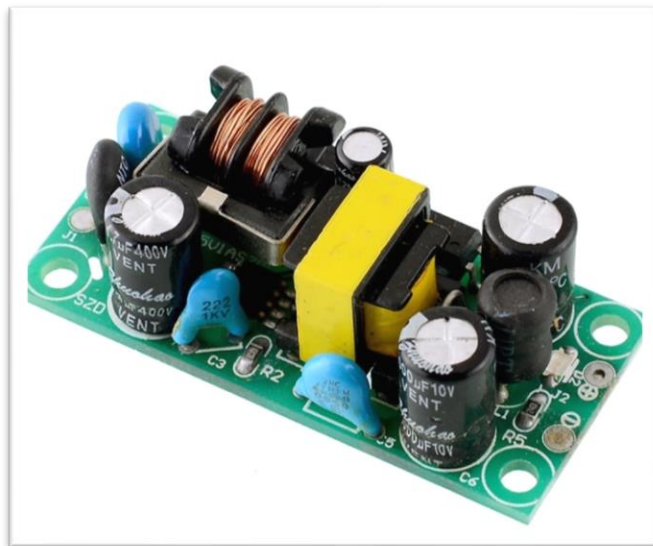


Figura 5. Ejemplo fuente conmutada [7]

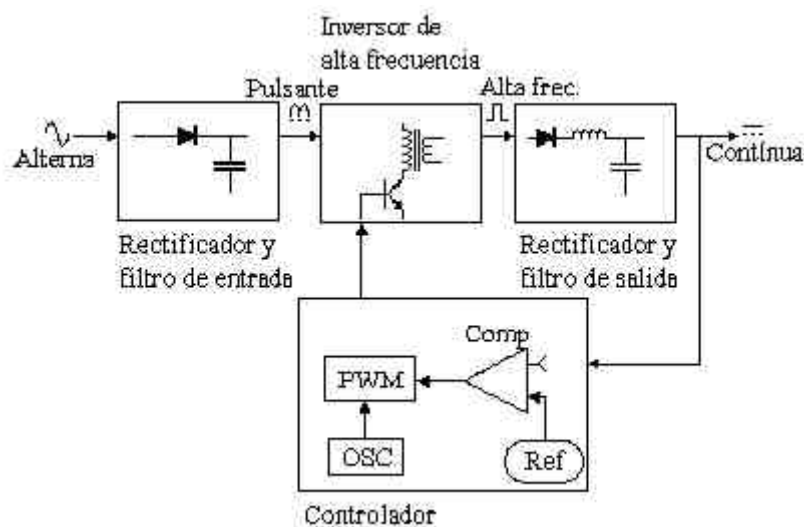


Figura 6. Diagrama de bloques fuente conmutada [8]

Como se puede observar, el funcionamiento es más complejo que en el caso de las fuentes lineales, sin embargo, en el presente proyecto, interesa obtener un alto rendimiento y el menor tamaño posible, tanto para minimizar costes como para ahorrar espacio dentro del montaje final.

2.2. Topologías de fuentes conmutadas aisladas

En primer lugar, al escoger la topología, el principal factor limitante es el aislamiento, reduciendo el número de alternativas.

Entre las múltiples opciones de convertidores aislados:

- Convertidor Fly-Buck:

Partiendo de un convertidor Buck síncrono y añadiendo un devanado secundario a la inductancia, se convierte en una etapa aislada en la cual se puede regular la salida aislada mediante la realimentación de la salida del convertidor Buck no aislada, de esta forma se evita la necesidad del uso de optoacoplador.

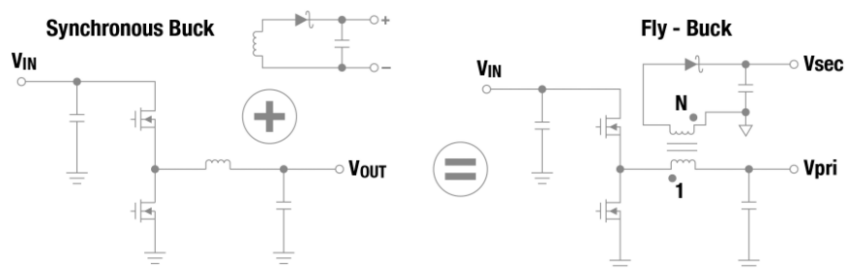


Figura 7. Convertidor Fly-Buck desde Buck [9]

- Convertidor Flyback:

Se trata del convertidor DC-DC con aislamiento galvánico entre entrada y salida más empleado en la actualidad.

Tiene la estructura de un convertidor Buck-Boost pero con dos bobinas acopladas en lugar de una sola.

Este convertidor sirve para trabajar con altas tensiones de entrada debido a que se puede usar con dos configuraciones distintas, esto es con un transistor o con dos, permitiendo en la configuración de dos transistores soportar el doble de tensión de entrada.

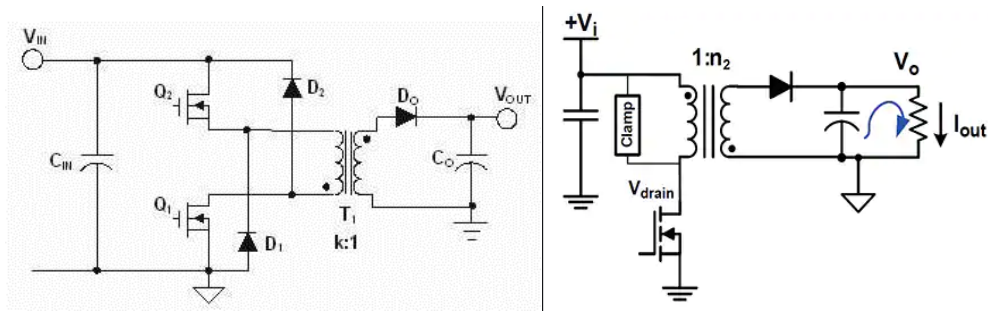


Figura 8. Esquema flyback dual switch y flyback con un interruptor [10]

- Convertidor Forward

Se trata de un convertidor muy similar en apariencia a un convertidor flyback. Sin embargo, difiere en su modo de funcionamiento; mientras que los convertidores flyback almacenan la energía en el campo magnético durante el tiempo el tiempo de conducción del mosfet, en los convertidores forward no se almacena la energía durante este periodo, ya que este convertidor está basado en un transformador con devanados de la misma polaridad e inductancias de magnetización más altas.

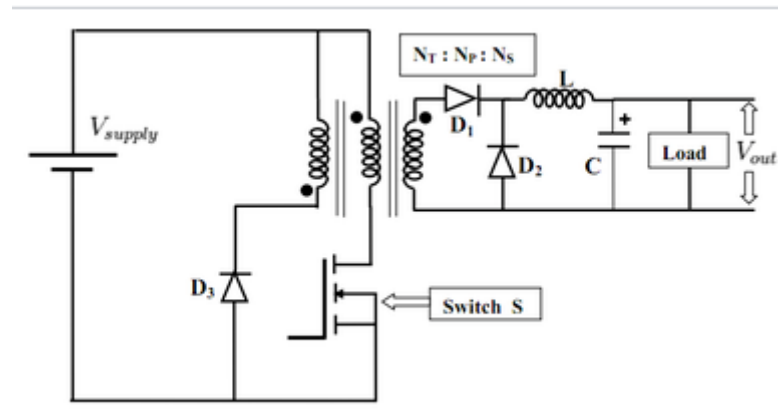


Figura 9. Esquema convertidor forward [11]

- Convertidor Push-Pull

Este tipo de convertidores constan de una estructura directamente derivada de la topología forward.

La principal ventaja de esta topología es que, dada una frecuencia de conmutación en el primario del transformador, este es capaz de que la frecuencia sea el doble en el filtro de salida, lo que reduce el tamaño de los filtros. Sin embargo, esta topología presenta un inconveniente: la saturación del núcleo magnético del transformador. Esto es debido a una pequeña polarización en continua que se puede producir por una leve diferencia en los tiempos de conmutación de los transistores.

- Convertidores Half-Bridge y Full-Bridge

Ambas topologías se parecen a la del convertidor Push-Pull y presentan de nuevo el mismo inconveniente, con la diferencia de que estas sí aumentan sus variables de control.

También se debe tener en cuenta el rango de potencias en las que cada topología trabaja de manera eficiente. Estas topologías se pueden observar en la tabla siguiente:

Topología	Rango de potencias (W)	Aislamiento entrada-salida	Eficiencia típica (%)	Coste relativo
Buck	0-1000	No	78	1
Boost	0-150	No	80	1
Buck-boost	0-150	No	80	1
Half-forward	0-150	Si	78	1,4
Flyback	0-150	Si	80	1,2
Push-Pull	100-1000	Si	75	2
Half-bridge	100-500	Si	75	2,2
Full-Bridge	400-2000+	Si	75	2,5

Tabla 1. Comparación topologías [12]

En cuanto a la variable “coste relativo” [13] que aparece en la tabla, se define un coste relativo como aquel precio de un bien que está expresado en términos de otro bien. Matemáticamente hablando, un precio relativo es también un coste de oportunidad, pues expresa el número de unidades de un bien a las que hay que renunciar para consumir una unidad adicional de otro bien.

En cuanto a la potencia de salida necesaria, la topología flyback resulta apropiada. Además, al ser la más extendida, resulta más accesible la información.

El convertidor forward, por su parte, presenta la desventaja de que, en el caso de usar un único transistor (lo que reduce a su vez el precio), es necesario incorporar un tercer devanado de desmagnetización que incrementa el coste del convertidor.

En cuanto a las demás topologías (Half-Bridge, Full-Bridge y Push-Pull), se destaca que pueden presentar problemas de saturación en el núcleo por pequeñas desviaciones en los componentes durante su fabricación.

Por último, para fabricar el producto, hay que tener en cuenta el costo, punto en el que la topología flyback destaca frente a las demás.

Por todo lo expuesto, se procede a implementar la topología flyback en el presente proyecto.

2.3. Topología flyback

El uso de esta topología solo ha sido posible debido al aumento de la tensión máxima soportada por los mosfet. Esta tensión es igual a:

$$V_q = V_{in} + (V_{out} + V_f) * N_p/N_s$$

Donde:

- V_q : tensión máxima entre el drenador y la fuente del transistor
- V_{in} : tensión de entrada máxima
- V_{out} : tensión de salida
- V_f : tensión directa del diodo
- N_p/N_s : relación de vueltas entre el devanado primario y el secundario del transformador

La estructura genérica es la siguiente:

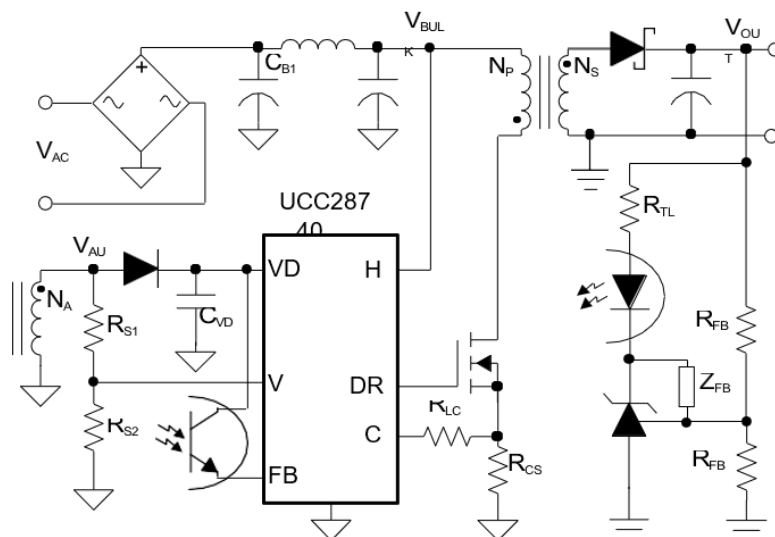


Figura 10. Esquema flyback típico [14]

El funcionamiento de esta topología es simple: cuando el interruptor está cerrado (mosfet en ON), al aplicarle una tensión al devanado primario, se almacena la energía en el transformador a través de su inductancia magnetizante. Esta energía aumenta linealmente en función de la inductancia del devanado y del tiempo que el mosfet esté en ON. En este periodo de tiempo el diodo de salida se encuentra polarizado en inversa, por lo que la energía no se transfiere a la carga.

En cuanto se abre el interruptor (mosfet en OFF), el diodo de salida entra en conducción y hace posible la descarga de la energía acumulada, reduciéndose así la energía almacenada en el transformador, lo que invierte la polaridad a través del bobinado primario y secundario.

En esta topología no se necesita un tercer devanado de transformador como inductancia magnetizante (encargada de almacenar la energía), aunque, en este caso, esta sí se almacenará en los devanados del propio transformador.

La topología flyback es la topología más empleada en las fuentes de alimentación aisladas debido a la posibilidad de disponer de múltiples salidas controladas con un único transistor y un menor número de componentes externos en comparación con otras topologías.

El aislamiento, además de proteger a los usuarios y a los equipos de posibles descargas, permite alimentar instrumentos de precisión ya que interrumpe el lazo de tierra reduciendo posibles perturbaciones en esta.

En cuanto al transformador empleado en la topología flyback, este no funciona como un transformador común; se asemeja a múltiples inductores en el mismo núcleo. Esto es debido a que, al contrario que en los transformadores convencionales, las corrientes del primario y secundario no fluyen al mismo tiempo.

Una característica importante a tener en cuenta en el diseño del transformador es la inductancia de fuga. La inductancia de fuga se define como la inductancia primaria que no se acopla al secundario. Dicho de otra forma, es una parte de la energía almacenada en el transformador que no se transfiere a la secundaria y, por lo tanto, tampoco a la carga. Por ende, deberá ser disipada en el primario por una red Snubber, teniendo en cuenta así mismo que esta inductancia debe ser baja, ya que, además de reducir la eficiencia del transformador, puede causar picos de tensión en el drenaje del transistor.

Los convertidores flyback, al igual que otras topologías, tienen dos modos de funcionamiento posibles; un circuito diseñado para trabajar en modo discontinuo pasará a trabajar en modo continuo cuando la corriente de salida supere cierto valor. De esta forma se puede definir los siguientes estados;

- Modo continuo:

En este modo queda energía almacenada en el secundario al comienzo del siguiente ciclo, teniendo menores picos de corriente y por consiguiente menores picos de tensión de salida, sin embargo, este modo de trabajo aumenta la complejidad del lazo de control.

