



**Universidad
Europea**

UNIVERSIDAD EUROPEA DE MADRID

ESCUELA DE ARQUITECTURA, INGENIERÍA Y DISEÑO

ÁREA INGENIERÍA INDUSTRIAL

**MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA
INDUSTRIAL**

TRABAJO FIN DE MÁSTER

**Diseño electrónico de una fuente de
alimentación para un transmisor comercial de
televisión**

Alumno: JAVIER GIL ARRIERO

Director: VÍCTOR MANUEL PADRÓN NÁPOLES

MAYO 2023

TÍTULO: Diseño electrónico de una fuente de alimentación para un transmisor comercial de televisión.

AUTOR: Javier Gil Arriero

DIRECTOR DEL PROYECTO: Víctor Manuel Padrón Nápoles

FECHA: Mayo de 2023

RESUMEN

Este documento presenta el diseño de una fuente de alimentación electrónica para un transmisor comercial de televisión. Este trabajo comienza con una introducción que describe los objetivos y el alcance del proyecto, continúa con el contexto y el papel de la fuente de alimentación en los transmisores de televisión y, por último, describe el proceso de desarrollo, que incluye diseño, simulación, diseño de PCB, diseño mecánico, verificación y validación. La parte principal de la tesis está dedicada al diseño electrónico de la fuente de alimentación. Describe las especificaciones y variantes de la fuente de alimentación y explica cómo se seleccionó el diseño final. La tesis también describe simulaciones y diseños para el control, los snubbers y las salidas de la fuente de alimentación. Finalmente, se adjuntan las conclusiones y las futuras líneas de trabajo.

Palabras clave: Broadcasting, PCB, convertidor Flyback en paralelo, Snubber, Rectificación, Voltaje, Control de voltaje tipo 3, Control de temperatura, Fuente de alimentación.

ABSTRACT

This document shows the design of an electronic power supply for a commercial television transmitter. The explanation starts with an introduction that outlines the objectives and scope of the project. It then goes on to describe the context and role of the power supply in television transmitters. The thesis then describes the process of development, which includes design, simulation, PCB design, mechanical design, verification and validation. The main part of the thesis is dedicated to the electronic design of the power supply. It describes the specifications and variants of the power supply and explains how the final design was selected. The thesis also describes simulations and designs for control, snubbers and power supply outputs. Finally, it concludes with conclusions and future lines of work.

Key words: Broadcasting, PCB, Parallel Flyback converter, Snubber, Rectification, Voltage, Type 3 voltaje control, Temperature control, Power supply.

ÍNDICE

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN	10
1.1 Objetivos.....	11
1.2 Alcance.....	12
1.3 Estructura de la memoria.....	12
Capítulo 2. Contexto y rol de la fuente	14
2.1 Transmisores de televisión (Broadcasting).....	14
2.1.1 Amplificadores de radiofrecuencia.....	14
2.2 Función de la fuente	15
Capítulo 3. Proceso de desarrollo	16
3.1 Software utilizado.....	16
3.2 Diseño.....	17
3.3 Proceso de simulación.....	17
3.4 Diseño de PCB y diseño mecánico.....	18
3.5 Puesta a punto.....	18
3.6 Verificación	19
3.7 Validación	19
Capítulo 4. Diseño electrónico de la fuente	20
4.1 Especificaciones	20
4.2 Etapa inicial de rectificación.....	20
4.3 Variantes.....	21
4.3.1 LLC y Flyback en serie	22
4.3.1.1 LLC	22
4.3.1.2 Flyback	23
4.3.2 Dos Flybacks en paralelo	24
4.4 Selección del diseño final	24
4.4.1 Transformador que se va a utilizar	24
4.5 Simulaciones y diseño	25
4.5.1 Control.....	26
4.5.1.1 Integrados de control	26
4.5.1.1.1 Integrado de control BM2SCQ12xT-LBZ.....	26
4.5.1.1.2 Integrado de control BD7684FJ.....	29
4.5.1.2 Lazos de control.....	33
4.5.1.2.1 Modificación de lazos para satisfacer el cambio de entrada.....	34

4.5.1.2.2	Modificación de lazos para satisfacer el cambio repentino de carga	36
4.5.2	Snubbers	40
4.5.2.1	Snubber del convertidor de alterna	41
4.5.2.2	Snubber del convertidor de continua	42
4.5.2.2.1	Snubber RCD	42
4.5.2.2.2	Snubber no disipativo	44
4.5.2.2.3	Snubber TVS	46
4.5.2.2.4	Elección snubber final	48
4.5.3	Alimentación de los integrados de control	48
4.5.3.1	Alimentación del integrado de control BM2SCQ12xT-LBZ	48
4.5.3.1.1	Problema señal del pin ZT	52
4.5.3.2	Alimentación del integrado de control BD7684FJ	56
4.6	Salidas de la fuente	58
4.6.1	Salida de +12V	59
4.6.2	Salida de -12V	61
4.6.3	Salida de +5V	62
4.7	Otros detalles del diseño electrónico	64
4.7.1	Control de temperatura del convertidor de continua	64
4.7.2	LEDs de señalización	65
4.7.3	Señalización de fallo	69
4.7.4	Generador de referencia de 2,5V	70
4.7.5	Fusibles y diodos de protección	71
4.7.6	Capacidades de filtrado y de desacople	72
4.7.7	Componentes no montados	72
4.7.8	Cálculo general de potencia nominal de resistores	73
4.7.9	Elección general de capacidades	74
Capítulo 5.	PCB y rutado	76
Capítulo 6.	Mecánica	80
6.1	Disipadores	80
6.2	Caja y encapsulado	82
Capítulo 7.	Conclusiones y líneas futuras	85
ANEXOS		87
PRESUPUESTO Y BOM		115
BIBLIOGRAFÍA		137

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Esquema general de la fuente	11
Figura 2: Esquema de la etapa inicial de rectificación	21
Figura 3: Transformador	25
Figura 4: Control de corriente del integrado de alterna	28
Figura 5: Arranque del integrado de control de alterna	29
Figura 6: Diagrama de bloques para la función BO del integrado de control de continua	31
Figura 7: Diagrama de bloques del pin ZT del integrado de control de continua	32
Figura 8: Lazo de control del convertidor de alterna	33
Figura 9: Lazo de control del convertidor de continua.....	34
Figura 10: Salida de +12V respecto a cambios de carga.....	36
Figura 11: Esquema del circuito modificador de referencia de lazos	37
Figura 12: Simulación del circuito modificador de referencia de lazos.....	38
Figura 13: Lazo de control de alterna con modificadores de referencia.....	38
Figura 14: Lazo de control de continua con modificadores de referencia	39
Figura 15: Indicadores para activar o desactivar los modificadores de la referencia de los lazos	39
Figura 16: Simulación con todas las modificaciones de las referencias.....	40
Figura 17: Snubber del convertidor de alterna	42
Figura 18: Simulación snubber RCD del convertidor de continua	43
Figura 19: Resultados del convertidor de continua sin snubber.....	44
Figura 20: Resultados del convertidor de continua con snubber RCD.....	44
Figura 21: Simulación snubber no disipativo con damper del convertidor de continua	45
Figura 22: Resultados del convertidor de continua con snubber no disipativo y damper	46
Figura 23: Simulación snubber TVS con damper del convertidor de continua	47
Figura 24: Resultados del convertidor de continua con snubber TVS y damper.....	47
Figura 25: Bomba capacitiva en el devanado auxiliar de la PS0400P02	49
Figura 26: Doblador de voltaje de media onda.....	49
Figura 27: Doblador de voltaje de onda completa.....	50
Figura 28: Simulación del circuito auxiliar del convertidor de alterna.....	51
Figura 29: Resultados de la simulación del circuito auxiliar del convertidor de alterna	51
Figura 30: Circuito del devanado auxiliar del convertidor de alterna.....	52
Figura 31: Diagrama de bloque del BM2SCQ123T_LBZ	53
Figura 32: Esquema de la simulación del circuito del pin ZT	54
Figura 33: Resultados de la simulación del circuito del pin ZT	54
Figura 34: Simulación para comparar los dos métodos de medición de la señal ZT	55
Figura 35: Resultados de la simulación para comparar los dos métodos de medición de la señal ZT	56
Figura 36: Simulación del circuito de arranque del integrado de control de continua.....	57
Figura 37: Resultados de la simulación del circuito de arranque del integrado de control de continua.....	57

Figura 38: Rectificación síncrona. Salida de +12V.....	60
Figura 39: Preparación salida sumada de +12V	60
Figura 40: Salida de -12V con regulador lineal	62
Figura 41: Convertidor de +12V a +5V.....	63
Figura 42: Preparación de la señal de +5V	64
Figura 43: Circuito de control de temperatura del convertidor de continua	65
Figura 44: Circuito para el LED que indica el funcionamiento del convertidor de alterna	66
Figura 45: Esquema de la simulación del circuito para el LED del convertidor de alterna	67
Figura 46: Resultados de la simulación del circuito para el LED del convertidor de alterna	67
Figura 47: Circuito para el LED que indica el funcionamiento del convertidor de continua	68
Figura 48: Circuito de detección de fallo de la fuente	70
Figura 49: Circuito de generación de 2,5V	71
Figura 50: Posibilidad de cambio de entrada de convertidor DC/DC	73
Figura 51: Medidas de la versión anterior de la fuente (PS0220P01)	77
Figura 52: Visualización 3D de la tarjeta de la fuente con los componentes principales	78
Figura 53: Disipador de cobre	81
Figura 54: Disipador de aluminio.....	82
Figura 55: Carcasa y tapas de la fuente	83
Figura 56: Carcasa y tapas de la fuente (vista explosionada).....	83
Figura 57: Fuente completamente fabricada y ensamblada	84
Figura 58: Fuente completamente fabricada y ensamblada (vista explosionada).....	84

AGRADECIMIENTOS

Me gustaría mostrar mi agradecimiento, en primer lugar, a la Universidad Europea de Madrid, junto a sus profesores, coordinadores y trabajadores por haberme proporcionado unos estudios completos durante el Master en Ingeniería de Sistemas Industriales que me han permitido realizar este Trabajo Fin de Máster. En especial quiero destacar mis agradecimientos a Víctor, mi director del TFM, que siempre ha estado atento y presente para ayudarme e interesado en el proyecto.

También quiero dar las gracias a mis amigos y mi familia, que me han respaldado y apoyado en la elaboración de este trabajo. Sobre todo, a mis padres, Javier Gil y Prado Arriero, por haberme proporcionado la oportunidad de cursar este master, darme la oportunidad de llegar hasta aquí y haberse leído multitud de borradores de este proyecto para darme sus impresiones, opiniones y sensaciones.