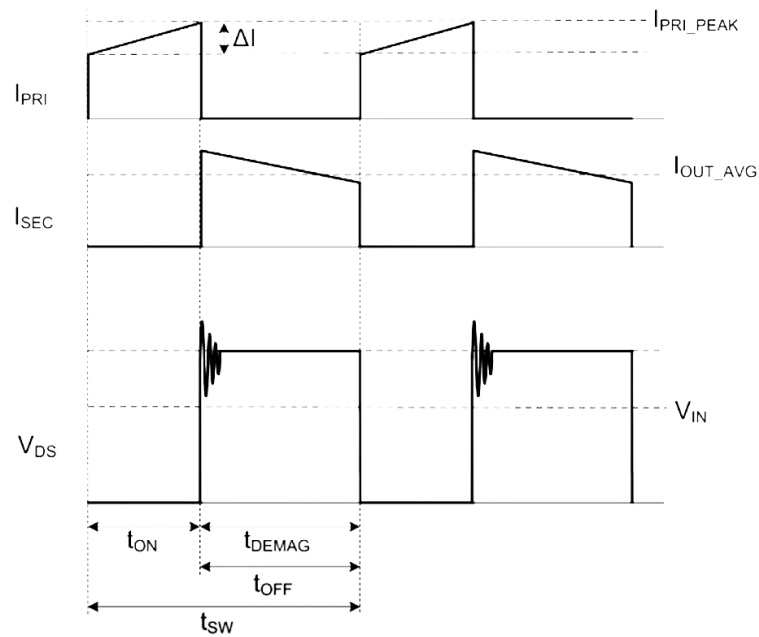


Figura 11. Formas de onda en modo continuo [15]

- Modo discontinuo:

En este modo, la energía almacenada en durante el tiempo de conducción del mosfet es transferida completamente al secundario del transformador, y por consiguiente a la carga, antes del siguiente ciclo, por lo tanto, resulta en un tiempo muerto entre el instante en el que la corriente del secundario es nula y el comienzo del siguiente ciclo.

Sin embargo, en este modo hay mayores picos de corriente y por consiguiente de tensión. Por otro lado, tiene un tiempo de carga transitoria más rápida, menor inductancia en el primario, lo que reduce el tamaño del transformador. El tiempo de recuperación inverso del diodo no es crítico debido a que la tensión del diodo es nula antes de que se invierta la tensión. El ruido producido por las interferencias electromagnéticas es menor que en modo continuo ya que el mosfet se encuentra en ON con una corriente de colector nula.

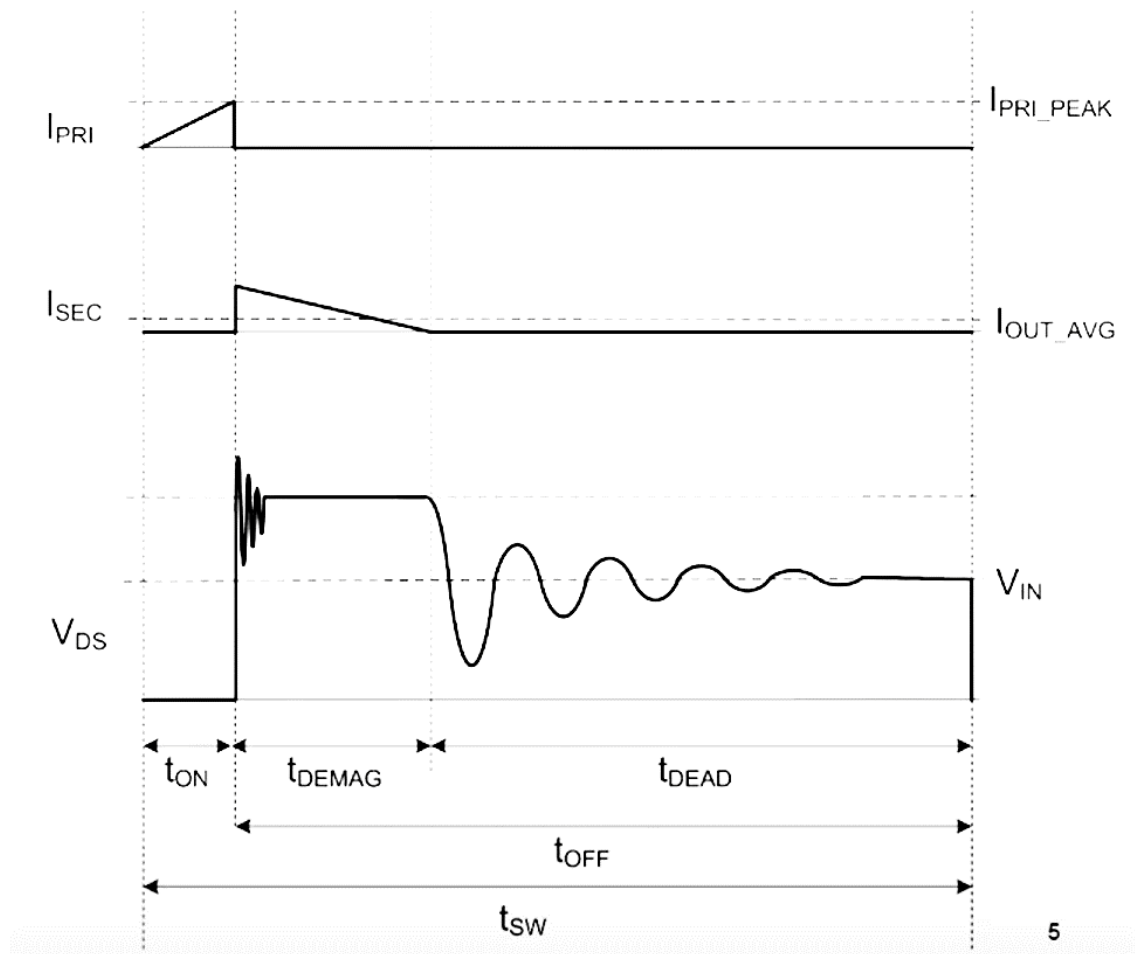


Figura 12. Formas de onda en modo discontinuo [16]

3. Diseño del control

3.1. Parámetros del sistema

En primer lugar, se especifican las características que debe cumplir el convertidor:

- Soportar una tensión de entrada comprendida entre los 270 y 1500V en continua.
- La tensión de salida ha de ser de 22.5V en continua, con el menor rizado posible.
- La potencia de salida máxima es de 30W.
- El aislamiento entre entrada y salida es de 4250Vdc durante 1 minuto.
- Salida auxiliar no regulada de 15V y 500mA.

En primer lugar, se ha de discernir a que frecuencia trabajará el convertidor, dado de que a partir de este parámetro se realizará el diseño del transformador, y a partir de este el resto de los componentes. Por lo tanto, el primer paso será escoger el controlador, dado que, a partir de las características y requerimientos de este se dimensionan el resto de los componentes.

3.2. Selección del controlador

El controlador es el encargado de activar el mosfet a una frecuencia determinada con un ciclo de servicio determinado, con el fin de controlar la corriente que se induce en el transformador y por lo tanto la energía que se transfiere a la salida. Esto se consigue realimentando el controlador con la tensión de salida, la corriente por el primario y detectando los pasos por cero de la tensión de salida del transformador.

Análogamente a la mayoría de las topologías y como se ha mencionado antes, esta tiene dos modos de funcionamiento posibles, el modo continuo y el discontinuo, un circuito diseñado para trabajar en modo discontinuo trabajara en modo continuo cuando la corriente de salida supere cierto valor.

Dicho esto, durante la elección del controlador se dará preferencia a aquellos que trabajen en modo discontinuo debido a que a los niveles de tensión a los que se busca trabajar, hay que intentar a toda costa reducir el pico de tensión en el mosfet.

Una de las principales ventajas de la topología Flyback es la posibilidad de operar con un ciclo de trabajo superior al 50%. Este incremento reduce la corriente de pico en el primario del transformador, mejorando la eficiencia del primario y menor rizado en la entrada. A su vez, el incremento del ciclo de trabajo

máximo también incrementa el voltaje de estrés máximo entre el drenado y la fuente en el transistor MOSFET, e incrementa la corriente de pico en el lado del secundario. Por consiguiente, se fija un ciclo de trabajo máximo de entorno al 50% ya que al trabajar con tensiones de entrada tan elevadas interesa que los picos de tensión en el mosfet sean lo menores posibles para evitar su ruptura.

Con estas características presentes, se hace una búsqueda, en ella obtenemos los siguientes candidatos, de los cuales presentamos sus características más importantes:

Controlador	Max. Vin	Coste (100 u.)	Control	Diseños de referencia	Datasheet	Herramientas de diseño
UCC28740 [17]	Si (700V)	1,102	Frecuencia y modulación PWM	Wolfspeed (hasta 1200V)	Completa	Incompletas
UCC25640x [18]	No	1,69	Frecuencia	No	Escasas facilidades	Escasas
NCP12510 [19]	No	0,46	Modulación PWM	Si	Completa	Abundantes

Tabla 2. Comparación controladores

Se elige el UCC28740 debido a la existencia de un puerto de alta tensión, el cual es insuficiente por sí solo para ser alimentado sin un circuito de adaptación, sin embargo, facilita esta conexión; por otro lado, la datasheet resulta completa, lo que facilita el cálculo del resto de componentes. Para finalizar, la existencia de un diseño análogo realizado por una empresa como WOLFSPEED genera confianza.

El controlador NCP12510, presenta como ventaja su simplicidad, el control resulta más sencillo ya que únicamente se regula mediante la modulación del ciclo de servicio, por lo tanto, al tener una frecuencia de trabajo similar a la máxima del UCC28740, se deja como posible alternativa en el caso de que se quiera revisar el proyecto.

Ambos controladores trabajan en modo discontinuo.

3.2.1. UCC28740

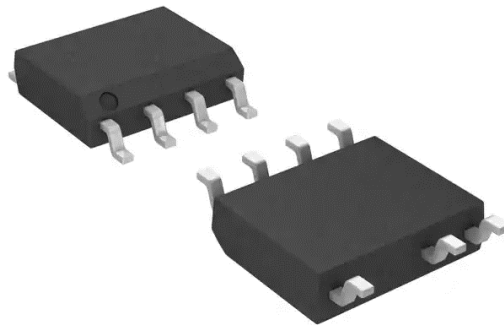


Figura 13. Encapsulado UCC28740 [20]

El UCC28740 trabaja en modo valley-skipping. La frecuencia de conmutación puede llegar a ser muy alta con cargas ligeras, por lo que es conveniente limitarla para disminuir las pérdidas de conmutación. El modo valley-skipping es una forma de limitar la frecuencia de conmutación, ya que el MOSFET se enciende en los siguientes valles utilizando la técnica de valle programable, que no necesita una lógica externa compleja ni un circuito de detección.

El modo de Valley Switching, para el cual es necesario que el controlador sea capaz de detectar que el anillo de resonancia se encuentre en el punto más bajo antes de activar el mosfet para así reducir las pérdidas de conmutación. Cuando el controlador entra en este modo, pasa a modular en frecuencia para poder saltarse valles para alcanzar la salida media deseada. El uso de este método de control reduce las pérdidas de conmutación, minimiza los picos de corriente durante el arranque y reduce las EMI, sin embargo, el uso de este método aumenta el rizado en la salida y resulta ineficiente cuando el circuito pasa a trabajar en modo de conducción continuo.

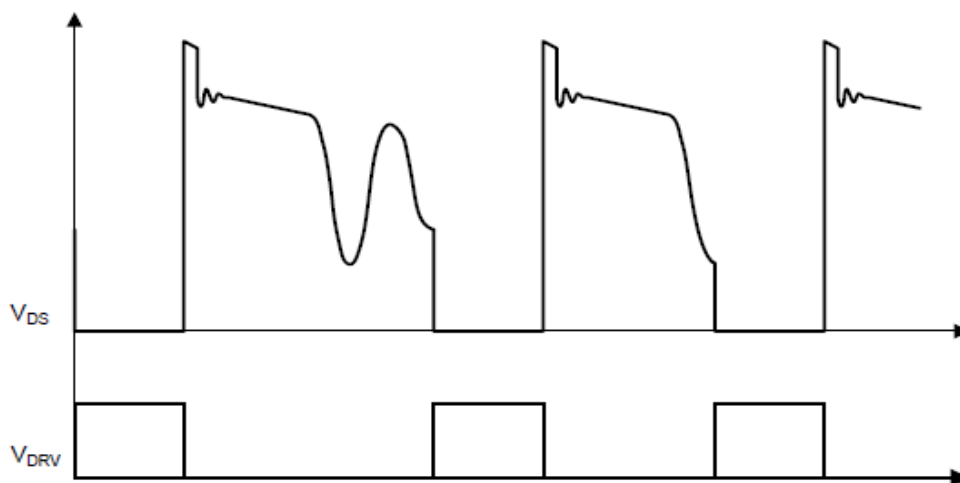


Figura 14. Valley skipping mode [21]

El controlador, como se describe en detalle más adelante, tiene un puerto de alta tensión (máximo 700V), el cual es uno de los principales motivos de la elección de este controlador. Este actúa como un generador de corriente constante que carga el condensador de alimentación permitiendo que se inicialice el sistema.

El controlador elegido presenta múltiples elementos de protección:

- Sobretensión de salida
- Tensión de entrada menor de la mínima admitida
- Protección de sobrecalentamiento
- Limitador de corriente devanado primario
- Detección de fallo en la medición de corriente por el primario
- Detección de fallo en la medición de la tensión

Con cada uno de estos fallos si inicia el UVLO (undervoltage-lockout), el cual es un circuito electrónico del propio integrado que corta la alimentación del componente.

Con la configuración típica de los convertidores flyback, el generador de corriente de la salida regulada genera una corriente por el fotodiodo del optoacoplador, el cual transmite una corriente proporcional al puerto FB a través de una serie de resistencias que ajustan la tensión que llega a este puerto, esta tensión medida determina la corriente del devanado primario y la frecuencia de conmutación. A su vez, el puerto VS monitoriza la tensión auxiliar del convertidor para detectar posibles sobretensiones. Cuando el convertidor alcanza la frecuencia máxima seleccionada para el diseño, el controlador pasa a regular en modo de corriente constante.

El controlador UCC28740, tiene un discriminador de muestras en el puerto VS para asegurar una medición precisa de la tensión auxiliar.

El fabricante otorga una gráfica que refleja el perfil del control cuando se regula en tensión:

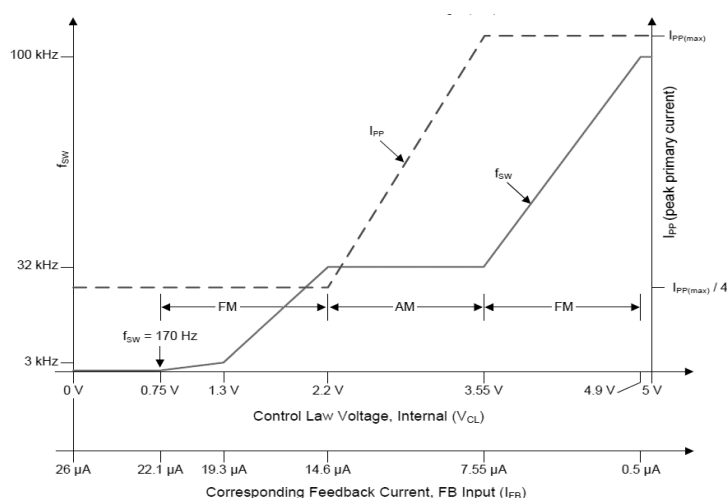


Figura 15. Frecuencia y corriente pico en modo control de tensión.
[23]

El pin FB determina internamente V_{cl} mediante la lectura de la corriente de feedback procedente de la salida del optoacoplador, una vez se sobrepasa la corriente máxima en la salida regulada, se pasa al modo de control en corriente constante.

En el modo de corriente constante se pierde la regulación de tensión, en este modo se prosigue calculando la ley de control en función de los valores leídos por los puertos VS y CS, en este modo, la corriente de pico del devanado primario es la máxima calculada, limitándose la potencia máxima a la salida.

3.3. Selección optoacoplador

El optoacoplador es un componente que permite separar galvánicamente dos circuitos, empleado juntamente con un transformador, este permite realimentar el circuito para que el controlador module la salida del driver manteniendo aislada la entrada de la salida, por lo tanto, se trata de dispositivos de emisión y recepción cuya conexión entre si es óptica.

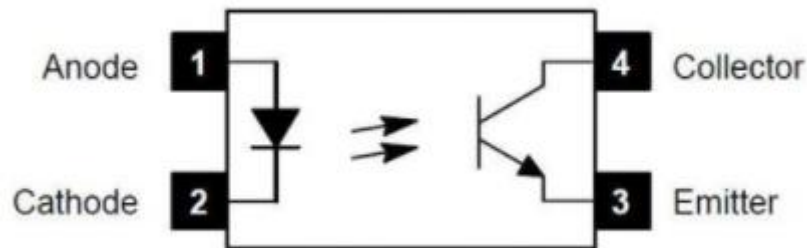


Figura 16. Circuito interno optoacoplador [23]

La corriente que pasa por el LED, se transfiere de forma proporcional al factor CTR (current transfer ratio), lo que respecta a esta corriente se analiza posteriormente en el apartado del diseño del feedback.

El principal factor para tener en cuenta en el presente caso es el aislamiento, ya que el resto del sistema de realimentación se diseña en torno a las características de cada optoacoplador y en el presente diseño, existe un alto requisito de aislamiento. La elección del optoacoplador, junto al aislamiento de los conductores del transformador son esenciales para cumplir este requisito, por consiguiente, se opta por el optoacoplador TCLT1003 [33].

Canales	1
If (corriente entrada máxima)	60mA
Vce (tensión colector emisor)	70V
Ic (corriente salida máxima)	50mA
Tensión aislamiento	5000Vrms
Vf	1.6V
Vr	6V
Pd	250mW
Precio unidad (paquete 100und.)	0.308€

Tabla 3. Características del optoacoplador seleccionado

3.4. Alimentación control

3.4.1. Circuito arranque

El controlador escogido dispone de un terminal de entrada de alta tensión (HV), sin embargo, esta se encuentra limitada a 700V, por consiguiente, la problemática de este apartado reside en la reducción de esta tensión de manera eficiente para que el controlador arranque y empiece a conmutar el mosfet.

Este pin de arranque en alta tensión está conectado internamente al condensador de alimentación, funcionando esta como una fuente de corriente de unos 250 μ A que carga el condensador hasta el valor de arranque (21V), momento en el que el controlador empieza a conmutar y la fuente de corriente que cargaba el condensador para el arranque se inhabilita.

Al inicio de las conmutaciones, el convertidor conmuta tres veces limitando la corriente de pico por el devanado primario a $I_{pp}(\min)$ para tratar de detectar posibles fallos con el convertidor a baja potencia. Tras estas conmutaciones iniciales, si la tensión que llega por la realimentación es de menos de 1.33V, el convertidor pasa a un modo especial de arranque, donde la corriente por el primario está limitada al 60% de la máxima prevista y el ciclo de servicio aumenta un 30%, estos cambios permiten reducir el tiempo de arranque y evitar ruidos molestos durante el inicio debidos a la vibración del transformador. Una vez que la tensión que llega por la realimentación es mayor que 1.38V se revierten los cambios que se habían hecho en el modo anterior. Mientras se carga el condensador de salida durante el arranque, el convertidor se encuentra en modo de corriente constante hasta que se alcanza el valor de tensión deseado, momento en el que pasa a regular en tensión.

Para conseguir reducir la tensión que llega a este puerto y así conseguir su funcionamiento, se disponen condensadores en serie, en párelo con otras tantas resistencias para repartir las tensiones de forma proporcional entre estos condensadores.

El condensador equivalente de entrada se escoge en funcion de la tension de entrada y su frecuencia, ya que esta previsto que se conecte a una fuente de continua siempre, este condensador va a estar sobredimensionado, sin embargo, se calcula para poder conectarlo a la red, por lo tanto se calcula con la tension minima prevista y con la frecuencia de red (50Hz), el rizado se coge de 10V, esto es menos del 5% de rizado:

$$C_{BULK} = 2 * P_{in} * \frac{\left(0.25 + \frac{1}{2 * \pi} * \arcsin\left(\frac{V_{BULK_min}}{V_{in_min}}\right)\right)}{(2 * V_{in_min}^2 - V_{BULK_min}^2) * f_{line}}$$

Esto resulta en un condensador de 26 mF, por reducción del coste final, se coge un valor mucho más pequeño, ya que como se ha mencionado, está previsto que se conecte únicamente a fuentes de tensión continua.

Dicho esto, el condensador de entrada se escoge pequeño, dado que la capacidad equivalente del sistema al que se conecta es muy elevada, para ello escogemos un valor de 20uF, valor fácil de alcanzar y económico.

En segundo lugar, teniendo en cuenta que la tensión de entrada máxima del sistema es de 1500V, y lo máximo que admite el controlador es 700V, se colocan 5 condensadores electrolíticos de 100uF en serie, con una tensión máxima de 400V cada condensador, así en el caso más desfavorable, este pin está conectado a 600V.

La corriente máxima consumida por este puerto es de 500μA, por lo que no resulta problemático.

Por último, se escogen valores de resistencia elevados ya que estas tienen la finalidad únicamente de repartir de manera equilibrada la tensión entre los condensadores, por lo tanto, se colocan resistencias de 6.6MΩ, estas resistencias se conforman por resistencias de 2.2MΩ debido a la tensión que deben de soportar, a su vez, se colocan resistencias SMD para reducir el tamaño y precio del montaje final.

Además, se coloca un condensador cerámico de filtrado para eliminar ruido, este se coloca un valor estándar de 4.7uF.

Todo esto resulta en:

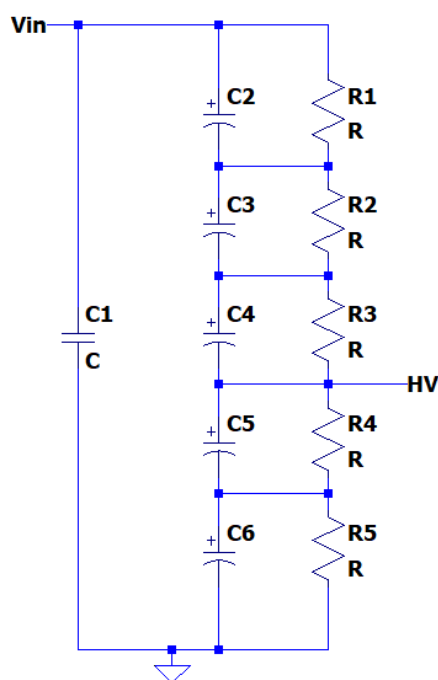


Figura 17. Divisor resistivo del circuito de arranque

3.4.2. Alimentación régimen permanente

El circuito de arranque carga el condensador conectado a V_{cc} del controlador con una corriente constante, esto es así hasta que el valor de la tensión del condensador alcanza el valor de tensión mínimo (21V). Una vez alcanzado, el circuito comienza a conmutar, con la primera conmutación deja de pasar corriente por el circuito de arranque y el circuito de control pasa a alimentarse a partir del devanado auxiliar del transformador, esto se consigue rectificando la tensión de salida de este devanado.

Para ello hace falta dimensionar un diodo y el condensador. El cálculo de estos se realizará posteriormente ya que para ello hace falta conocer los datos del transformador.

El esquema resultante es el siguiente:

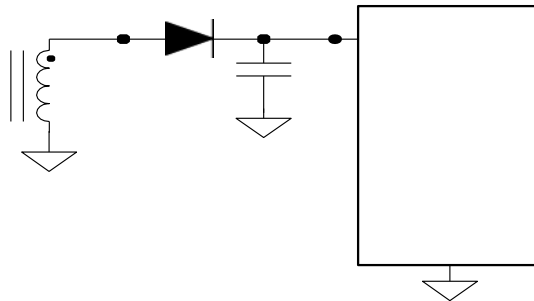


Figura 18. Esquema circuito alimentación permanente controlador

4. Diseño de la parte de potencia

La principal dificultad de este proyecto reside en la alta tensión de entrada lo que puede provocar arcos eléctricos entre componentes al igual que romper el aislamiento de estos, por lo tanto, se debe tener presente esto tanto en el dimensionamiento como en la elección de los componentes.

Una vez elegido el controlador, se procede a exponer las diversas partes que compondrán el circuito, estas partes se obtienen directamente de la hoja de características del fabricante del controlador:

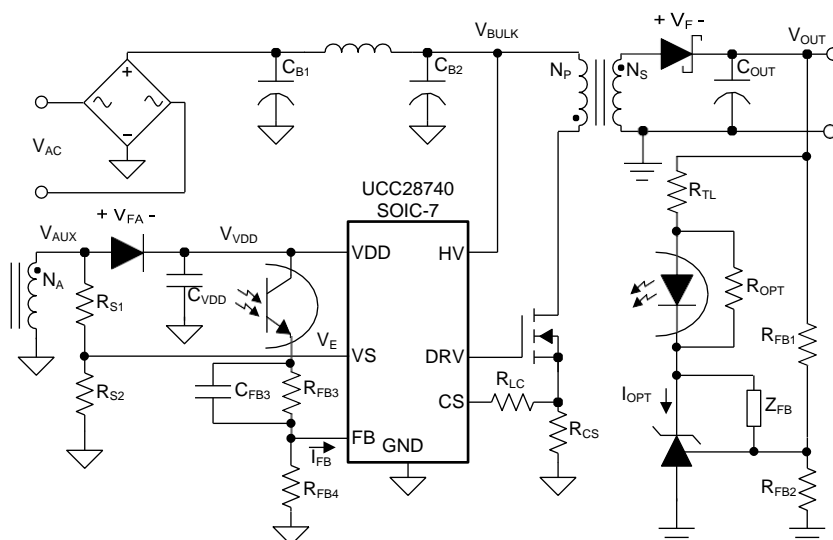


Figura 19. Esquema básico flyback con UCC28740 propuesto TI [24]

Donde se diferencia:

- El circuito para la reducción de la tensión de entrada para permitir el arranque del sistema.
- Transformador
- Los correspondientes diodos de rectificado.
- Los correspondientes condensadores de salida.
- El feedback.

4.1. Transformador

El transformador tiene cuatro devanados:

- Devanado primario
- Devanado auxiliar, para alimentar la parte de control
- Devanado Salida primaria, salida regulada
- Devanado Salida secundaria, no regulada

En primer lugar, se fija la frecuencia máxima a la que se va a trabajar, en el caso del UCC28740, la frecuencia es variable, siendo la máxima de 100kHz, se fija un margen para salvar los posibles errores de diseño y tolerancias de los componentes, por lo tanto:

$$f_{max} = 80kHz$$

El siguiente paso es calcular el ciclo de trabajo máximo. Este incremento del ciclo de trabajo máximo también incrementa el voltaje de estrés máximo entre el drenado y la fuente en el transistor MOSFET, e incrementa la corriente de pico en el lado del secundario.

Para el presente controlador, este ciclo de trabajo máximo viene limitado por el tiempo de resonancia, el cual para la primera iteración se estima 1µs, y la frecuencia máxima anteriormente descrita.

$$D_{max} = 1 - d_{magcc} - 1 * 10^{-6}s * \frac{f_{max}}{2} = 0.535$$

Este ciclo de trabajo se alcanza cuando la tensión de entrada es mínima, por consiguiente, el ciclo de servicio es máximo, es el caso límite de conducción discontinua.

El siguiente paso es calcular la corriente máxima de entrada, para ello, en primer lugar, se calcula la potencia máxima de salida, la cual es la suma de las potencias máximas de las tres salidas:

$$P_o = V_o * I_o + V_{o2} * I_{o2} + V_{o3} * I_{o3}$$

Con la cual, fijando un rendimiento esperado del 90%, la potencia de entrada seria:

$$P_{dc} = P_o / \eta$$

Con esta potencia se halla la corriente máxima de entrada (tensión de entrada mínima) y la corriente de entrada mínima a plena carga (carga máxima y tensión de entrada máxima):

$$I_{dc_max} = P_{dc}/V_{in_min}$$

$$I_{dc_min} = P_{dc}/V_{in_max}$$

Con esto, obtenemos la corriente media máxima por la bobina primaria:

$$I_{ld_max} = 4 * I_{dc_max}$$

Una vez obtenemos esta corriente, pasamos a calcular la inductancia del devanado primario, esta debe calcularse ajustando su inductancia para el caso límite, este es, con el ciclo de trabajo máximo y tensión de entrada mínima:

$$L_{dp} = V_{in_min} * \frac{D_{max}}{f_{s_max} * I_{ld_max}}$$

La inductancia magnetizante [25], es la inductancia que se mide en uno de los devanados del transformador cuando el resto de los devanados estén en vacío, esto supone que el flujo generado dentro de la estructura magnética se debe únicamente a un devanado y despreciando la dispersión que se produce entre las capas conductoras.

El núcleo se escoge en función del tamaño del transformador y de la superficie que ocupan los devanados, cuyo tamaño depende de la inductancia calculada.