Por último, he de agradecer a mis compañeros de trabajo Rubén Gutiérrez y Raquel Juzgado por haberme ayudado en el desarrollo de esta fuente, resolviendo dudas y dando consejos. Por supuesto agradecer a BTESA por haberme permitido presentar este proyecto como TFM y a los demás trabajadores de otros departamentos los cuales han aportado valor tanto al diseño de la fuente como a este documento.

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN

En este Trabajo Fin de Máster se presenta el **diseño y desarrollo** de una **fuentes de alimentación redundante** para un **amplificador de radiofrecuencia** utilizado en un **transmisor comercial de televisión** desarrollado en y para la empresa Broad Telecom S.A. (BTESA). La fuente de alimentación se encarga de transformar la corriente alterna de la red eléctrica en corriente continua de +12V, -12V y 5V para alimentar los circuitos del amplificador de radiofrecuencia. Esta fuente tendrá el código interno de la empresa PS0220P02.

La fuente de alimentación se ha diseñado con características de redundancia, lo que significa que cuenta con un **sistema de respaldo** que garantiza la continuidad del suministro eléctrico en caso de fallo en la red de corriente alterna. Este sistema de respaldo se basa en una entrada de corriente continua de 48V, proveniente de una **batería**, que permite seguir funcionando a la fuente de alimentación y, por ende, al amplificador de radiofrecuencia en caso de fallo en la red eléctrica.

El diseño de la fuente de alimentación se ha llevado a cabo mediante el uso de técnicas y herramientas de ingeniería eléctrica avanzadas, como el análisis de circuitos, la simulación y el diseño de circuitos impresos. Además, se han considerado aspectos importantes como la eficiencia energética, la estabilidad y la seguridad eléctrica.

La cantidad de fuentes producidas dependerá de las necesidades de la empresa, futuros contratos, etc. En BTESA se hacen proyectos llave en mano y se satisfacen pedidos muy concretos según lo solicitado por cada cliente. No se puede hacer una estimación de cuantas unidades se producirán de esta fuente, seguramente cientos.

A pesar de que el esquema y el montaje de la fuente están detallados en el Anexo 3 y el Anexo 4 respectivamente; y su diseño explicado en el Capítulo 4, el Capítulo 5 y el Capítulo 6; se expone la Figura 1 en esta introducción a modo orientativo y para proporcionar una visión general de la fuente:

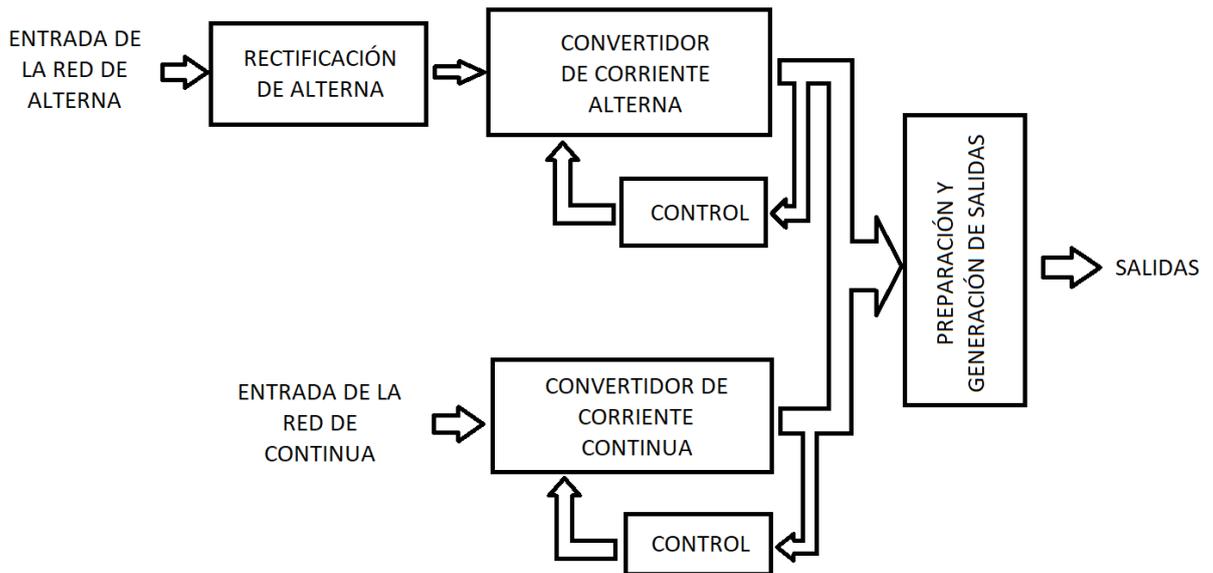


Figura 1: Esquema general de la fuente

1.1 Objetivos

El **objetivo principal** del diseño es **desarrollar una fuente de alimentación redundante** que **sustituya** a la **versión antigua** utilizada en BTESA durante muchos años. Esta fuente antigua ya se había quedado obsoleta y no cumplía con las exigencias actuales en términos de eficiencia energética y seguridad eléctrica.

En este sentido, uno de los desafíos a superar en el diseño de la nueva fuente de alimentación ha sido el de mantener las **mismas dimensiones y conectores** de entrada y salida que la fuente antigua. Esto ha requerido un análisis minucioso de las especificaciones técnicas y una cuidadosa selección de los componentes eléctricos.

Esta nueva fuente de alimentación debe garantizar la compatibilidad con otras, así como con sistemas externos. En este sentido, es necesario que las **señales de salida** de la fuente sean **preparadas** para ser sumadas a otras posibles salidas de otras fuentes, con su correspondiente **protección** para evitar cualquier tipo de sobrecarga que pueda ocurrir en las conexiones externas de las salidas y afecte negativamente o dañe esta fuente.

Además, se ha buscado mejorar la **eficiencia energética** de la fuente de alimentación mediante la implementación de técnicas de conversión de energía y regulación de voltaje avanzadas. Esto permitirá reducir el consumo de energía y prolongar la vida útil de la batería de respaldo.

En todo el proceso de diseño se ha de tener en cuenta que la fuente se va a fabricar y va a pasar por los distintos departamentos de la empresa para ser montada, soldada,

y comprobada eléctricamente. Es relevante tener en cuenta en el diseño que la fuente va a pasar por todos estos **procesos** y priorizar **agilizarlos**.

Si es posible, un objetivo secundario sería **abatar los costes de fabricación** de la fuente respecto a la versión anterior.

1.2 Alcance

El alcance de este proyecto incluye el **diseño y desarrollo completo** de una nueva fuente de alimentación redundante para un amplificador de radiofrecuencia utilizado en un transmisor comercial de televisión. El objetivo es reemplazar la versión antigua existente en BTESA, mejorando la eficiencia energética y la seguridad eléctrica, mientras se mantiene las mismas dimensiones y conectores de entrada y salida que la fuente antigua.

En primer lugar, se llevará a cabo el **diseño eléctrico** de la fuente de alimentación, considerando aspectos como la conversión de energía, la regulación de voltaje y la protección contra sobretensiones y sobre temperatura. Se utilizarán técnicas y herramientas de ingeniería eléctrica avanzadas y se cumplirán las normativas aplicables. Para optimizar el diseño de la fuente de alimentación, se llevarán a cabo pruebas en simulaciones para evaluar diferentes disposiciones y seleccionar la mejor opción en términos de eficiencia eléctrica, tamaño y coste de fabricación.

En segundo lugar, se ha de **diseñar la parte mecánica** de la fuente y se ha de diseñar y rutar la PCB, proporcionando toda la información relevante al departamento encargado y estando presente en el proceso de diseño.

Finalmente, si los plazos lo permiten, se llevarán a cabo **pruebas físicas** en el taller con los primeros prototipos para asegurar que todo funciona como se ha diseñado y corregir los errores detectados en la realidad que no se detectaron en las simulaciones. Se elaborará un documento que explique las pruebas que tienen que hacer los técnicos de la empresa sistemáticamente a cada nueva fuente fabricada para asegurar el correcto montaje, soldado y funcionamiento de esta.

1.3 Estructura de la memoria

La estructura de la memoria está dividida en distintos capítulos en los que se explicarán; exceptuando los objetivos, el alcance y la estructura de la memoria que ya han sido elaborados; el contexto y rol de la fuente, el proceso de desarrollo, el diseño electrónico de la fuente y las conclusiones y líneas futuras. A lo largo de estos capítulos se proporciona un contexto sobre los transmisores de televisión y la función de la fuente de alimentación. Después se argumentará en el proceso de desarrollo, incluyendo el diseño, la simulación, el diseño de PCB, la puesta a punto y la verificación y validación. A continuación, el documento se centra en el diseño electrónico de la fuente, incluyendo las especificaciones, las variantes, la selección

del diseño final y las simulaciones. Finalmente, se presentan las conclusiones y líneas futuras del proyecto.

Al final del documento, se encontrarán los anexos, un presupuesto del proyecto y una bibliografía.

Capítulo 2. Contexto y rol de la fuente

Esta fuente de alimentación se utilizará para **generar potencia** para **alimentar a los amplificadores de radiofrecuencia** que potencian la señal de los transmisores de televisión.

2.1 Transmisores de televisión (Broadcasting)

Los transmisores de televisión son dispositivos electrónicos que se utilizan para transmitir señales de televisión desde una estación de transmisión a los receptores de televisión.

Estos transmisores se componen de una etapa de entrada, una etapa de modulación y una etapa de salida. La etapa de entrada recibe la señal de televisión de la estación de transmisión y la envía a la etapa de modulación, donde se modula la señal para convertirla en una señal de radiofrecuencia. Esta se envía a la etapa de salida, donde se amplifica con un amplificador de radiofrecuencia. La señal amplificada se envía a los receptores de televisión.

Por lo tanto, los **amplificadores de radiofrecuencia se utilizan en los transmisores de televisión para aumentar la potencia de la señal de radiofrecuencia** que se transmite desde la estación de transmisión hasta los receptores de televisión.

2.1.1 Amplificadores de radiofrecuencia

Los amplificadores de radiofrecuencia son dispositivos electrónicos que se utilizan para aumentar la potencia de una señal de radiofrecuencia. En este caso, dichos amplificadores se utilizan en el broadcasting de canales de televisión para aumentar la potencia de la señal de radiofrecuencia que se transmite desde la estación de transmisión hasta los receptores de televisión. Esto permite que la señal llegue a ellos con una potencia suficiente para ser recibida y procesada.