Los transformadores pueden estar hechos de distintos materiales, donde se particularizan los tres casos principales [26]:

- Aleaciones de Fe: dichos núcleos tienen altas densidades de flujo de saturación ($B=1.8T$), tienen altas pérdidas de histéresis y Foucault, se pueden fabricar por adición de pletinas, polvo aglutinado... y se utilizan para bajas frecuencias.
- Aleaciones amorfas de Fe: tienen medias $B_{sat}=0.75T$, bajas pérdidas de histéresis y Foucault, alto coste de producción, y se utilizan a medias frecuencias ($<50kHz$)
- Ferritas (mezclas de óxidos de Fe con Mn, Zn, Ni, Co, Mg...): tienen bajas $B_{sat} = 0.3T$, bajas pérdidas de histéresis y despreciables pérdidas de Foucault, un bajo coste, se utilizan a altas frecuencias ($>10kHz$), por consiguiente, se utilizan principalmente en fuentes de alimentación conmutadas.

Dicho queda evidenciada la necesidad de emplear una ferrita para el núcleo. Dentro de la categoría de ferritas, existen diversos materiales en función de la B_{sat} max y de la frecuencia máxima a la que se va a trabajar, en el presente caso se escoge una ferrita de 3c94, esto es importante dado que a partir de las características dadas por el fabricante de este material se va a calcular el resto de los apartados.

Con esto se calcula el producto de las áreas, esto es el producto de la ventana de devanados por el área de sección del núcleo, para ello fijamos un factor de llenado de $K_{cu}=0.5$, este valor es un valor intermedio de los

recomendados (entre 0.4 y 0.6) y fijamos una densidad por los conductores de 5A/mm² y al ser la señal una señal cuadrada de 0 a Vmax, ka=1.

$$AwAc = \frac{P_{dc}}{k_a * k_{cu} * J_{rms} * f_{s_max} * B_{max}}$$

Se selecciona un tamaño sobredimensionado a la situación límite dado que el bobinado se va a realizar a mano, para que este proceso resulte más cómodo y así, tener margen de error.

Así pues, se emplea el núcleo E25/13/7-3C94.

El cálculo del entrehierro se realiza mediante iteraciones, cogiendo un coeficiente de abarilamiento (kf, buscar el nombre que no me acuerdo), se calcula el gap necesario:

$$gap_1 = \mu_o * L_{dp} * I_{ld_max}^2 * \frac{k_f}{Ac * B_{max}^2}$$

Con el gap obtenido, utilizando los valores dados por el fabricante del núcleo seleccionado, calculamos el kf:

$$GG = 14.3mm$$

$$k_{f_2} = 1 + gap_1 * \ln(2 * \frac{GG}{gap_1}) / \sqrt{Ac}$$

Con esto volvemos a iterar, y obtenemos el gap, el cual aproximamos hasta un valor comercial:

$$gap_2 = \mu_o * L_{dp} * I_{ld_max}^2 * \frac{k_{f_2}}{Ac * B_{max}^2}$$

A continuación, se calcula el número de vueltas en el primario de acuerdo con la siguiente relación:

$$N_p = \sqrt{L_{dp} * \frac{gap_2}{k_{f_2} * \mu_o * Ac}}$$

Con esto, obtenemos el número de vueltas en las salidas, siendo Vf la tensión del diodo de salida, la cual se estima en 0.8V, valor que cambiará con la decisión final tomada posteriormente, sin embargo, puede utilizarse este ya que el resultado final no diferirá significativamente:

$$N_{s1} = N_p * \frac{V_o + V_f}{V_{in_min}}$$

Para poder simular, nos hace falta conocer la inductancia de las salidas, para ello:

$$L_s = \frac{L_{dp}}{\left(\frac{N_p}{N_{s1}}\right)^2}$$

Para calcular la sección de los hilos, en primer lugar, se debe calcular el tiempo máximo que va a pasar el mosfet cerrado:

$$t_{on_max} = D_{max} * f_{smin}$$

Calculamos el valor de corriente máxima para la entrada:

$$I_{lp_rms} = \frac{I_{ld_max}}{\sqrt{3}} * \sqrt{\frac{t_{on_max}}{T_s}}$$

Análogamente se calcula para las salidas:

$$I_{so_rms} = 4 * \frac{I_o}{\sqrt{6}}$$

Una vez obtenidos los valores de corriente máximos para todas las salidas, se calcula el valor del área de cobre, teniendo en cuenta la densidad de corriente máxima:

$$A_{cu_p} = \frac{I_{lp_rms}}{J_{rms}}$$

Con estos valores se procede a verificar el diseño, para ello se comprueba si el área de ocupada es menor que el área de la ventana, y si se cumple el flujo máximo:

$$A_{ocupada} = \frac{N_p * A_p + N_{s1} * A_{s1} + N_{s2} * A_{s2} + N_{s3} * A_{s3}}{k_{cu}} * 2$$

Donde se compara con la AW dada por el fabricante, si el valor obtenido es superior al máximo admisible, se deberá seleccionar un núcleo más grande y volver a realizar los cálculos.

El flujo máximo se calcula:

$$B_{max_comprobacion} = L_{dp} * \frac{I_{ld_max}}{N_{p1} * A_c}$$

El valor resultante es inferior a 0.3T.

En síntesis, el transformador resulta en:

Núcleo	E25/13/7
Material núcleo	3c94
Inductancia primaria	0.002H
GAP	0.4mm
Np	110
Ns1	10
Ns2	7
Nauxiliar	9
Np/Ns1	11
Np/Ns2	15.7
Np/Nauxiliar	12.2
Calibre primario	Awg29
Calibre salida 1	Awg21
Calibre salida 2	Awg21
Calibre salida auxiliar	Awg29

Tabla 4. Resumen transformador

Una vez montado resulta en:



Figura 20. Transformador montado

El carrete se ha escogido de 8 pines para poder dejar más espacio entre los terminales de entrada para de forma que se pueda evitar que salten arcos entre el terminal positivo y negativo.

4.2. Transistor

El uso de un conversor flyback con un solo transistor se puede realizar gracias a los avances en los transistores de carburo de silicio, los cuales han permitido un mayor aislamiento eléctrico en un menor espacio.

El presente proyecto es posible gracias al mosfet G2R1000MT33J, el cual soporta tensiones de hasta 3300V.

La saturación de éste se realizará mediante una estructura compuesta por un diodo y 3 resistencias, de esta forma, se puede regular la corriente de paso a saturación y corte para evitar la necesidad de una red Snubber en la bobina primaria gracias al ralentizado de la conmutación. Estas resistencias se colocan con un valor bajo, de 5Ω , y en caso de que se necesite suavizar aún más la conmutación se aumentarían sus valores.

Además, se coloca una resistencia de puerta a masa para dar un camino de descarga a la tensión de puerta, esta resistencia tiene un valor típico de $10k\Omega$.

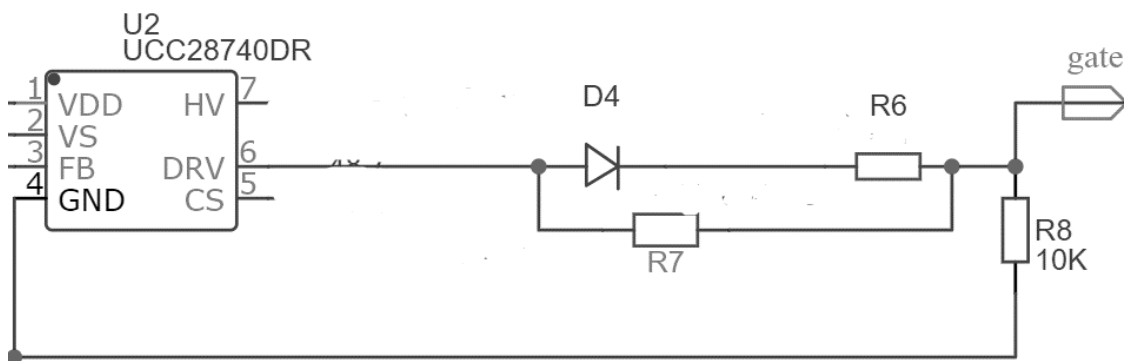


Figura 21. Circuito control mosfet

En cuanto al mosfet, este se selecciona según ciertas características, sin embargo, en este caso, hay que tratar de adaptar el diseño al mosfet existente ya que no hay gran variedad en el mercado donde poder escoger, por lo que se procede a comprobar si el mosfet cumple con las características requeridas.

En primer lugar, la caída de tensión entre drenador y fuente tiene que ser superior a:

$$V_{ds} = V_o * \frac{N_p}{N_{s1}} + V_{in}$$

Se calcula este valor para los casos extremos (tensión de entrada máximo y mínimo) para saber en qué rango de tensiones vamos a trabajar:

$$V_{ds_max} = V_o * \frac{N_p}{N_{s1}} + V_{in} = 22.5 * \frac{110}{10} + 1500$$

$$V_{ds_min} = V_o * \frac{N_p}{N_{s1}} + V_{in} = 22.5 * \frac{110}{10} + 270$$

La corriente continua del drenador tiene que ser superior a la corriente mínima calculada:

$$I_d = \frac{N_2}{N_1} * (I_o + I_1) * \frac{D}{1 - D}$$

En este caso solo se puede calcular con el ciclo de trabajo máximo debido a que este parámetro viene fijado por el controlador, sin embargo, el ciclo de trabajo mínimo no se conoce con exactitud.

Por otro lado, debemos fijarnos en la corriente de pico que va a pasar por el transistor, la cual se corresponde con la corriente de magnetización máxima:

$$I_{1_max} = \frac{I_o}{(1 - D) * N_{12}} + D * \frac{V_i}{2 * L_1 * f_{min}}$$

Al tener un mosfet ya preseleccionado, se procede a calcular las pérdidas, donde de la hoja de características obtenemos que $R_{ds_on} = 1\Omega$, con lo que:

$$V_{ds_{on}} = R_{ds_{on}} * I_d = 1 *$$

Con esto, se calculan las perdidas, para ello se distinguen tres tipos:

- De conmutación: Son las pérdidas generadas durante la conmutación del mosfet, esto es durante el tiempo de subida y bajada, por lo que idealmente hay que minimizar estos tiempos todo lo posible.
- De carga de la puerta: esta es proporcional a la capacitancia de la puerta, y es debida a la necesidad de cargar y descargar esta.
- De conducción: debida a la resistencia entre la fuente y el drenador del mosfet durante la conducción del dispositivo.

En la imagen que se ve a continuación quedan representadas estas pérdidas:

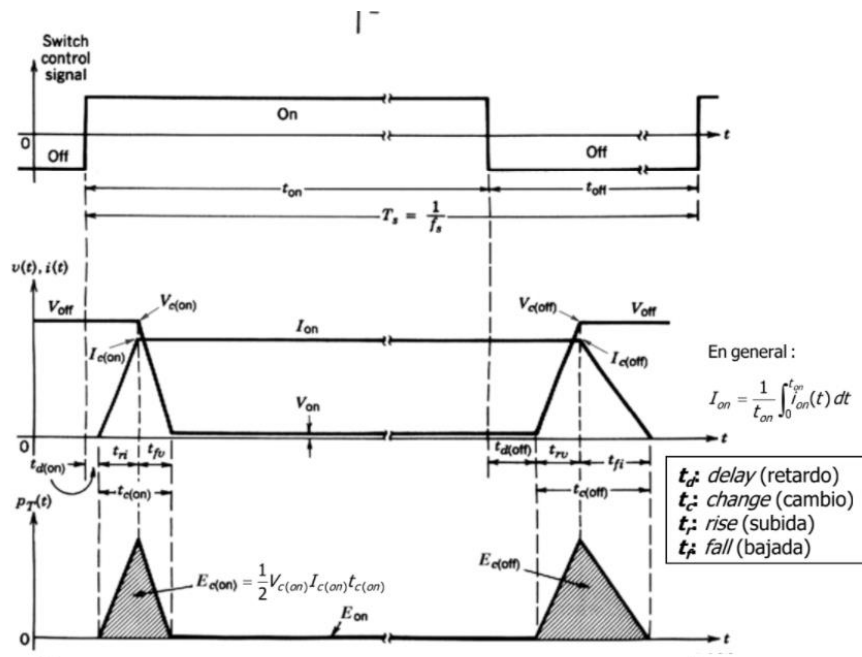


Figura 22. Pérdidas Mosfet [27]

Con esto, procedemos a calcular las pérdidas de conducción, las cuales equivalen a:

$$P_{on} = (I_o^2 * D)^2 * Rds_{on}$$

Con las corrientes máximas calculadas anteriormente durante el diseño del transformador, se puede comprobar que el transistor escogido cumple con las características mínimas necesarias.

Con los cálculos presentes, se confirma la validez del mosfet seleccionado para esta aplicación.

4.3. Condensador salida

Para ello, debemos fijar la frecuencia mínima de conmutación a la que va a situarse el sistema, este viene definido en la hoja de características en 20kHz, a partir de este valor, el controlador entra en modo de Standby.

Por otro lado, se debe fijar un valor de rizado en la salida, este se fija en medio voltio, valor que a primera vista es muy grande, sin embargo, hay que tener en cuenta que el aumento de este condensador aumenta el espacio ocupado por el circuito y aumenta significativamente el precio, además de que se han hecho los cálculos anteriores con unos valores de corriente mayores de los reales.

Al trabajar con tensiones de salida pequeñas, la tensión máxima de trabajo de estos condensadores no resulta crítica, sin embargo, se escogerán de valores superiores, para evitar su ruptura en el caso de que se produzca una sobre oscilación debido a la desconexión repentina de la carga o fallos similares, escogiendo valores de 35V.

En la siguiente figura se muestra la corriente que pasa por los condensadores de salida cuando el convertidor trabaja en modo discontinuo.

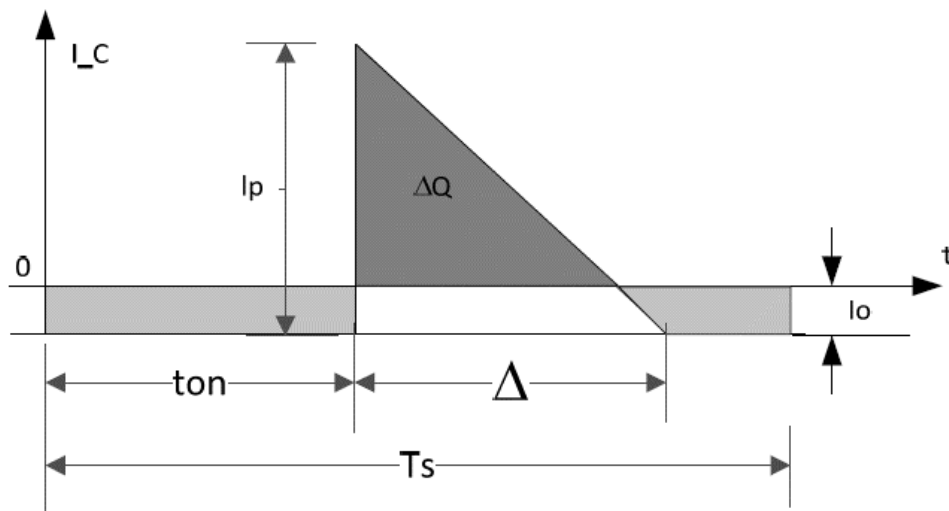


Figura 23. Corrientes condensador modo discontinuo [28]

Calculando los condensadores de salida teniendo en cuenta la resistencia serie equivalente, resulta en:

$$k_{esr} = 25\mu F * \Omega$$

$$T_{s_min} = \frac{1}{f_{s_min}}$$

$$C_{on} = \frac{I_{on}}{rizado} * (T_{s_min} * \left(1 - \frac{I_{on}}{I_{ld_max} * \frac{N_p}{N_{sn}}}\right)^2 + 4 * k_{esr}$$

Salida	Valor
Principal	380uF
Secundaria no regulada	170uF
Auxiliar	60uF

Tabla 5. Condensadores de salida

4.4. Diodo

Al trabajar en modo discontinuo, este apartado no resulta critico ya que, al inicio de la conducción del diodo, se ha anulado la tensión, por lo que los pasos de conmutación no suponen escalones de tensión significativos, sin embargo, se calcula para el modo de conducción continuo ya que de esta forma se asegura el funcionamiento correcto de este.

El diodo es el semiconductor encargado de dejar pasar la corriente en un único sentido, para ello si este está polarizado inversamente la corriente no circula, en el caso contrario, dejara pasar a la corriente, esta condición debe asegurarse en todos los casos, para ello, no se deberá sobrepasar la tensión inversa máxima, la cual, si se sobrepasa hará que el diodo conduzca en el caso que no debe, esta tensión se calcula:

$$V_{RWM} = V_O + \frac{V_i - V_{DSON}}{N_{12}}$$

A su vez, para evitar sobrecalentamiento, este debe soportar la corriente máxima, la cual se divide en dos partes:

- El valor eficaz, calculado anteriormente y por simplicidad repetido:

$$I_{avg_n} = \frac{P_{O_n}}{V_{O_n}}$$

- El valor pulsar, el cual se produce en momentos concretos como el arranque y se calcula como:

El cual se calcula:

$$I_{max_n} = \frac{I_{O_n}}{1 - D_{max}} + (1 - D_{max}) * V_{O_n} * \frac{N_{P-S}}{2 * L_p * f_{max}}$$

4.5. Snubber

Las redes Snubber se colocan junto a los elementos de conmutación de los circuitos para suprimir los posibles picos de tensión y así amortiguar las oscilaciones transitorias que se producen durante las conmutaciones de estos elementos, en este caso, en los diodos de salida y en el mosfet.

Se opta por emplear las configuraciones más extendidas para estas redes para los diodos y el mosfet, en el caso de los diodos se va a colocar una red Snubber en el diodo de salida regulado.

Para el mosfet, se coloca una red RCD [29], la cual consiste en un diodo en serie con un condensador en paralelo a una resistencia, este conjunto a su vez se colocará en paralelo con el devanado primario:

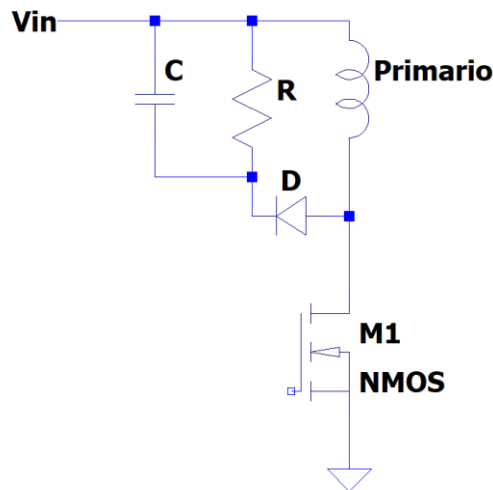


Figura 24. Estructura Snubber Transformador

- En primer lugar, se mide la inductancia de dispersión (L_μ) del transformador mediante la realización de un cortocircuito en sus salidas y midiendo la inductancia del primario con un medidor de inductancias.
- Con la placa montada y funcionando se mide la frecuencia de oscilación (f_R) de la onda y se procede a realizar el cálculo:

$$R = 2 * \pi * f_R * L_\mu$$

$$C = \frac{1}{2 * \pi * f_R * R}$$

- En cuanto al diodo, este deberá soportar la tensión reflejada.

Para el diodo de la salida regulada se empleará una resistencia en serie con un condensador situados en paralelo a este, para realizar su cálculo se deberá medir la tensión del diodo durante las conmutaciones mediante una sonda diferencial:

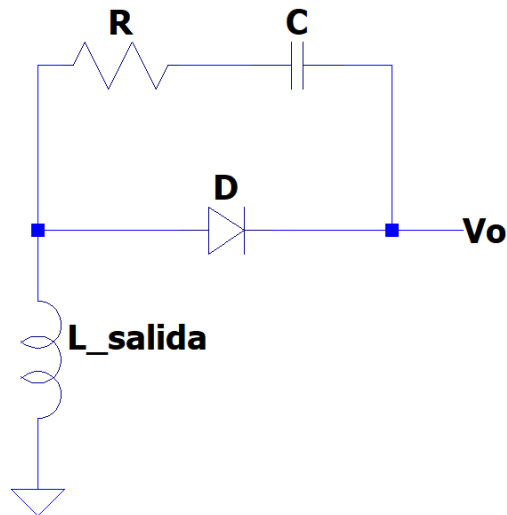


Figura 25. Red Snubber diodo de salida

- En primer lugar, se mide la frecuencia de oscilación (f_o).
- Una vez hecho, se añade un condensador C_1 en paralelo al diodo, este condensador debe ser varias veces superior a las capacidades parasitas del diodo. Una vez colocado se mide la frecuencia de oscilación nueva (f_1).
- Se calcula la ratio de desplazamiento de la frecuencia:

$$m = \frac{f_o}{f_1}$$

- Se calcula la capacidad parasita del circuito:

$$C_o = \frac{C_1}{m^2 - 1}$$

- Se calcula la inductancia parasita:

$$L = \frac{m^2 - 1}{(2 * f_o)^2 * C_1}$$

- Con esto se calcula el valor del condensador del Snubber:

$$C_{snubber} = 3 * C_o$$

- Y por último la resistencia de este:

$$R_{snubber} = \sqrt{\frac{L}{C_o}}$$

5. Circuito control

El control se realiza en lazo cerrado, para ello, se han de realimentar las distintas tensiones de salida del convertidor para que este pueda regularlas, esto nos permite obtener una salida precisa, estable y con el menor tiempo de respuesta posible ante cambios tanto en la entrada como en la salida.

El control de la tensión de salida permite eliminar el error en régimen permanente al igual que el causado por las perturbaciones en el sistema.

En el caso de usar un controlador no específico se requiere del modelado del sistema con el fin de poder configurar un control óptimo [30], sin embargo, en el presente caso se emplea un controlador específico para el cual han de calcularse los componentes de forma que la relación entre ellos cumpla con las especificaciones del fabricante.

Dicho esto, se procede a desglosar los tres circuitos de adaptación para la obtención de las diversas tensiones que se realimentan al controlador:

5.1. Detección de tensión

El pin “VS” del controlador, se conecta a un divisor resistivo, el cual se encuentra en paralelo con el devanado auxiliar. De esta forma, la onda de salida de este devanado es muestreada al final de la desmagnetización del devanado secundario para obtener un control preciso de la corriente cuando el sistema esté en modo de corriente constante. La onda muestreada determina los tiempos para alcanzar el valley switching mode y los tiempos para regular el ciclo de trabajo.

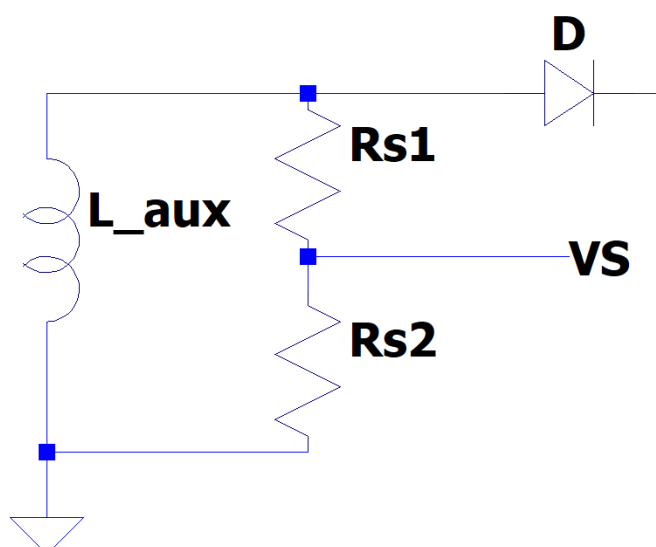


Figura 26. Divisor resistivo pin “VS”

Al final del tiempo de desmagnetización del devanado primario, se mide la tensión reflejada para proteger el circuito contra sobretensiones de entrada.

Durante el tiempo que el mosfet está conduciendo, este pin a su vez mide la corriente que pasa por la resistencia inferior:

$$R_{s1} = V_{in_run} * \frac{\sqrt{2}}{N_{PA} * I_{vsl_run}}$$

Donde:

- N_{PA} es la relación de vueltas primario-auxiliar del transformador.
- V_{in_run} es la tensión de alimentación del controlador.
- I_{vsl_run} es la corriente que necesita el puerto VS, este valor se saca de la tabla de características eléctricas del controlador.

$$R_{s2} = R_{s1} * \frac{V_{ovp}}{N_{AS} * (V_{OV} - V_f) - V_{OVP}}$$

Donde:

- V_{OV} es la máxima tensión admitida en la salida del controlador.
- V_f es la caída de tensión del diodo de salida.
- N_{AS} es la relación de vueltas auxiliar-secundario del transformador.
- V_{OVP} es un valor característico del controlador que indica sobretensión en la entrada del puerto VS.

5.2. Sensado de corriente

La corriente que pasa por el devanado primario pasa directamente por una resistencia (R_{CS}) la cual se conecta a través de otra resistencia (R_{IC}) al puerto de sensado de corriente para monitorizar esta.

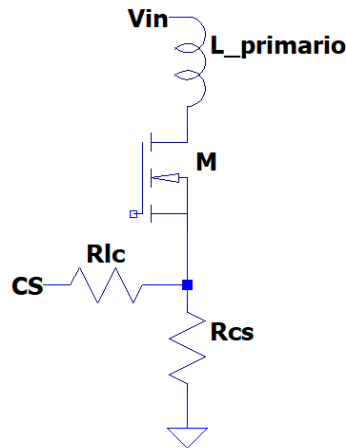


Figura 27. Estructura medición corriente primario

Mediante la lectura de este valor se logra controlar el circuito durante la regulación en modo de corriente constante, evitando así la destrucción del circuito.

El valor medido por este puerto se encuentra acotado por el controlador, por consiguiente, el propio fabricante otorga las ecuaciones para el cálculo de estos valores:

$$R_{CS} = V_{CCR} * N_{PS} * \frac{\sqrt{\eta_{XFMR}}}{2 * I_{OCC}}$$

Donde:

- V_{CCR} es una constante de regulación de corriente proporcionada por el fabricante.
- N_{PS} es la relación de vueltas primario-secundario del transformador.
- I_{OCC} es la corriente de salida en el modo regulación de corriente constante.
- $\sqrt{\eta_{XFMR}}$ es el rendimiento esperado del transformador.

$$R_{LC} = K_{LC} * R_{S1} * R_{CS} * t_D * \frac{N_{PA}}{L_D}$$

Donde:

- R_{S1} es la resistencia superior del divisor resistivo del puerto VS.
- R_{CS} es el valor de la resistencia de sensado de corriente.
- t_D es el tiempo de delay del paso a off del mosfet.
- N_{PA} es la relación de vueltas primario-auxiliar del transformador.
- L_P es la inductancia del primario del transformador.
- K_{LC} es una constante de compensación de la medición de la corriente.

5.3. Realimentación salida

El puerto de feedback se conecta a la salida del optoacoplador a través de un divisor resistivo para, de esta forma medir la corriente que sale de éste, la cual es proporcional al error de la salida.

Para hacer esto, la tensión de salida (V_{out}) es comparada constantemente con una tensión de referencia (V_{ref}), esta tensión de referencia se genera mediante el uso de un integrado que genera una tensión muy estable con bajas derivas térmicas (TL431). La comparación de estas tensiones genera un error:

$$\varepsilon = V_{ref} - \alpha * V_{out}$$

A partir de este error, el controlador trata de reducirlo todo lo posible.

Para estabilizar el convertidor se necesita una alta ganancia en continua para un bajo error estático y a su vez se necesita una frecuencia de corte lo suficientemente elevada como para reducir la velocidad de respuesta eliminando ruido.

Para la selección de la frecuencia de corte, teóricamente se ha de limitar a la mitad de la frecuencia de conmutación máxima, sin embargo, en la práctica es recomendable limitarla a un quinto de esta frecuencia por temas de ruido.

El siguiente paso es elegir el tipo de compensador que se desea, existen tres tipos:

- Tipo 1: 1 polo en el origen y sin aumento de fase.
- Tipo 2: 1 polo en el origen, 1 cero y un polo, aumento de fase de 90° .
- Tipo 3: 1 polo en el origen, un par de ceros y un par de polos, aumento de fase de 180° .

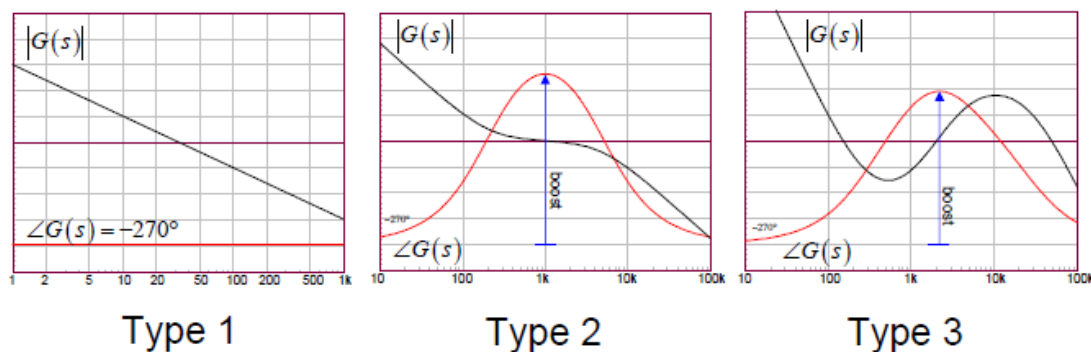


Figura 28. Tipos de compensadores [31]

Se escoge el tipo 2, debido a que el tipo 3 es difícil de implementar en la práctica.