Las etapas que se llevan a cabo en los amplificadores de radiofrecuencia son: una etapa de **entrada**, una etapa de **amplificación** y una etapa de **salida**. La etapa de entrada recibe la señal de radiofrecuencia de la estación de transmisión y la amplifica para aumentar su potencia. Esta señal se envía a la etapa de amplificación, donde se amplifica aún más para aumentar la potencia de la señal. Finalmente, se envía a la etapa de salida, y de allí a los receptores de televisión.

Estos amplificadores también se diseñan para trabajar con una ganancia específica, que se mide en decibelios (dB) y se utiliza para asegurar que la señal de radiofrecuencia se amplifique lo suficiente para llegar a los receptores de televisión con una potencia suficiente para ser recibida y procesada.

En resumen, los amplificadores de radiofrecuencia se utilizan en el broadcasting de canales de televisión para aumentar la potencia de la señal de radiofrecuencia que se transmite desde la estación de transmisión hasta los receptores de televisión. Estos amplificadores se diseñan para trabajar en un rango de frecuencias específico y con una ganancia específica para asegurar que la señal de radiofrecuencia llegue a los receptores de televisión con una potencia suficiente para ser recibida y procesada. [1]

2.2 Función de la fuente

Estos amplificadores han de **alimentarse** con energía en forma de electricidad y aquí es donde entran en juego las **fuentes de alimentación**. Las usadas para amplificadores de radiofrecuencia son dispositivos electrónicos que se utilizan para proporcionar a estos energía eléctrica.

Estas fuentes de alimentación se componen de una etapa de **entrada**, una etapa de **regulación** y una etapa de **salida**. La etapa de entrada recibe la energía eléctrica de la red eléctrica y la envía a la etapa de regulación, donde se consigue proporcionar una tensión y una corriente específicas. Esta energía regulada se envía a la etapa de salida, donde se convierte en una señal, o señales, de corriente continua que se envía al amplificador de radiofrecuencia.

Como las fuentes de alimentación para amplificadores de radiofrecuencia se diseñan para trabajar con una tensión y una corriente específicas, esto significa que la fuente de alimentación debe **proporcionar la cantidad correcta de energía eléctrica** para alimentar el amplificador de radiofrecuencia. Esto asegura que el amplificador de radiofrecuencia funcione correctamente y que la señal de radiofrecuencia se amplifique lo suficiente para llegar a los receptores de televisión con la potencia requerida.

Capítulo 3. Proceso de desarrollo

En este capítulo se explicarán los **pasos** que se han seguido para desarrollar y diseñar la fuente. En los siguientes capítulos será donde se entre en detalle con los diferentes procesos.

3.1 Software utilizado

Los **programas informáticos** que se van a utilizar para desarrollar esta fuente son PSIM, LTSpice, PADS Mentor, AutoCAD, Office 365 (Word y Excel) y Fas5.

- **PSIM** [2]: Programa de simulación de circuitos eléctricos y electrónicos que permite diseñar, analizar y optimizar diferentes tipos de sistemas. PSIM ofrece una interfaz gráfica de usuario intuitiva y fácil de usar, donde se pueden arrastrar y soltar los componentes del circuito y conectarlos con cables. PSIM también cuenta con una amplia biblioteca de elementos y modelos predefinidos, que abarcan desde fuentes de alimentación hasta motores y controladores. PSIM permite realizar simulaciones en el dominio del tiempo, la frecuencia y el estado, así como obtener resultados numéricos y gráficos. PSIM es una herramienta útil para estudiantes, profesores e ingenieros que quieren aprender o trabajar con circuitos eléctricos y electrónicos.
- **LTSpice** [3]: Programa de simulación de circuitos electrónicos que permite diseñar, analizar y optimizar diferentes tipos de circuitos. El programa utiliza un lenguaje de descripción de hardware (HDL) para representar los componentes y las conexiones del circuito. LTSpice ofrece una interfaz gráfica de usuario (GUI) que facilita la creación y la edición de los esquemas del circuito, así como la visualización de los resultados de la simulación. LTSpice también permite realizar análisis de frecuencia, transitorio, ruido, distorsión armónica y otros parámetros del circuito. LTSpice es un programa gratuito y de código abierto que se puede descargar desde el sitio web oficial. En este programa los lazos cerrados de control tardan mucho en simularse, cualquier parte de circuito que contenga un lazo de control se simulará en PSIM.
- **PADS Mentor** [4]: Este programa es una herramienta de diseño electrónico que permite crear y modificar circuitos impresos de forma rápida y eficiente. Con este programa se puede diseñar el esquema eléctrico, la disposición de los componentes, el rutado de las pistas y la generación de los archivos necesarios para la fabricación del circuito. El programa PADS Mentor también ofrece funciones de simulación, verificación y análisis de los diseños, así como una amplia biblioteca de componentes y modelos.
- **AutoCAD** [5]: Un programa de diseño asistido por computadora que permite crear y modificar planos, dibujos y modelos en 2D y 3D. AutoCAD ofrece una interfaz gráfica de usuario que facilita el uso de sus herramientas y comandos. Con AutoCAD se pueden realizar desde proyectos simples hasta complejos, como arquitectura, ingeniería, diseño industrial y animación. AutoCAD es

compatible con diversos formatos de archivo y se puede integrar con otros programas de la misma empresa o de terceros. En este programa es donde se diseñarán las piezas mecánicas y se realizarán algunos planos de tarjetas y componentes eléctricos.

- **Word y Excel [6]:** Dos programas que forman parte de la suite ofimática Office de Microsoft. Ambos tienen funciones diferentes y complementarias para crear y editar documentos de texto, hojas de cálculo, gráficos, tablas y otros elementos. Word es un procesador de textos que permite escribir documentos con formato, insertar imágenes, ecuaciones, citas, índices y otros elementos. Excel es un programa de hojas de cálculo que permite realizar cálculos matemáticos, estadísticos, financieros y otros con datos numéricos o alfanuméricos. También permite crear gráficos, tablas dinámicas, macros y otras herramientas de análisis de datos.
- **Fas5 [7]:** El software FAS-5 es un ERP (Enterprise Resource Planning) que permite a las empresas controlar todos los procesos de la compañía. En este caso ha sido utilizado para gestionar la lista de materiales y componentes de la fuente.

3.2 Diseño

Antes de realizar el diseño de la fuente, el jefe de departamento junto al resto de trabajadores se reunirá para **plantear los objetivos** que esta nueva fuente ha de cumplir al reemplazar a la versión anterior.

También se **valorarán** los diseños y partes de **diseños ya realizados para otras fuentes** que se puedan integrar en esta, reduciendo así el coste de diseño y reaprovechando componentes que se encuentran en stock en la empresa.

En las partes del diseño que sean nuevas también se priorizará la utilización de componentes que se encuentren en stock en la empresa, ya sea para no hacer crecer el catálogo del almacén de la empresa, como para reducir el estocaje de previsión y para utilizar componentes que se conocen de previos diseños y reducir así posibles problemas.

3.3 Proceso de simulación

En realidad, el proceso de **simulación electrónica** forma parte del de diseño, o más bien es un proceso que va a la **par al diseño** ya que se están constantemente **retroalimentando**. Si una simulación no sale bien, o se puede mejorar, se vuelve al proceso de diseño y se modifican los aspectos necesarios para optimizar el resultado final.

Este proceso de simulación es clave en el desarrollo de la fuente, ya que permite prever cualquier problema que pueda surgir en su funcionamiento y corregirlo antes

de la fabricación de los prototipos, ahorrando así mucho tiempo y dinero. Además, también permite verificar que los componentes seleccionados cumplen con las especificaciones requeridas y que la eficiencia energética es óptima.

En resumen, el proceso de simulación es una herramienta fundamental para **garantizar que la fuente cumpla con todos los requisitos y objetivos** establecidos en el proyecto.

3.4 Diseño de PCB y diseño mecánico

Esta parte del diseño de la fuente es realizada por otro departamento en la empresa, al igual que el diseño mecánico de los **disipadores térmicos** y **piezas metálicas**.

A pesar de esto, en el diseño electrónico se han de tener en cuenta las restricciones que se podrán encontrar los demás departamentos con el rutado de la PCB y el diseño de las piezas mecánicas.

En este proceso, la interacción y coordinación entre los distintos departamentos es esencial para garantizar un resultado óptimo y satisfactorio. Todos los departamentos implicados deben trabajar de manera conjunta para asegurarse que los requisitos mecánicos, electrónicos y de producción se cumplan y que el diseño final sea viable y rentable. Además, esta colaboración permite identificar posibles problemas y solucionarlos antes de que se produzcan, reduciendo así los costes y aumentando la eficiencia del proceso de diseño. Debido a esto, tanto los diseños y las comunicaciones como las reuniones internas entre departamentos se dan desde el principio. En un diseño eléctrico acaba habiendo partes pensadas tanto para satisfacer necesidades de rutado como mecánicas y viceversa.

En resumen, la colaboración y la retroalimentación continua entre los departamentos son claves para asegurar el éxito del diseño de la fuente.

3.5 Puesta a punto

Una vez que se ha completado el diseño electrónico y el PCB, es necesario realizar una puesta a punto para **garantizar su correcto funcionamiento**. Esto incluye la conexión de los componentes y su verificación para asegurarse de que todo está en su lugar y que se realizan las funciones esperadas. Además, se realiza una verificación de los voltajes y corrientes para garantizar que se encuentran dentro de los límites especificados en el diseño. La puesta a punto es crucial para asegurar que la fuente funcione correctamente y cumpla con los requisitos especificados.

Este proceso no solo se realizará con los primeros prototipos de la fuente por el ingeniero de diseño electrónico, sino que también se ha de realizar metódicamente para todas las unidades fabricadas, lo que internamente es llamado como proceso de “ajuste”. Para esto la empresa cuenta con técnicos que realizan este tipo de tareas en la fábrica. Como parte del diseño de la fuente, se ha de redactar un archivo que indique a los técnicos que pasos han de dar para hacer la comprobación y puesta a punto de las unidades fabricadas. También se ha de fabricar un probador en el que los técnicos puedan conectar las fuentes fabricadas y realizar estas pruebas.

3.6 Verificación

Una vez que se ha **completado el diseño** y se ha puesto a punto la fuente, es necesario verificar su correcto funcionamiento y que cumpla con las **especificaciones requeridas**. Esto se puede hacer mediante **pruebas de laboratorio**, con equipos de medida y comparándolos con los resultados obtenidos en la simulación.

3.7 Validación

Después de la verificación, se realiza la validación del diseño. Esto implica comprobar el **rendimiento** de la fuente en condiciones reales de uso, con las cargas y las características del entorno real. Esto puede ser en forma de **pruebas en campo**, con equipos de medida y comparando los resultados con los datos obtenidos en la simulación y en la verificación. La validación permite asegurarse de que la fuente cumple con las especificaciones y de que es apta para su uso en las aplicaciones previstas.