Para la implementación se emplea el Zener programable tl431, el cual se autoalimenta por el cátodo, cuando la tensión en R supera la tensión de referencia (2.5V), hace pasar corriente por el cátodo, el esquema interno se corresponde con la siguiente imagen:

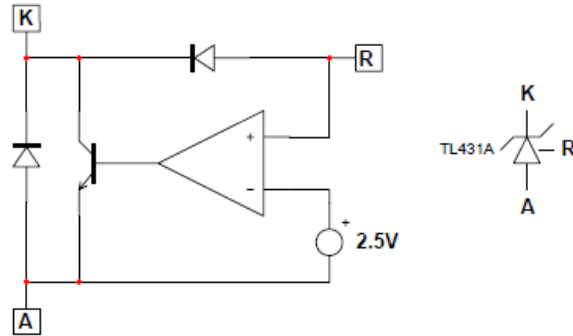


Figura 29. TL431 [31]

El esquema simplificado de un circuito compensador de tipo 2 tiene el siguiente aspecto:

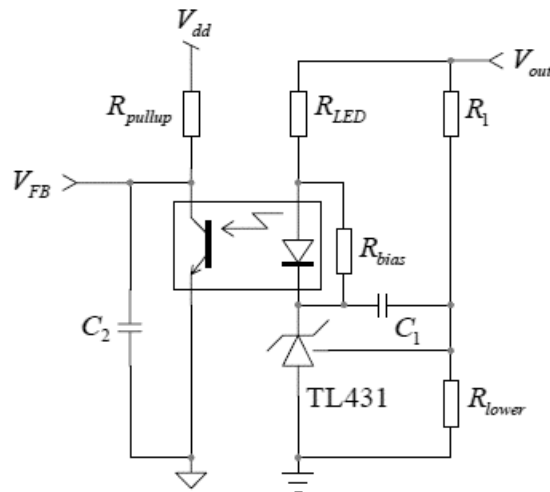


Figura 30. Compensador tipo 2 [31]

Necesitamos añadir una ganancia de 15dB con un aumento de fase de 50°, para ello:

$$f_c = f_{switch_max}/5$$

$$f_p = \left(\tan(\text{boost}) + \sqrt{\tan^2(\text{boost}) + 1} \right) * f_c$$

$$f_z = \frac{f_c^2}{f_p}$$

$$G_o = CTR * \frac{R_{pullup}}{R_{LED}} = 10^{\frac{15}{20}}$$

A continuación, se calcula el divisor resistivo que reduce la tensión de salida al valor de referencia, estos es R1 y Rlower, en el cual, cuando la tensión de salida del convertidor es la deseada, el resultado del divisor debe ser la tensión de referencia del TL431.

A continuación, se necesita calcular Rpullup, la cual, para el presente controlador se divide en dos resistencias formando un divisor resistivo para así regular la tensión resultante generada por la corriente del optoacoplador a un rango de tensiones valido.

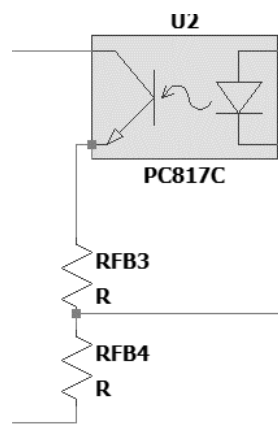


Figura 31. Salida optoacoplador

En lo que respecta a RFB4, su valor se encuentra típicamente entre los 10kΩ y 100kΩ, donde si se desea mayor velocidad, se ha de optar por el valor más bajo y si se prefiere un menor consumo en operación sin carga se ha de escoger el mayor valor.

A continuación, se calcula la corriente del optoacoplador:

$$I_{CENL} = I_{FB_MAX} + \frac{V_{FBMAX}}{R_{FB4}}$$

Con esto se calcula RFB3:

$$R_{FB3} = (V_{VDDNL} - 1)/I_{CENL}$$

Donde:

- V_{VDDNL} es la tensión de alimentación del controlador esperada en condiciones sin carga.

El polo y el cero del compensador dependen de las resistencias de salida del optoacoplador y de R1, respectivamente:

$$R_{PULLUP} = R_{FB3} + R_{FB4}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 * \pi * f_P * R_{PULLUP}}$$

$$C_1 = \frac{1}{2 * \pi * f_Z * R_1}$$

La resistencia del LED depende de la ganancia del sistema:

$$R_{LED} = R_{PULLUP} * CTR / G_O$$

7. Planos

Se trata de sectorizar la placa todo lo posible. La reducción del tamaño de la placa se ha visto limitada debido a las distancias de creepage (7mm), que es la distancia entre los conductores en una PCB, y el clearance (3mm), que es la distancia más corta a través del aire entre los dos conductores, que se deben de cumplir con tensiones tan elevadas.

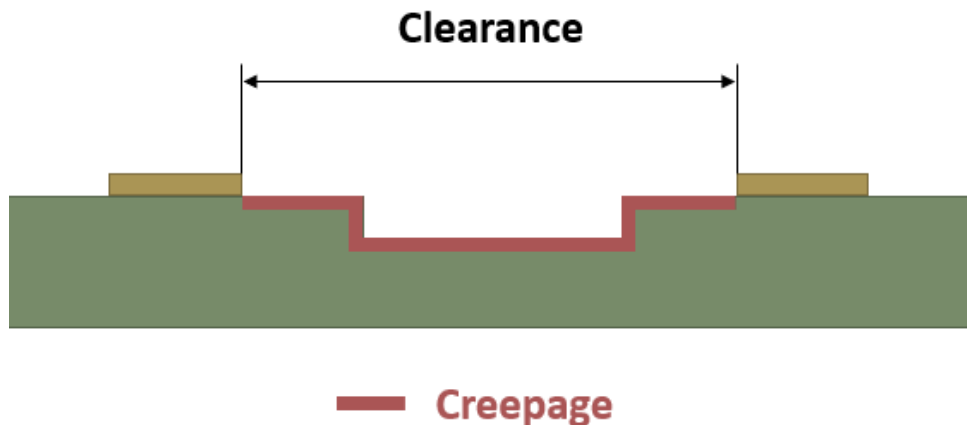


Figura 33. Creepage y Clearance [32]

Por otro lado, para aumentar las distancias entre puntos con mucha diferencia de potencial, se han realizado vaciados en la placa para reducir las distancias necesarias.

En la primera iteración, se colocan footprints de más, para poder experimentar con la red snubber cómodamente sin necesidad de fabricar otra placa, se prioriza el uso de componentes pasivos con encapsulado 1206 ya que se dispone de un gran catálogo de estos componentes en el lugar de la fabricación y debido a la facilidad para soldarlos a mano.

La placa resultante en:

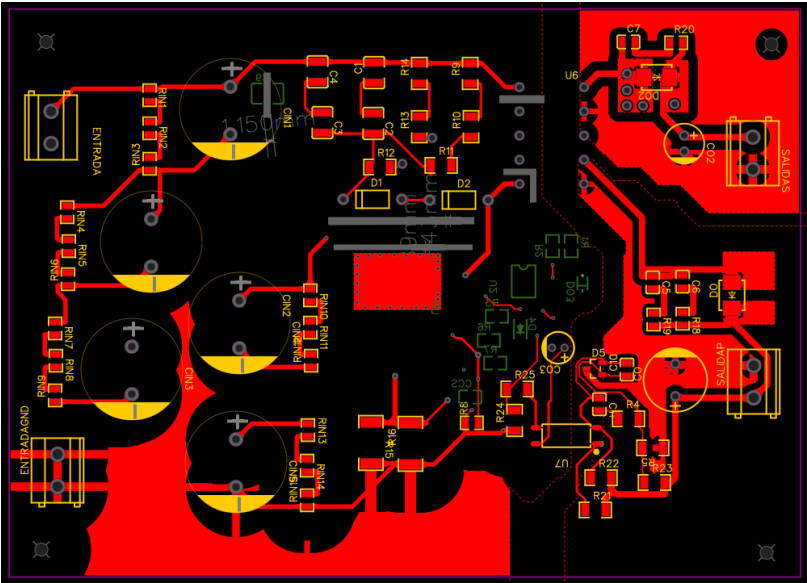


Figura 34. Cara top

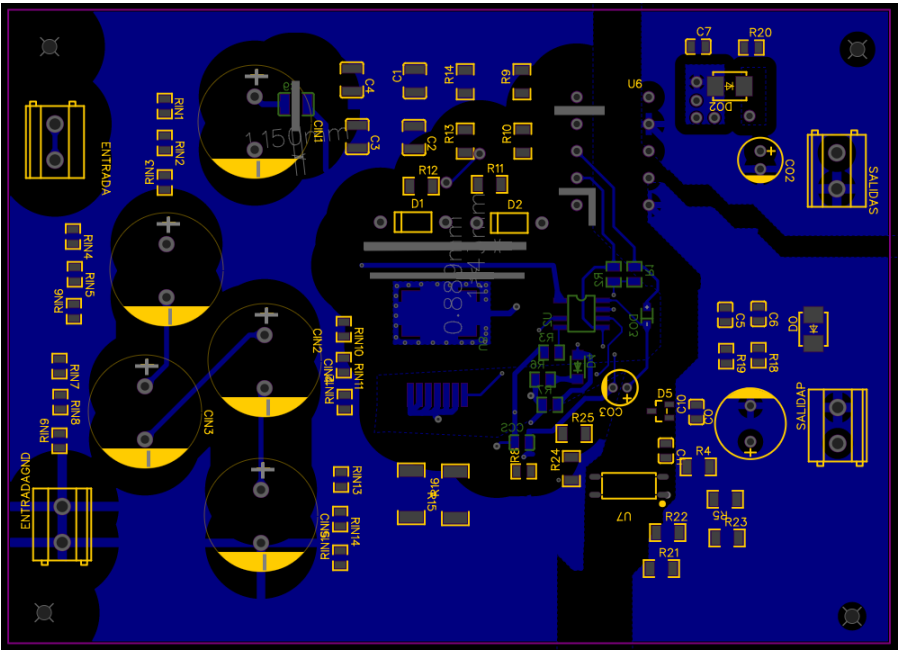


Figura 35. Cara Bottom

Una vez soldados todos los componentes resulta en:



Figura 36. Placa v1 montada

8. Resultados

Para la realización de las pruebas, el montaje se conecta a una fuente regulable de alta tensión en la cual se limita la corriente de entrada para causar daños mayores en caso de fallo, esta corriente se limita a 0.2 A.

En cuanto al osciloscopio, se emplea el osciloscopio MXR058A de Keysight, que con sus 8 canales, proporciona opciones de medida más que de sobra para la medición de las distintas variables en paralelo.

Las sondas, debido al aislamiento tanto de la fuente, como de la entrada y la salida, han de ser diferenciales.

Las variables que se medirán principalmente serán:

- Tensión drenaje-fuente
- Tensión de salida
- Corriente de salida



Figura 37. Montaje para las pruebas

El procedimiento consistirá en:

- Conexión de las sondas en los puntos a medir
- Conexión de la carga
- Alimentación
- Almacenamiento de los datos
- Desconexión
- Análisis de los datos y modificación de los componentes necesarios

Para poder jugar con la carga, se decide montar una caja con resistencias e interruptores:



Figura 38. Carga regulable ensamblada

Con esta metodología, se conecta en primer lugar el montaje, tras varios intentos, no se consigue regular la tensión de salida a pesar de que realiza conmutaciones.

Se observa con la cámara termográfica en busca de posibles puntos calientes.

Tras muchas pruebas, se concluye que el problema reside en la parte de la realimentación, estos sistemas son muy sensibles a perturbaciones externas y en el presente diseño, el optoacoplador está muy alejado de la entrada del controlador.

La solución adoptada consiste en adquirir una placa de evaluación suministrada por Woolfspeed y cambiar los componentes por los del presente diseño, obteniendo:

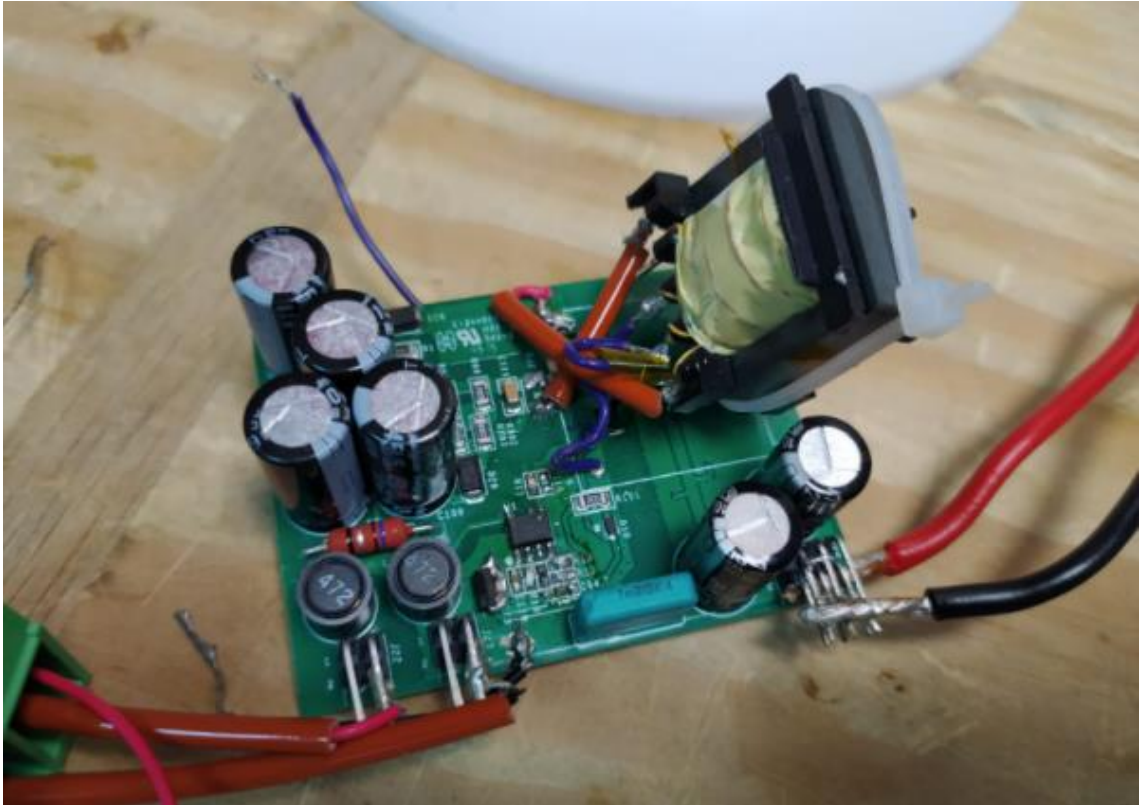


Figura 39. Placa v2 montada

Para concluir este apartado, se muestran las capturas relevantes finales:

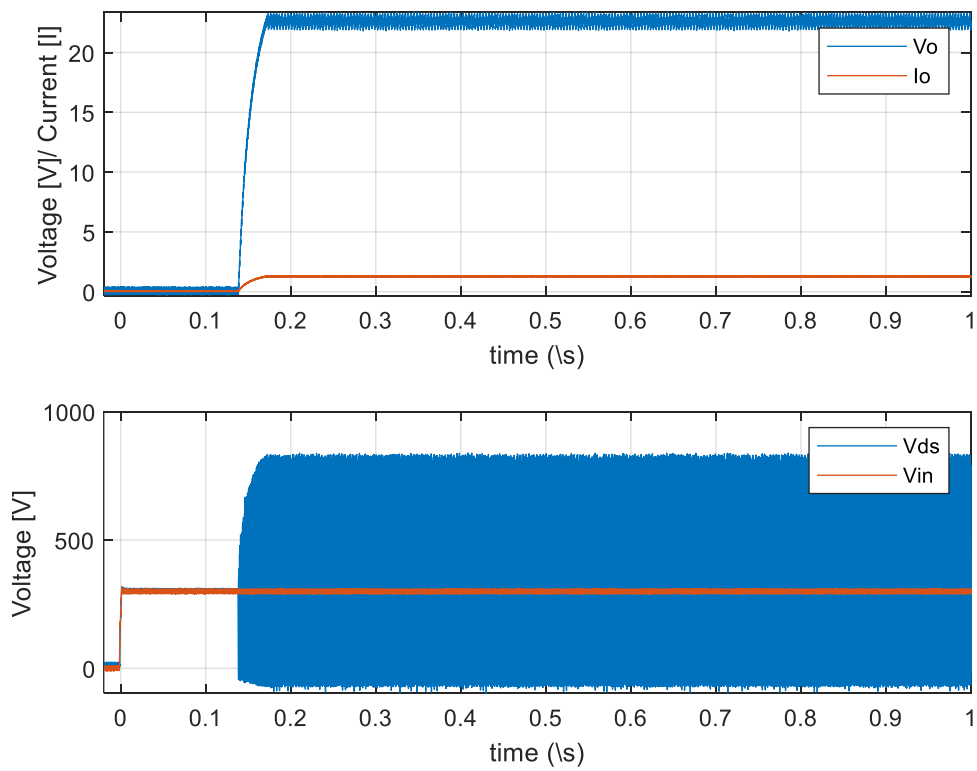


Figura 40. Encendido con 300V de entrada con carga

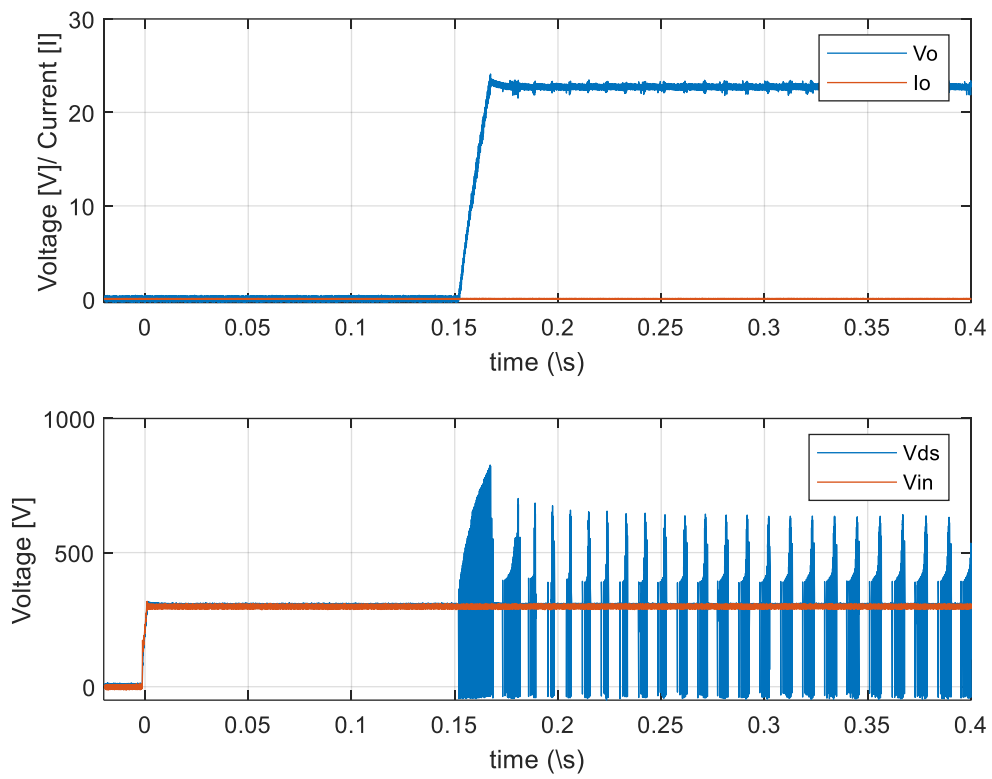


Figura 41. Encendido a 300V sin carga

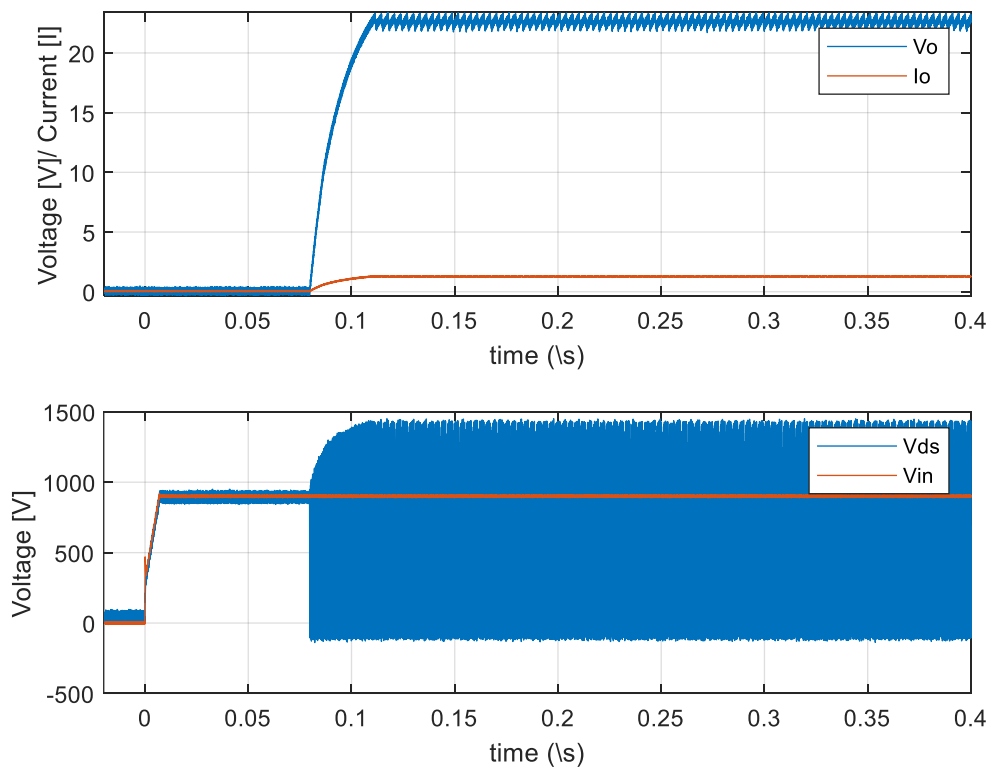


Figura 42. Encendido a 900V con carga

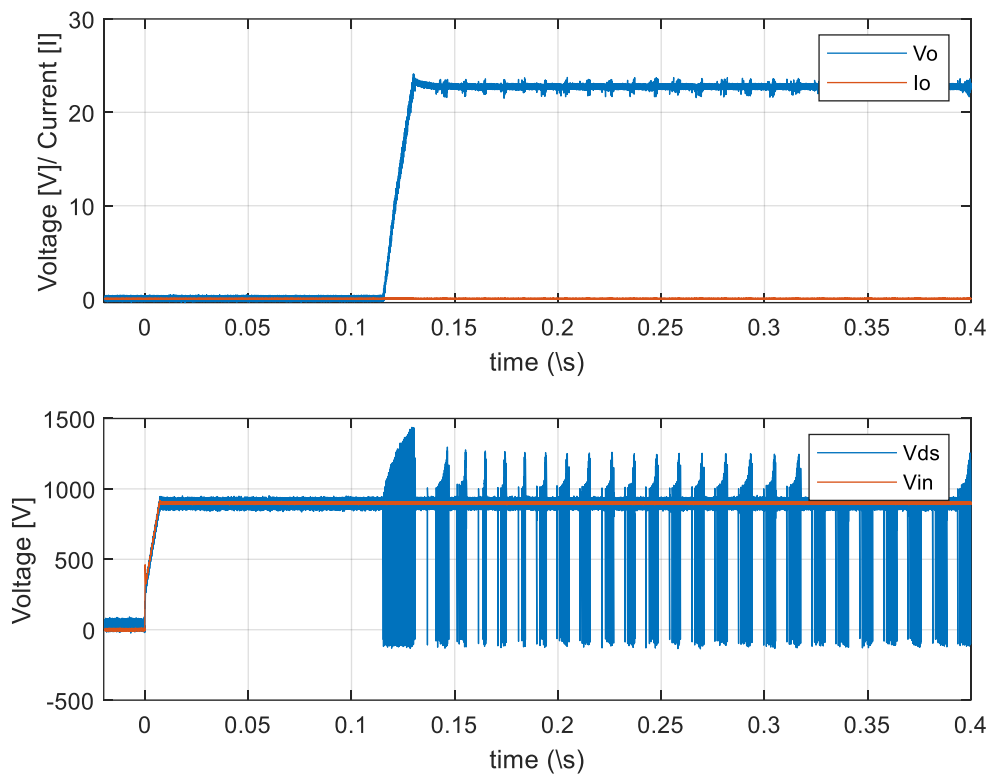


Figura 43. Encendido a 900V sin carga

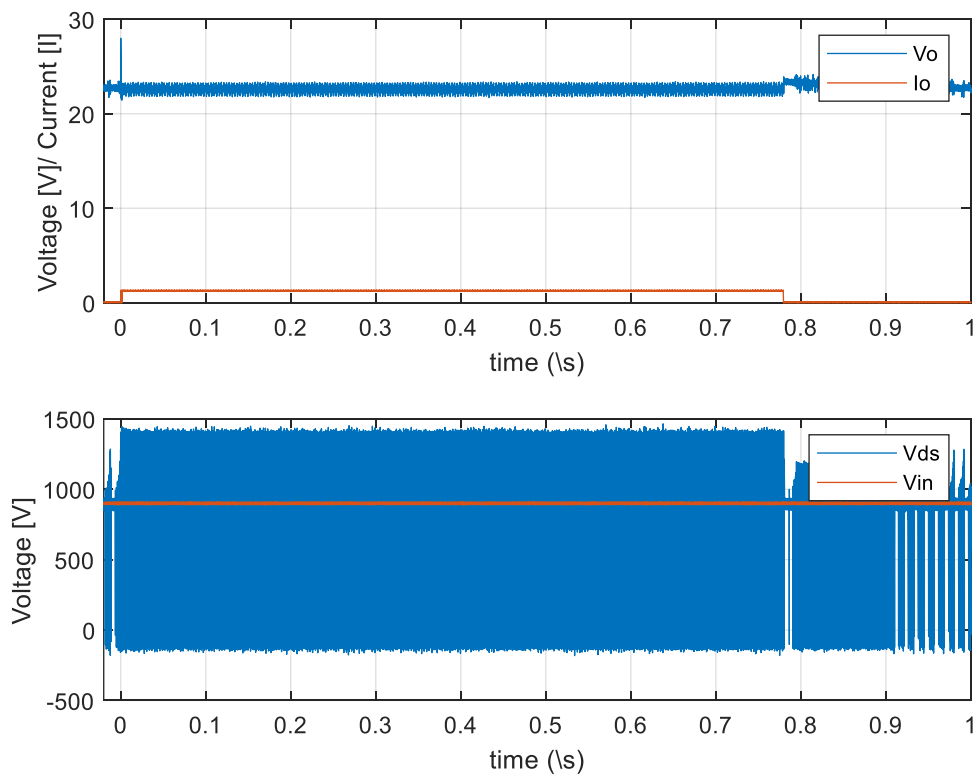


Figura 44. Escalón de carga con 900V de entrada

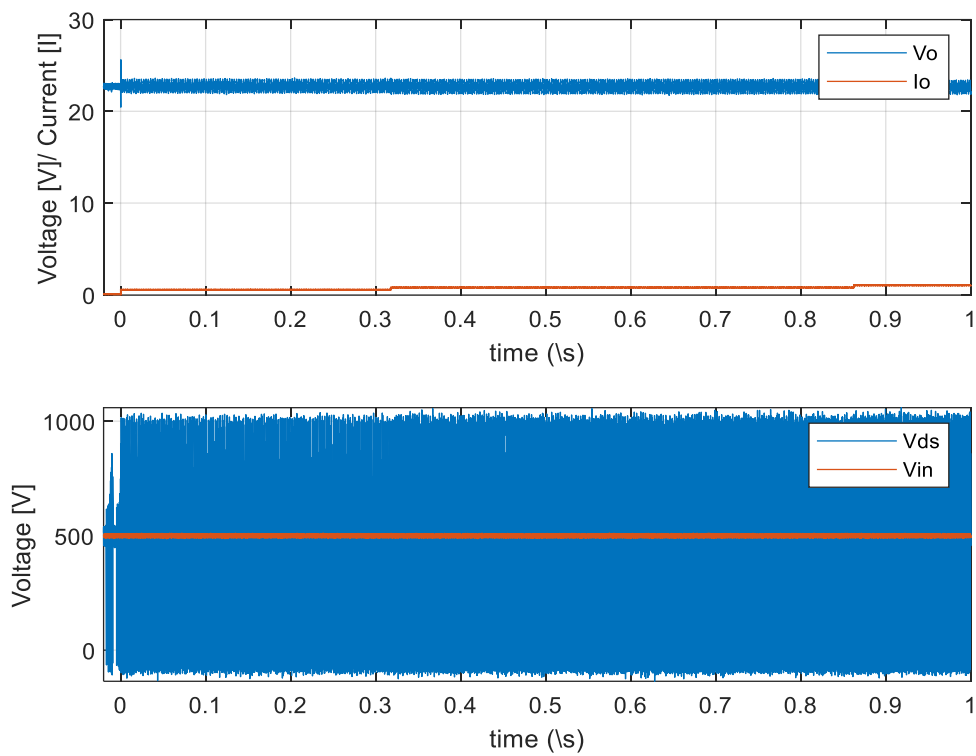


Figura 45. Escalera de carga con 500V de entrada

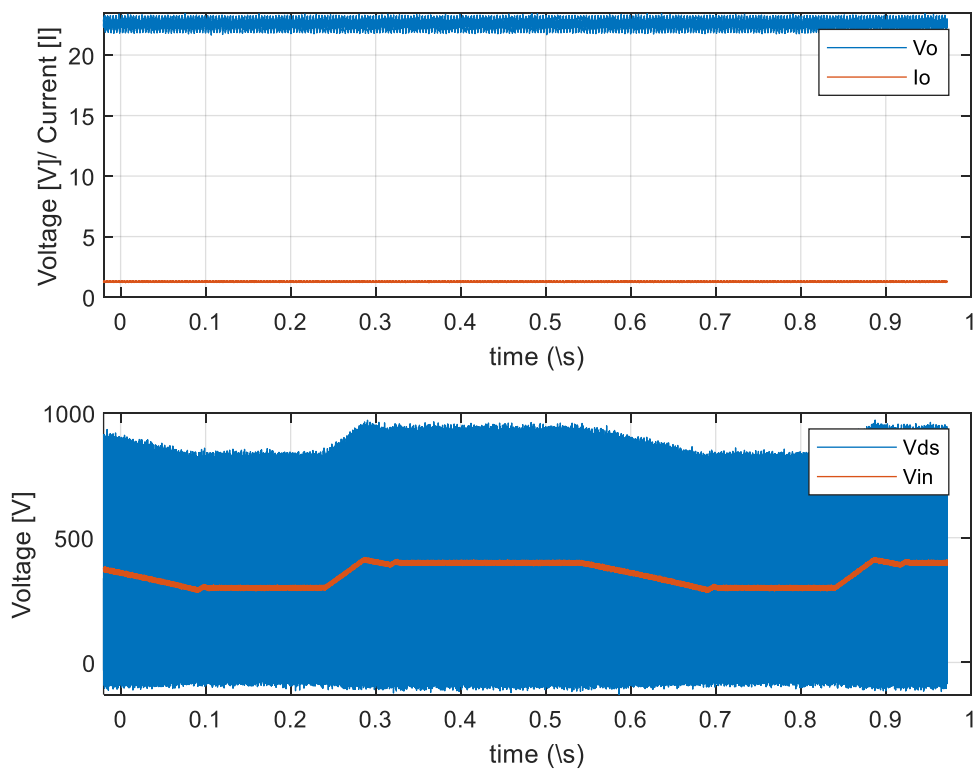


Figura 46. Escalón de tensión de entrada 300-400V con carga máxima

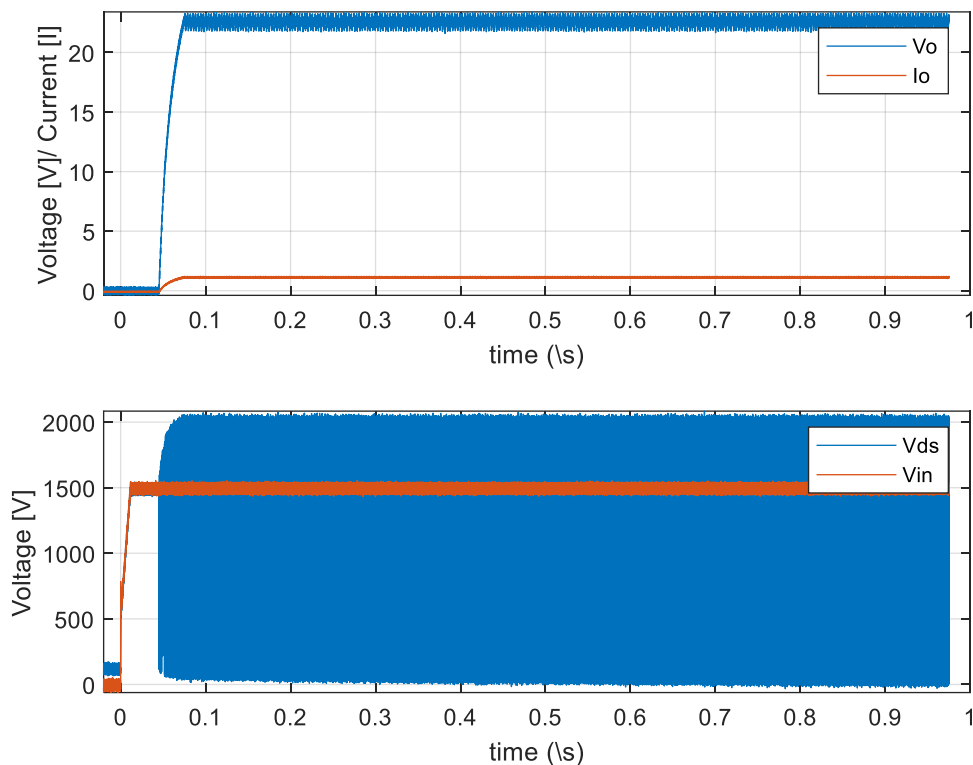


Figura 47. Carga máxima y tensión de entrada de 1500V

Como se puede observar en las imágenes anteriores, los tiempos de respuesta ante perturbaciones, en los casos más desfavorables previstos, no superan los 10 ms, tiempo que podría llegar a reducirse mediante el ajuste de la realimentación, sin embargo, estos resultados cumplen con los requisitos necesarios para la presente aplicación. Por otro lado, cabe destacar el rizado de salida, el cual se encuentra entorno a los 0.5 V, en parte este es debido a la imprecisión de la medida ya que las sondas empleadas están diseñadas para medir hasta 4500 V, lo que reduce su precisión en tensiones pequeñas. Para las pruebas con variación de tensión de entrada, al trabajar con cargas tan pequeñas, la fuente no es capaz de dar un escalón de tensión.

En cuanto a la tensión entre drenador y emisor, observamos que la tensión máxima alcanzada se encuentra a 2050V en el caso más desfavorable (tensión de entrada de 1500V), también, observando esta tensión, comprobamos la actuación del Valley-skipping cuando la carga baja la variación de la frecuencia de conmutación con la variación de la tensión de entrada.

En el anexo se adjunta la lista de pruebas y modificaciones que se han ido realizando a lo largo del proyecto para alcanzar el resultado final, al igual que un cumulo de experimentos realizados con diferentes entradas y salidas tratando de llevar el montaje a los casos extremos para observar su comportamiento y analizar los tiempos de respuesta.

9. Conclusiones

Durante la realización del proyecto, en primer lugar, se ha conseguido analizar y escoger de forma satisfactoria la topología apropiada para esta aplicación, gracias a los avances tecnológicos, esta tarea se ha simplificado por el aumento de la tensión soportada por los MOSFET.

Se ha conseguido diseñar satisfactoriamente un transformador desde cero y su posterior fabricación, verificando su correcto funcionamiento.

El aprendizaje y comprensión de la regulación de tensión ha sido clave para el logro de los objetivos propuestos.

Por último, tras el primer rediseño de la placa, se ha conseguido fabricar un convertidor que ha logrado los requisitos de salida, y más importante, ha conseguido mantener la regulación con una entrada de 1500Vdc.

Líneas de trabajo futuras

Como línea de trabajo futura, se propone la elaboración de una nueva versión de la placa con todos los elementos seleccionados y las modificaciones para así poder calibrar mejor la realimentación y poder medir el nivel de aislamiento entre entrada y salida.

Otro punto interesante para estudiar consistiría en conectar la placa a una carga electrónica para medir con mayor exactitud, ya que esta permitiría conmutar entre diversos niveles de carga con un flanco más pronunciado y sin rebotes, lo cual no se consigue con interruptores.

Por último, sería conveniente estudiar el comportamiento durante periodos prolongados de tiempo, ya que, a pesar de haber comprobado que no se sobrecalentara ningún componente mediante el uso de la cámara termográfica, un uso aún más prolongado podría dar lugar a fallos.

Por último, y de cara a su posterior industrialización, interesaría verificar que se cumple la normativa y tratar de reducir los costes del diseño, esto se conseguiría principalmente reduciendo el tamaño de los condensadores.

10. Bibliografía

- [1] Página web de Epic Power.
<https://epicpower.es/>
- [2] Ableardo Martinez Iturbe, 'Fuentes lineales, Reguladores integrados', Fuentes de alimentación electrónica
- [3] GeneSiC semiconductor, G2R1000MT33J datasheet, 2021.
<https://www.genesicsemi.com/sic-mosfet/G2R1000MT33J/G2R1000MT33J.pdf>
- [4] Mouser, Imagen encapsulado transistor, 2022.
<https://www.mouser.es/new/genesic-semiconductor/genesic-3300v-sic-mosfets/>
- [5] Centro Integrado de formación profesional número uno de Santander, 'Componentes principales del circuito de una pequeña FA de cc lineal', 2018.