Al contrario que en el apartado anterior, la verificación y la validación únicamente se realiza con los prototipos por el ingeniero de diseño electrónico, ya que lo que se verifica es el diseño, no la fabricación. Esto último ya se hace en la puesta a punto.

Capítulo 4. Diseño electrónico de la fuente

4.1 Especificaciones

Esta fuente, al igual que la versión antigua, tendrá que **aportar +12V, -12V y +5V de corriente continua**. La **salida principal**, la que más potencia tiene que dar, es la de **+12V**, que tendrá que aportar **65W**.

Las entradas de esta fuente también tienen que adaptarse a las entradas de la versión antigua. Esto quiere decir que la **entrada** de corriente continua es la misma **batería de 48V** y la de alterna tiene que aceptar **110V o 220V en corriente alterna**.

También existen unas especificaciones en las **dimensiones máximas de la fuente**, las cuales son tratadas en el Capítulo 5 y el Capítulo 6, pero que también se han tenido en cuenta para el diseño electrónico de la fuente.

4.2 Etapa inicial de rectificación

La etapa inicial de rectificación es el proceso de **convertir** una señal de corriente alterna (**CA**) en una señal de corriente continua (**CC**) mediante el uso de diodos. Un diodo es un componente electrónico que permite el paso de la corriente en un solo sentido, bloqueando el sentido opuesto. Un puente rectificador de diodos es un circuito formado por cuatro diodos conectados en serie en forma de puente, que permite la rectificación de onda completa, es decir, aprovechar los dos semiciclos de la señal de CA para obtener una señal de CC más estable y con menos rizado.

La **rectificación de onda completa** es el proceso de convertir una señal de corriente alterna (CA) en una señal de corriente continua (CC) que tiene el mismo valor absoluto que la original, pero sin cambiar de polaridad. Para lograr esto, se utiliza un circuito rectificador de onda completa que consta de cuatro diodos y una bobina de choque.

El funcionamiento de la rectificación de onda completa consiste en convertir la corriente alterna en corriente continua mediante un puente de diodos que permite el paso de los dos semiciclos de la onda, positivo y negativo, invirtiendo la polaridad del negativo. Así se obtiene una señal continua pulsante con el doble de frecuencia que la alterna. [8]

Una bobina de choque de modo común es un tipo de **filtro EMC** que se utiliza para suprimir el ruido eléctrico que se produce en los circuitos cuando hay una diferencia de potencial entre las líneas de alimentación y la tierra. Este ruido puede interferir con el funcionamiento de otros dispositivos electrónicos y causar problemas de compatibilidad electromagnética. Una bobina de choque de modo común consiste en dos o más devanados enrollados alrededor de un núcleo magnético común, de forma que el flujo magnético generado por una corriente en un devanado se cancela con el flujo generado por la corriente opuesta en el otro devanado. De esta manera, la bobina

de choque de modo común ofrece una alta impedancia al ruido de modo común y una baja impedancia al ruido diferencial o a la señal deseada. [9]

La capacidad de salida del circuito rectificador depende de la relación entre el voltaje y la corriente de las señales de CA y CC. El voltaje pico de la señal de CC es igual al voltaje pico de la señal de CA menos la caída de voltaje en los diodos. Esta capacidad hace que los cambios en tensión estén amortiguados, lo que resulta que la forma senoidal con valor absoluto se transforme en una señal casi continua.

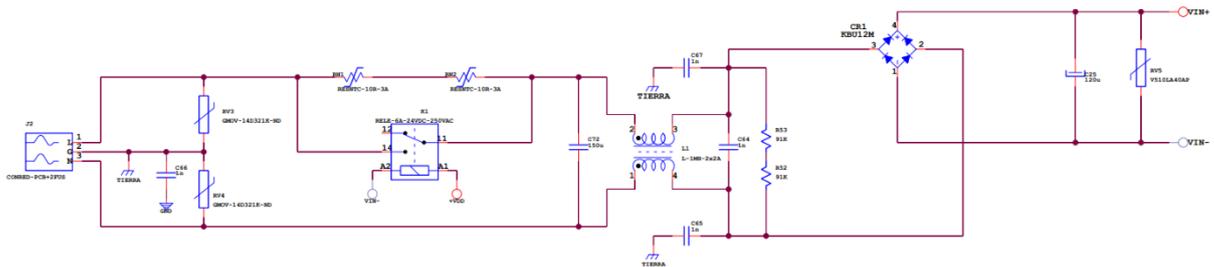


Figura 2: Esquema de la etapa inicial de rectificación

Antes de la bobina se encuentran un par de NTCs. La resistencia NTC (Negative Temperature Coefficient) es un tipo de resistencia que disminuye su valor al aumentar la temperatura. Se utiliza para medir la temperatura o proteger circuitos electrónicos de sobrecalentamiento. Está formada por un material semiconductor, como el óxido de hierro o el silicio. En este caso es utilizada para disminuir el pico de corriente generado al enchufar la fuente a la red eléctrica. A pesar de que las pérdidas de estos componentes bajan según incrementa su temperatura, o sea a lo largo del tiempo según la corriente pasa por ellos, se ha colocado un relé en paralelo. Este relé es comandado por una señal que se activará cuando el circuito que se encuentra después del rectificador se pone en marcha. Cuando el relé recibe esta señal, se cierra para que la corriente no pase a través de las NTCs y las pérdidas sean todavía más pequeñas.

Este circuito también consta de una serie de protecciones y filtros mencionadas y explicadas en el apartado 4.7.5 y el 4.7.6 respectivamente.

4.3 Variantes

En el presente apartado de la memoria, se abordará el proceso de diseño de la fuente que se utilizada.

En el desarrollo de este proyecto, se han valorado diferentes **alternativas de diseño**, tomando en cuenta los costes de fabricación, los costes de componentes y el volumen

total que puede ocupar la fuente. Se han realizado estimaciones para evaluar la eficiencia eléctrica y el tamaño adecuado de la fuente.

Después de un exhaustivo análisis, se ha seleccionado el diseño final, que cumple con todas las especificaciones requeridas y que presenta una combinación **óptima entre coste, tamaño y eficiencia**. En el siguiente apartado, se describirá en detalle el diseño escogido, incluyendo la selección de componentes y la justificación de las decisiones tomadas.

4.3.1 LLC y Flyback en serie

Como se enunció en el capítulo 1 de este documento, las entradas de la fuente consisten en una entrada de red en corriente alterna y otra entrada desde una batería en corriente continua.

Una de las primeras arquitecturas planteadas fue la utilización de dos etapas en serie. La primera etapa estaría compuesta por una LLC que elevaría la tensión de la entrada (48VDC) proveniente de la batería a la tensión rectificada de la entrada de red (200VDC). Una vez unificadas ambas entradas, se aplicaría una segunda etapa reductora utilizando una tipología flyback que generaría las salidas deseadas.

4.3.1.1 LLC

LLC es una topología de **convertidor DC-DC resonante** en electrónica de potencia. La sigla LLC proviene de las iniciales de las tres partes que componen su diseño: el inductor (L), el capacitor de resonancia (C) y el transformador de acoplamiento (L). Esta topología se caracteriza por ser un convertidor resonante que combina una parte de resonancia y una parte de acoplamiento [10].

La LLC tiene varias ventajas en comparación con otras topologías de convertidores, como una alta eficiencia, baja corriente de entrada y alta densidad de potencia. Además, puede operar en un amplio rango de voltajes de entrada y salida y es capaz de manejar grandes corrientes de salida. También es más silencioso en términos de interferencia electromagnética (EMI) que otros convertidores.

Aunque la topología LLC presenta varias ventajas, también tiene algunas desventajas e inconvenientes [11]. Algunos de ellos son:

- **Complejidad del diseño:** el diseño de la topología LLC es más complejo que otras topologías, ya que involucra tres inductancias y dos capacitancias, lo que aumenta la dificultad del diseño y el control del circuito.
- **Mayor costo:** debido a la mayor cantidad de componentes y a la complejidad del diseño, el costo de una fuente de alimentación basada en la topología LLC es mayor que el de otras topologías.

- **Mayor sensibilidad a las variaciones en la carga:** la topología LLC es más sensible a las variaciones en la carga que otras topologías, lo que puede afectar la eficiencia y la estabilidad del circuito.
- **Pérdidas por conmutación:** como ocurre en otras topologías, la topología LLC también tiene pérdidas por conmutación en los interruptores, lo que puede afectar la eficiencia del circuito.

4.3.1.2 *Flyback*

Un convertidor flyback es un tipo de **convertidor de energía eléctrica de corriente continua (DC) a corriente continua (DC)** utilizado en electrónica de potencia. Es un convertidor de tipo aislado que se utiliza para convertir una entrada de corriente continua de alto voltaje en una salida de corriente continua de voltaje más bajo y controlable.

El funcionamiento del convertidor flyback se basa en la transferencia de energía almacenada en un inductor y un transformador de núcleo de aire. Durante el tiempo en que se aplica un pulso de entrada, la corriente del inductor aumenta y almacena energía en el campo magnético del inductor. Cuando el pulso se detiene, la corriente del inductor se descarga a través de un diodo que forma un bucle con el transformador, transfiriendo la energía almacenada en el inductor al transformador y generando una salida de voltaje en la carga. [12]

El convertidor flyback se utiliza comúnmente en aplicaciones que requieren un aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida, como en fuentes de alimentación de baja potencia, cargadores de baterías y dispositivos electrónicos de consumo. También se utiliza en aplicaciones donde se requiere una amplia variedad de voltajes de salida, ya que la relación de vueltas del transformador se puede ajustar para proporcionar una amplia gama de voltajes de salida.

Las ventajas del convertidor flyback incluyen su **simplicidad, bajo costo y alta eficiencia en cargas ligeras**. También permite la regulación de voltaje y corriente de salida y es capaz de generar múltiples salidas de voltaje. Además, el diseño del transformador utilizado en el flyback es más simple que en otros convertidores.

Sin embargo, una de las principales desventajas del convertidor flyback es que tiene una baja densidad de potencia debido a la limitación en la frecuencia de conmutación y al tamaño del transformador. También tiene una distorsión armónica elevada en la forma de onda de corriente de entrada y una alta sensibilidad a la variación de la carga. Además, el diseño del transformador puede ser complicado en aplicaciones de alta potencia y puede ser difícil controlar el rizado de la corriente en la salida.

4.3.2 Dos Flybacks en paralelo

Otro planteamiento para conseguir el objetivo es la implementación de dos flybacks en paralelo.

Uno de estos convertidores estaría ubicado justo después del rectificador de corriente alterna y otro en la entrada de corriente continua. Las salidas de ambos convertidores se suman para generar las salidas deseadas de la fuente, de manera que, si la entrada de alterna está aportando energía y la de continua no y viceversa, siempre se esté generando la salida deseada. [13]

Los posibles inconvenientes derivados de la utilización de esta tipología son:

- En la misma placa van a estar conviviendo tres grupos de señales de potencia: las salidas (secundario del transformador), alterna rectificada (primario de un transformador) y continua (primario del otro transformador). La correcta localización de componentes y el rutado es algo crítico utilizando este método con el espacio disponible.
- Si el control de ambos lazos de los dos convertidores tiene como objetivo generar la misma tensión en la salida se dará el caso de que, aunque la entrada de alterna este conectada y aportando energía, el convertidor de continua también esté encendido aportando energía. Esto no es un problema para la fuente, pero sí que drenaría la batería. El objetivo de la batería es que entre en acción cuando haya algún problema con el aporte de la red de alterna, si la batería ya se ha estado drenando poco a poco con el funcionamiento normal y está vacía la fuente no sería capaz de generar las salidas necesarias.

4.4 Selección del diseño final

En las simulaciones de esta fuente utilizando la variante de la LLC se ha comprobado que la corriente por el devanado primario (de unos 6A) era **excesiva** para utilizar un MasterGan, habrían hecho que el espacio necesario fuese aún más grande. Este problema sumado al resto de desventajas generadas por el uso de una LLC mencionadas anteriormente junto a la experiencia de previos diseños de fuentes, se ha concluido que la mejor topología para desarrollar este proyecto es la de dos flybacks en paralelo.

4.4.1 Transformador que se va a utilizar

Además, se ha comprobado que el tamaño de los dos transformadores, heredados de otros convertidores utilizados en la empresa, que se utilizarían en las dos flybacks en paralelo hace que sea posible colocarlas en la placa con una

disposición que facilite el rutado y permita mantener separadas las señales de potencia.



Figura 3: Transformador

Al diseñar cualquier fuente de alimentación con aislamiento galvánico, es fundamental comenzar por el diseño del transformador. Sin embargo, en algunos casos, como en nuestro diseño, el transformador ya está preestablecido por las especificaciones del proyecto. En esta situación, lo que se puede hacer es calcular los parámetros principales del transformador y asegurarse de que cumplan con los requisitos del integrado de control. El Anexo 2 del proyecto contiene información detallada sobre las principales características del transformador utilizado en este diseño, y en el Anexo 1 se recogen los cálculos de comprobación que se hicieron en otro diseño de otra fuente de alimentación similar.

En esa otra fuente de alimentación se concluyó que el **diseño del transformador cumple con las especificaciones recomendadas** para trabajar con los integrados de control (de estos integrados se hablará en este documento más adelante en el apartado 4.5.1.1), con un valor del VOR de 95,76V y un ciclo de trabajo máximo del 29,3%. Además, se ha comprobado que la inductancia en el primario es adecuada para trabajar a más de 30 kHz y que el núcleo no satura. Se han obtenido valores seguros de corriente de pico y número de vueltas en el primario para evitar la saturación del núcleo. En general, el transformador cumple con los requisitos del diseño y es adecuado para su uso en la fuente de alimentación con aislamiento galvánico.

4.5 Simulaciones y diseño

El proceso de diseño y simulación fue un **proceso iterativo** en el cual se iba añadiendo complejidad y realismo al esquema mientras si iban mitigando los problemas que aparecían. A continuación, se detallarán los puntos o pasos más importantes en este proceso.

Se empieza realizando un **esquema básico** en la herramienta de simulación en la que se va a trabajar, en el caso de este proyecto es PSIM. Este esquema consta de las dos flybacks, simuladas por separado, sin un lazo de control.

Para el convertidor de alterna se planteó utilizar una placa de un convertidor diseñada por un compañero de departamento, Ignacio Escribano Diaz-Maroto, hace un par de años, que resulto tener un alto rendimiento. Finalmente, por problemas de espacio para colocar esta placa y cambios que habría que realizar para que funcionase acorde con los requerimientos de esta fuente se decidió no utilizarla, pero sí aprovechar gran parte del diseño para el convertidor de alterna. Muchos de los aspectos de este convertidor, con los componentes a utilizar ya calculados previamente por este compañero, se utilizarán y reaprovecharán en esta fuente permitiendo minimizar costes de ingeniería y utilizar componentes previamente testados. A lo largo de este documento se mencionará que cosas se han reutilizado en el proceso de diseño y que otras se han modificado o cambiado. En el Anexo 1 se encuentra un resumen de los datos de este convertidor.

4.5.1 Control

El control de ambas flybacks consta de un **lazo de control**, un **integrado de control** y un **mosfet** que es el que hace de interruptor para permitir y cortar el paso de la corriente por cada flyback.

4.5.1.1 *Integrados de control*

Los circuitos integrados de control en electrónica son dispositivos que **combinan varias funciones lógicas o analógicas en un solo chip**. Estos circuitos permiten simplificar el diseño y la fabricación de sistemas electrónicos, reduciendo el tamaño, el costo y el consumo de energía. Algunos ejemplos de circuitos integrados de control son los microcontroladores, los reguladores de voltaje, los temporizadores, los convertidores analógico-digitales y los controladores de motores. Estos circuitos se utilizan en diversas aplicaciones como la informática, la comunicación, la robótica, la automatización industrial y el control de procesos.

Los convertidores actuales precisan de integrados de control, o un circuito equivalente, para conseguir un rendimiento aceptable. Esta fuente tendrá dos integrados de control, uno para cada convertidor.

4.5.1.1.1 Integrado de control BM2SCQ12xT-LBZ

El convertidor de alterna utilizará el BM2SCQ12xT-LBZ [14] como integrado encargado del control de la flyback de alterna. Este integrado es el mismo que el que se utilizó en la fuente llamada PS0400P02, que a su vez es el mismo que el de la versión anterior llamada PS0400P01 mostrado en el Anexo 1.

Este componente es de especial interés porque **incorpora** no solo el **control**, sino también un **transistor** de SiC con una tensión de corte de 1200V y una tensión de ruptura de 1700V. Al incluir el conmutador en el control se evita la necesidad de agregar un mosfet de conmutación del primario y todo el acondicionamiento del driver de disparo externo. Además, la utilización de un mosfet de SiC permite reducir la resistencia interna del integrado conmutado en comparación con los mosfets convencionales, lo que minimiza las pérdidas durante la conducción. En términos generales, la inclusión de este integrado simplifica significativamente el diseño del convertidor de alterna, eliminando varios componentes externos y reduciendo las pérdidas durante la conducción.

Este integrado requiere una **resistencia de sensado** para el ajuste de la corriente. En esta parte también se utilizan los datos ya calculados para la fuente PS0220P02 mencionados en el Anexo 1. La explicación de estos cálculos es que el controlador de este circuito tiene en cuenta que, a medida que se incrementa la tensión de entrada, el tiempo en que el mosfet permanece encendido disminuye y la frecuencia aumenta. Esto quiere decir que como el transistor SiC integrado tiene un límite de tensión, existe un límite en frecuencia máxima y tiempo de encendido mínimo, lo que hace que la limitación de corriente se vuelva insuficiente a partir de un cierto punto. Para solucionar este problema, el integrado del circuito monitorea la corriente que fluye a través del pin ZT. Si esta corriente supera el valor de 1mA, se aplica una reducción del 30% al límite de corriente para hacerlo más restrictivo en las tensiones de entrada altas.

Por otro lado, se controla la corriente de salida del circuito mediante la medición de la corriente que atraviesa el mosfet, es decir, la que sale por el pin "SOURCE" del integrado y atraviesa las resistencias de sensado de corriente. Esta corriente crea una tensión en el pin "SOURCE" que se compara con una referencia de limitación de corriente controlada por el valor leído de la corriente de "ZT". Para calcular adecuadamente el valor resistivo de las resistencias de sensado es necesario determinar el valor resistivo que provoca que, en la tensión de entrada crítica en la que se produce el cambio de referencia, la tensión del pin "SOURCE" sea $1V \times 0,7$ debido a la minoración al haber excedido el trigger de 1mA del pin ZT. Además, se deben calcular las resistencias de "ZT" para garantizar que circule 1mA por ellas cuando se alcance la tensión crítica. Todo esto está explicado en la hoja de datos del integrado.

A pesar de que en la hoja de datos la explicación de como calcular los componentes conectados al pin ZT y de que en la fuente PS0400P02 mencionada en el Anexo 1 se han calculado así; para este diseño se ha utilizado otra aproximación para que la señal adquirida sea desde el drenador del mosfet de conmutación en vez de del devanado auxiliar. Todo está explicado detalladamente en el apartado 4.5.3.1.1 [15].

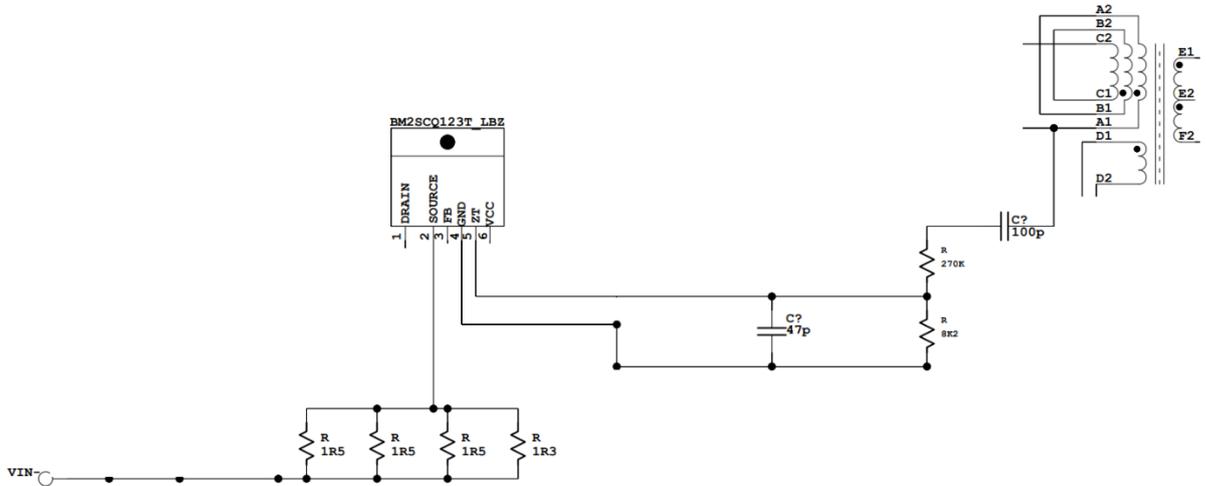


Figura 4: Control de corriente del integrado de alterna

Los condensadores de la imagen anterior no pertenecen al proceso de diseño del control de corriente en sí, pero son capacidades recomendadas por la hoja de datos del integrado para desacoplar señales y evitar ruido.