<https://cifpn1.com/electronica/?p=2992>
- [6] Profe Tolocka, 'Diagrama en bloques de una fuente lineal', 2021.
<https://www.profetolocka.com.ar/2021/02/15/fuentes-de-alimentacion-lineales/>
- [7] Mundo Electrónica, 'Fuente de alimentación conmutada de miniatura'.
<https://mundoelectronica.net/fuente-de-alimentacion-conmutada/4302-fuente-alimentacion-conmutada-me-miniatura-entrada-85-230vac-salida-12v-450ma-5w-para-soldar.html>
- [8] Electrónica Fácil, 'Diagrama de funcionamiento fuente de alimentación conmutada'.
<https://www.electronicafacil.net/tutoriales/Fuentes-conmutadas.html>
- [9] Comunidad Electronicos, Datos fuentes de alimentación conmutadas
<https://www.comunidadelectronicos.com/articulos/convertidores-fuentes-conmutadas2.htm>
- [10] Wikipedia, 'Diagrama de convertidor de retroceso'.
https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_de_retroceso
- [11] Wikipedia, 'Diagrama fuente de alimentación Forward'.
https://en.wikipedia.org/wiki/Forward_converter
- [12] Ableardo Martinez Iturbe, 'Tabla de síntesis Fuentes de alimentación electrónica', Fuentes de alimentación electrónica
- [13] Guías Jurídicas, Definición precio relativo.
https://guiasjuridicas.wolterskluwer.es/Content/Documento.aspx?params=H4slAAAAAAEAMtMSbF1jTAAASNTIzNztbLUouLM_DxblwMDS0NDQ7BAZlqlS35ySGVBqm1aYk5xKgB3aYC7NQAAAA==WKE#:~:text=Se%20define%20un%20precio%20relativo,en%20t%C3%A9rminos%20de%20otro%20bien.&text=Matem%C3%A1ticamente%20hablando%20C%20un%20precio%20relativo,unidad%20adicional%20de%20otro%20bien

- [14] Texas Instruments, UCC28740 datasheet, 2018.
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28742.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&DCM=yes&ref_url=https%3A%2F%2Fwww.mouser.es%2F&distId=26
- [15] Julio Cesar Castro Campos: Desarrollo teórico experimental de un nuevo convertidor aislado CC-CC con dos formas de procesar energía, 2003
- [16] Cristian Vidondo Perez: Fuente de alimentación Flyback con control en pico de corriente controlada por el DSPIC33FJ16GS502, 2019
- [17] Texas Instruments, UCC28742 datasheet, 2018.
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28742.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&DCM=yes&ref_url=https%3A%2F%2Fwww.mouser.es%2F&distId=26
- [18] Texas Instruments, UCC25640x datasheet, 2021.
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc256404.pdf?ts=1653416976419&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [19] On Semiconductor, NPC12510 datasheet, 2020.
https://www.mouser.es/datasheet/2/308/NCP12510_D-1812377.pdf
- [20] On Semiconductor, NCP1342 datasheet, 2021.
https://www.mouser.es/datasheet/2/308/1/NCP1342_D-2316654.pdf
- [21] G. C. CHRYSSIS: High-Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design. New York, McGraw-Hill, 1989.
- [22] Texas Instruments, UCC28742 datasheet, 2018.
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28742.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&DCM=yes&ref_url=https%3A%2F%2Fwww.mouser.es%2F&distId=26
- [23] Mouser, LTV-817 Datasheet, 2017.
https://www.mouser.es/datasheet/2/239/LTV-8X7_series_201610_-1544776.pdf
- [24] Texas Instruments, UCC28742 datasheet, 2018.
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28742.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&DCM=yes&ref_url=https%3A%2F%2Fwww.mouser.es%2F&distId=26
- [25] Maxim Integrated Products, APP1166, 2002.
<https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/app-notes/1/1166.html>
- [26] N. MOHAN, T. M. UNDELAND and W. P. ROBBINS: Power Electronics: Converters, Applications and Design. New York, John Wiley and Sons, 1995.
- [27] J. L. MUÑOZ y S. HERNÁNDEZ: Sistemas de alimentación conmutados. Madrid, Paraninfo, 1997.

- [28] K.H. BILLINGS: Switchmode Power Supply Handbook. New York, McGraw-Hill, 1989.
- [29] Francesca Daura, Método de cálculo de un circuito Snubber, 2019.
<https://www.cemdal.com/2019/07/25/m%C3%A9todo-de-c%C3%A1lculo-de-un-circuito-snubber/>
- [30] Texas Instruments, Isolated flyback compensation techniques.
<https://training.ti.com/kr/isolated-flyback-compensation-techniques>
- [31] On Semiconductor, The TL431 in the control of switching power supplies.
<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND381-D.PDF>
- [32] Jennifer Read, EMSNOW, Clearance and creepage rules for PCB assembly, 2019.
<https://www.emsnow.com/clearance-and-creepage-rules-for-pcb-assembly/>
- [33] Mouser, TCLT100 Datasheet, 2015.
<https://www.mouser.es/datasheet/2/427/tclt1000-1767312.pdf>