También se diseñó el **circuito de arranque**, requerido por el integrado. El circuito utilizado para el arranque del sistema de control integrado se implementa mediante la inclusión de resistencias que permiten limitar la corriente que fluye hacia el pin de alimentación durante el proceso de arranque. Este enfoque se lleva a cabo hasta que el devanado auxiliar adquiere la capacidad de suministrar la energía necesaria para alimentar el integrado de forma autónoma, lo cual se logra después de varias conmutaciones. En este punto, el diodo juega un papel crucial al permitir que la alimentación del sistema se realice a través de la fuente de voltaje positiva (+VDD).

El valor de estas resistencias está recalculado respecto a la fuente PS0220P02 del Anexo 1 ya que se requería que la tensión máxima de arranque fuesen 400V. Fijando V_{in} arranque en 150V y utilizando las siguientes ecuaciones provistas por la hoja de datos del integrado que rigen el comportamiento del arranque:

$$R_{start} < \frac{V_{in\ arranque} - 20V}{40\ \mu A}$$

$$R_{start} > \frac{V_{in\ max} - 31,5V}{300\ \mu A}$$

Obtenemos que la resistencia total de arranque deberá ser menor que 3k25 ohmios y mayor de 1k3 ohmios.

El tiempo de arranque, sin embargo, es determinado por el condensador.

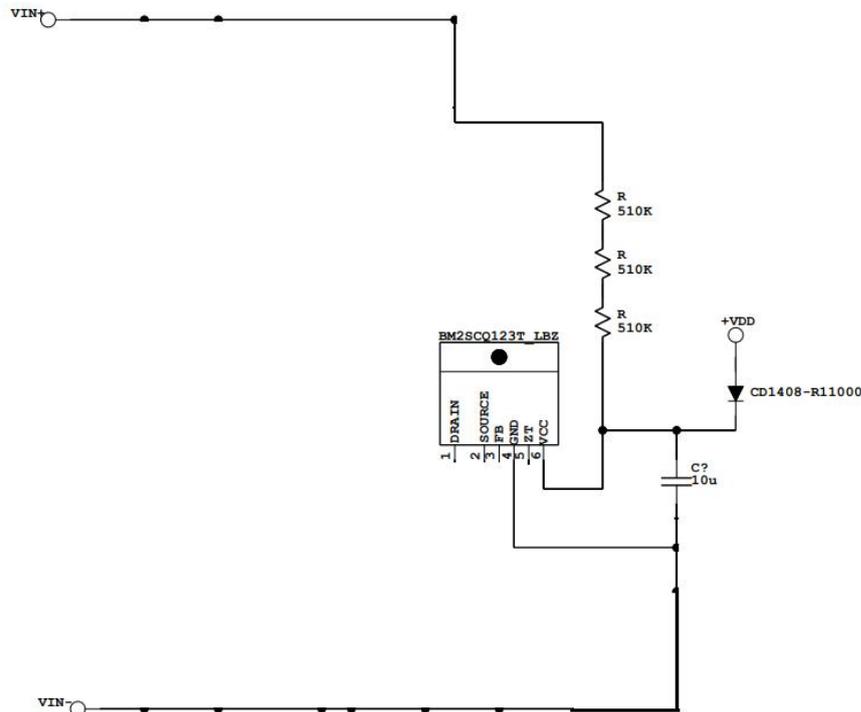


Figura 5: Arranque del integrado de control de alterna

4.5.1.1.2 Integrado de control BD7684FJ

Para el control del convertidor de continua se utilizará el integrado BD7684FJ [16], que es un **controlador Quasi-resonante** de tipo convertidor **DC/DC** que ofrece un sistema óptimo para todos los productos que incluyen un enchufe eléctrico. La operación Quasi-resonante permite una suave conmutación y ayuda a mantener la EMI baja. El diseño con un alto grado de flexibilidad se logra con mosfets de conmutación SiC y resistencias de detección de corriente como dispositivos externos. La función de “brown out” integrada supervisa el voltaje de entrada como parte de la optimización del sistema. BD7684FJ-LB incluye varias funciones de protección, como una función de arranque suave, función de ráfaga, función limitadora de corriente por ciclo, función de protección contra sobretensión, función de protección contra sobrecarga.

No solo se ha elegido este integrado por sus características, sino porque también se planea utilizar en otro convertidor que se diseñará en la empresa en un futuro. Con su utilización en este proyecto se adquirirá experiencia con el integrado que será de utilidad.

Como elemento conmutador se utilizará el mosfet IRFB4127PbF con un voltaje drain-source de ruptura permitido de hasta 200V. Este elemento, tal y como se puede

deducir por las simulaciones expuestas en el apartado 4.5.2.2, está sobredimensionado, pero es un componente ya registrado en BTESA del que se tiene bastante stock. Por circunstancias de la empresa, no de diseño, es el que se utilizará para el convertidor de continua.

Las **resistencias de arranque** se han calculado con el mismo método del integrado de control anterior, tal y como se detalla en su datasheet:

$$R_{start} < \frac{V_{in\ arranque} - V_{CCUVLO}(min)}{I_{START}} = \frac{V_{in\ arranque} - 20V}{40\ \mu A}$$
$$R_{start} > \frac{V_{in\ max} - V_{CCOVP}(max)}{I_{CC_PROTECT}} = \frac{V_{in\ max} - 31,5V}{300\ \mu A}$$

Siendo la tensión máxima de arranque 61V y fijando V_{in} mínimo de arranque en 36V obtenemos que la resistencia de arranque deberá estar entre 400 ohmios y 98k ohmios. El valor elegido es de 95k3 ohmios. Este circuito se puede ver probado y simulado en el capítulo 4.5.3.2, ya que es parte de un circuito más grande cuya utilidad es explicada en ese capítulo.

Este integrado de control también tiene un pin dedicado a la función “**Brown-out**” (BO), que es un pin de entrada/salida que monitorea el voltaje de entrada del dispositivo. Si el voltaje de entrada cae por debajo del nivel especificado, el dispositivo se apaga para evitar daños en el circuito. En el caso de BD768xFJ series, el pin BO es un monitor de entrada/salida para la función de apagado por caída de voltaje (brown out) que se utiliza para detectar un descenso en la tensión de entrada y apagar el dispositivo.

Según el datasheet del integrado, este pin se conecta a un divisor de tensión para realizar su cometido.

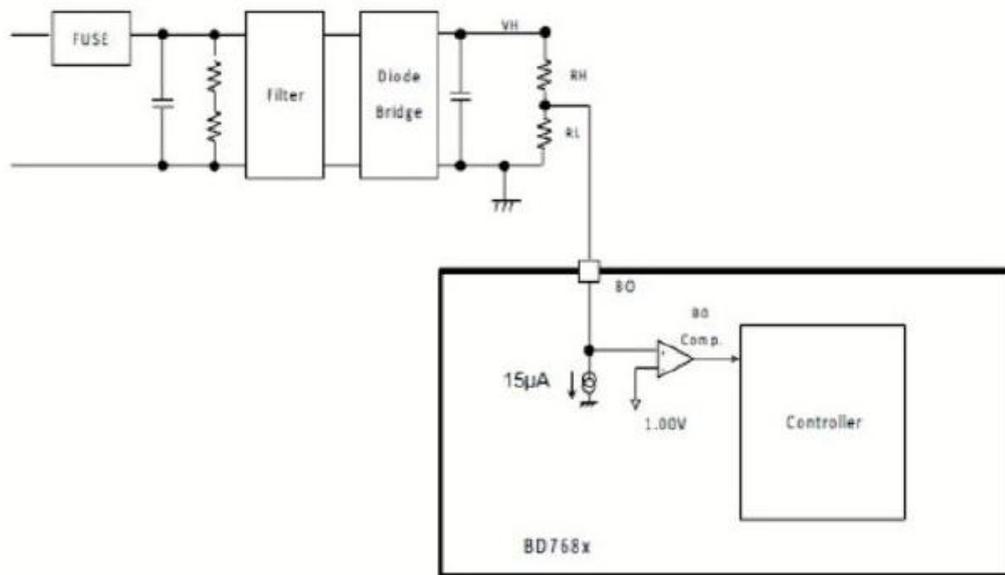


Figura 6: Diagrama de bloques para la función BO del integrado de control de continua

En donde se advierte que el valor de las resistencias se ha de calcular de la siguiente forma:

$$R_H = \frac{V_{HON} - V_{HOFF}}{15 * 10e - 6}$$

$$R_L = \frac{1}{V_{HOFF} - 1} * R_H$$

En donde VHON en este convertidor tendrá un valor de 40V y VHOFF de 35V. Con lo cual, RH deberá tener un valor de 333k ohmios y RL de 9794 ohmios.

El integrado también tiene una función de conmutación de **protección contra sobrecorriente** (CS) que es una función de protección interna del circuito integrado que se utiliza para cambiar cuando la corriente de entrada supera el límite establecido. Cuando la tensión de entrada (VH) se vuelve alta, el tiempo de encendido se acorta y la frecuencia de operación aumenta. Como resultado, se aumenta la potencia nominal máxima para un cierto limitador de sobrecorriente. Como medida de protección, se realiza la conmutación mediante la función interna de protección contra sobrecorriente del circuito integrado. Cuando está a alta tensión, el valor del comparador de sobrecorriente que determina el tiempo de encendido siempre se multiplica por 0,7. La detección se realiza mediante la monitorización de la corriente de entrada ZT y luego se realiza la conmutación. Cuando el mosfet está encendido, Va se convierte en una tensión negativa dependiente de la tensión de entrada (VH). El pin ZT tiene un

clamp a casi 0V en el IC. Se muestra un diagrama de bloques en la Figura 7 provisto por el datasheet del integrado que explica este funcionamiento.

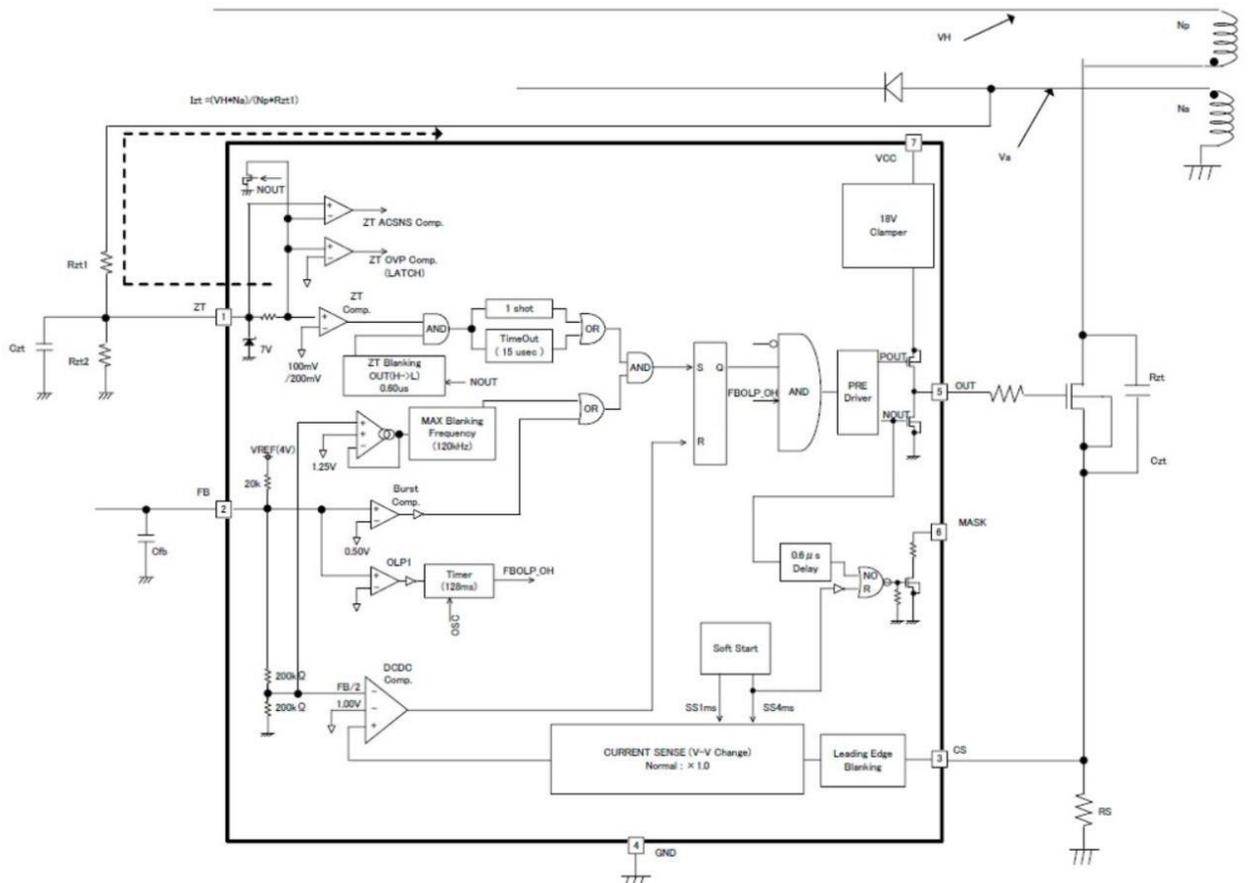


Figura 7: Diagrama de bloques del pin ZT del integrado de control de continua

Las fórmulas utilizadas para calcular estos valores encontradas en el datasheet y en la nota de aplicación se muestran a continuación:

$$I_{ZT} = \frac{V_a - V_{1ZT}}{R_{ZT1}} = \frac{V_a}{R_{ZT1}} = V_H * \frac{N_a}{N_p}$$

$$2,5 = (V_{out} + V_f) * \frac{N_D}{N_S} * \frac{R_{ZT2}}{R_{ZT2} + R_{ZT1}}$$

Siendo Vout 12V, la salida deseada

Por lo tanto, la tensión VH se establece con un valor de resistencia (RZT). La tensión de detección inferior ZT ahora ha sido determinada, por lo que CZT debe ser utilizada para establecer el tiempo. CZT = 47pF [17].

$$R_{sen} = \frac{V_{LIM1A} * 0,7}{I_{p_{source}}}$$

Y siendo VLIM1A = 1V y Ipsource 5,83A, según las simulaciones, Rsense tendrá un valor de 120m ohmios.

La resistencia de puerta del mosfet, se recomienda en su propio datasheet que sea mayor de 4,5 ohmios. En este caso se ha optado por una de 15 ohmios que se tendrá en cuenta en los test del prototipo para cambiarla de valor si es necesario.

4.5.1.2 Lazos de control

Un lazo de control es un sistema que mide y regula una variable de proceso en una aplicación industrial, mediante el uso de sensores, controladores y elementos finales de control. El objetivo es mantener la variable de proceso lo más cerca posible del valor deseado o punto de ajuste [18].

El lazo de control del convertidor de alterna utilizado en este proyecto es **el mismo que el utilizado por el convertidor del Anexo 1** en la fuente llamada PS0400P02, que a su vez, es el mismo que el de la versión anterior llamada PS0400P01. El transformador, el integrado de control y la entrada y salida del convertidor de la fuente diseñada en este documento coincide con las de estas otras fuentes, por lo que el control servirá tal y como estaba diseñado (salvo por unas necesarias modificaciones explicadas más adelante).

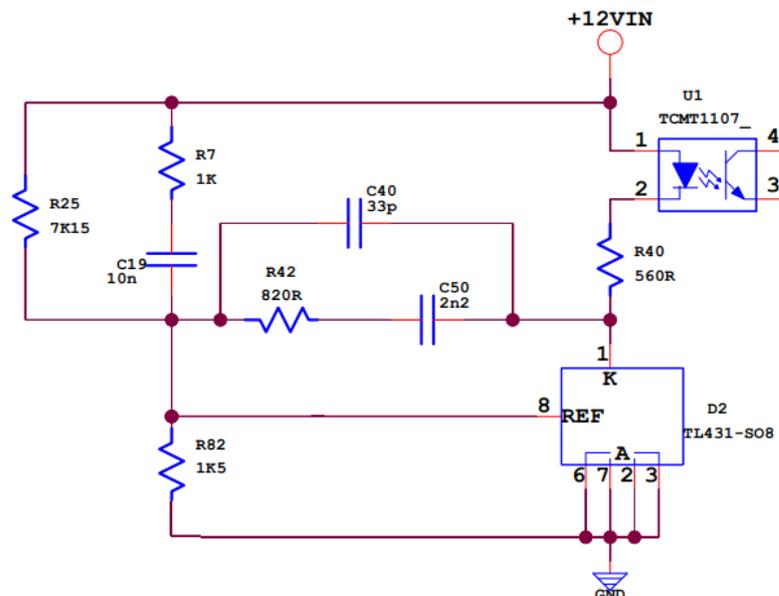


Figura 8: Lazo de control del convertidor de alterna

Después, para diseñar el lazo de control del convertidor de continua, para agilizar recursos ingenieriles y aprovechar diseños previos, se eligió un control ya utilizado anteriormente en una flyback con una función similar diseñado para una fuente antigua de BTESA llamada PS0048P01. Este lazo de control ha funcionado bien en las simulaciones para esta fuente actual.

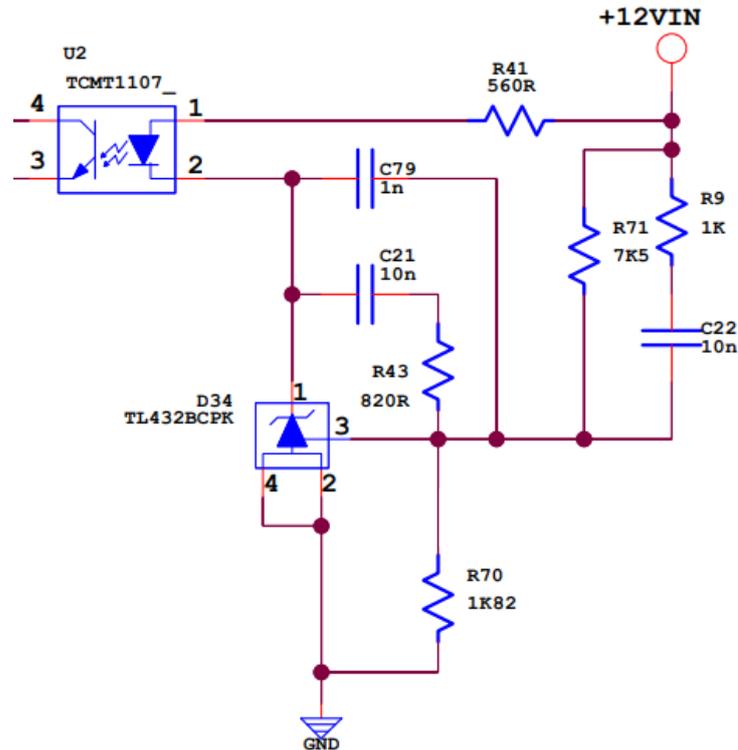


Figura 9: Lazo de control del convertidor de continua

Los lazos de control se encuentran en el lado secundario de los transformadores, por eso se alimentan desde la salida de 12V. También, por esto mismo, necesitan de un **elemento aislante**, en este caso el optoacoplador TCMT1107, para transmitir la información del lazo de control al integrado de control que se encuentra en el primario de cada transformador.

4.5.1.2.1 Modificación de lazos para satisfacer el cambio de entrada

Para **solventar el problema de que el convertidor de continua esté encendido y drenando la batería** se han realizado una serie de modificaciones en ambos controles. Estas afectan a la referencia de los controles, variándolas según en el estado en el que se encuentren las entradas según indica la siguiente tabla.

Tabla 1: Cambio de referencias del control

	Red alterna funcionando	Red alterna no funcionando
Ref. Convertidor alterna	12 V	12,3 V
Ref. Convertidor continua	11,8 V	12 V

De esta manera cuando la red alterna está funcionando el convertidor de alterna es el que genera las salidas por lo que la referencia del convertidor de alterna es la que marca la regulación de la salida. Y cuando la red alterna deja de suministrar, las salidas son generadas a través del segundo convertidor consumiendo corriente continua de las baterías, por lo que la referencia del convertidor de continua es la que dicta la regulación de la salida. En ambos casos la salida es regulada a 12 V.

En el caso de que la red alterna esté funcionando, la referencia del convertidor de continua baja a 11,8 V consiguiendo así que el control detecte que la salida está por encima de su referencia y no drene corriente de la batería.

Sin embargo, cuando la red alterna no está funcionando y se está generando la salida desde las baterías, la referencia del convertidor de alterna sube a 12,3 V para que inmediatamente en cuenta este pueda suministrar energía arranque.

Las referencias se modifican conectando o desconectando resistencias en paralelo para modificar el divisor de tensión principal de la referencia de cada lazo.

En el capítulo 4.5.1.2.2 se muestra el esquema de simulación, con la parte principal del lazo de control conectada para facilitar la simulación. Esta parte crucial de los lazos de control es el divisor resistivo.

Ya que el lazo de control de ambos transformadores se encuentra en el lado secundario, lo ideal es que estos modificadores de referencia se basen en señales del secundario. De esta manera no hará falta hacer uso de componentes que permitan comunicar diferentes señales de potencia como los optoacopladores (exceptuando, por supuesto, la señal que va desde el lazo, lado secundario, al integrado de control, lado primario).

4.5.1.2.2 Modificación de lazos para satisfacer el cambio repentino de carga

A pesar de que los lazos de control se comportan adecuadamente en las simulaciones cuando se produce un **cambio de carga, repentino y brusco**, la salida puede tener picos de $\pm 1V$ de alrededor de 3 ms.

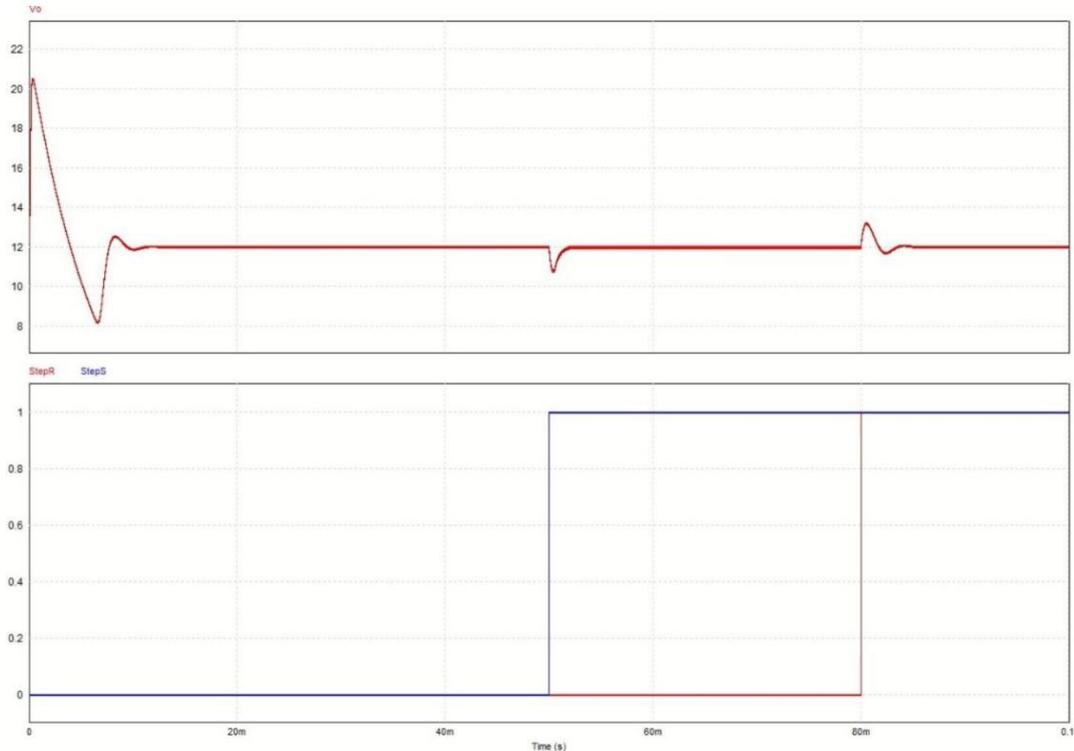


Figura 10: Salida de +12V respecto a cambios de carga

Cabe destacar que el primer pico de tensión es debido al arranque, el “softstart” del integrado de control se hará cargo de mitigar este problema. En las simulaciones como la de la imagen anterior aparece ya que no se utilizan los integrados de control. Los cambios de carga en la realidad son más progresivos y no tan instantáneos como en estas simulaciones. Aun así se han implantado modificadores de referencia, similares a los del punto anterior, para mitigar las posibles desviaciones de la salida.

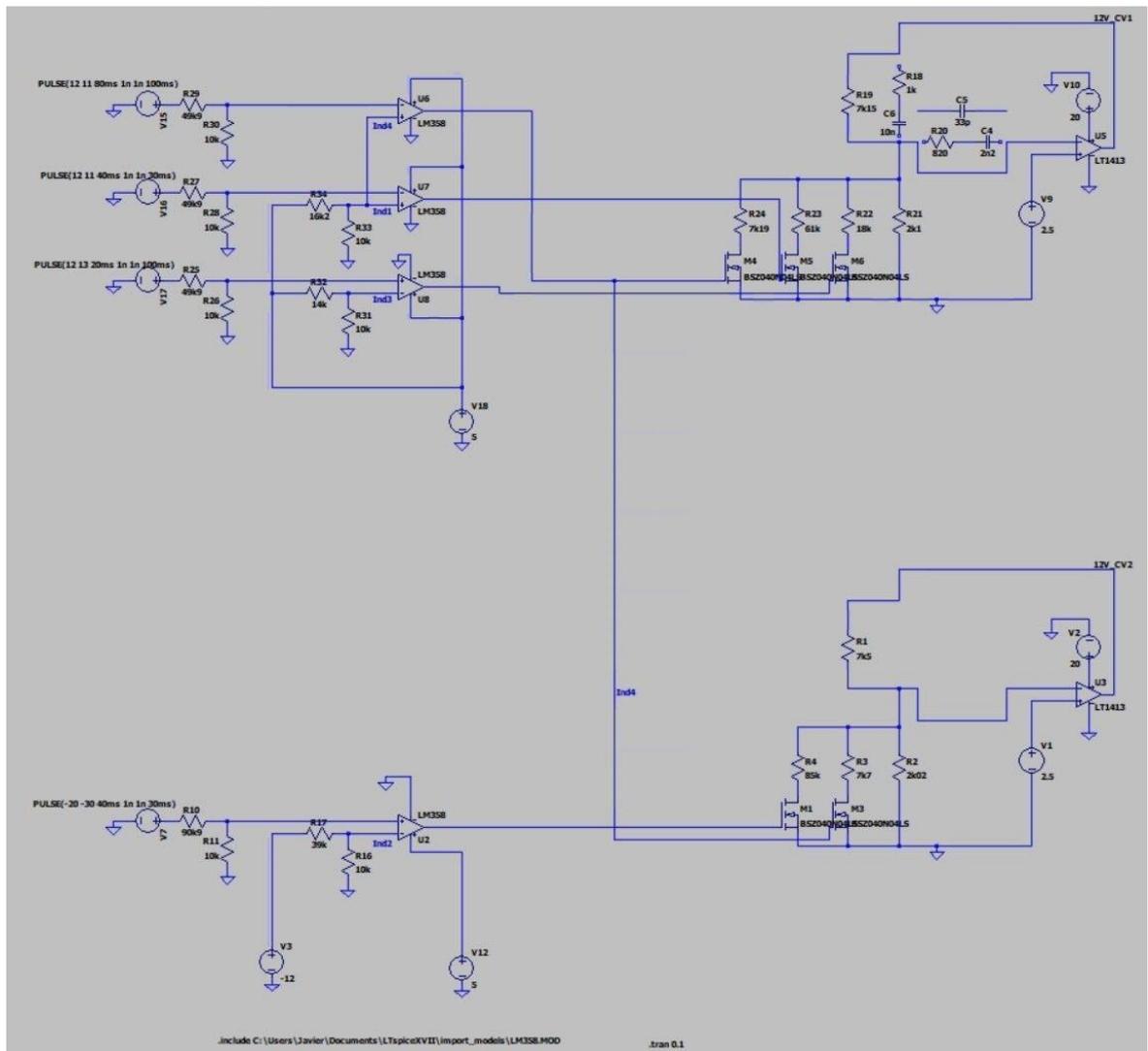


Figura 11: Esquema del circuito modificador de referencia de lazos



Figura 12: Simulación del circuito modificador de referencia de lazos

Los lazos de control quedarían entonces de la siguiente manera:

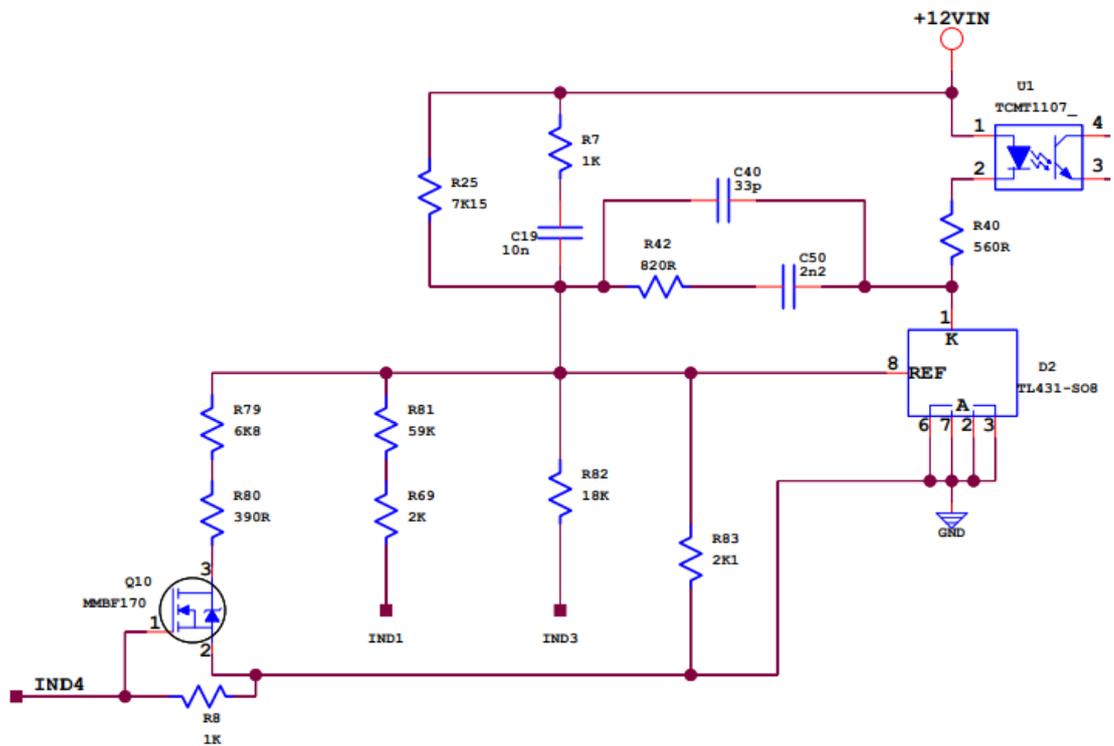


Figura 13: Lazo de control de alterna con modificadores de referencia

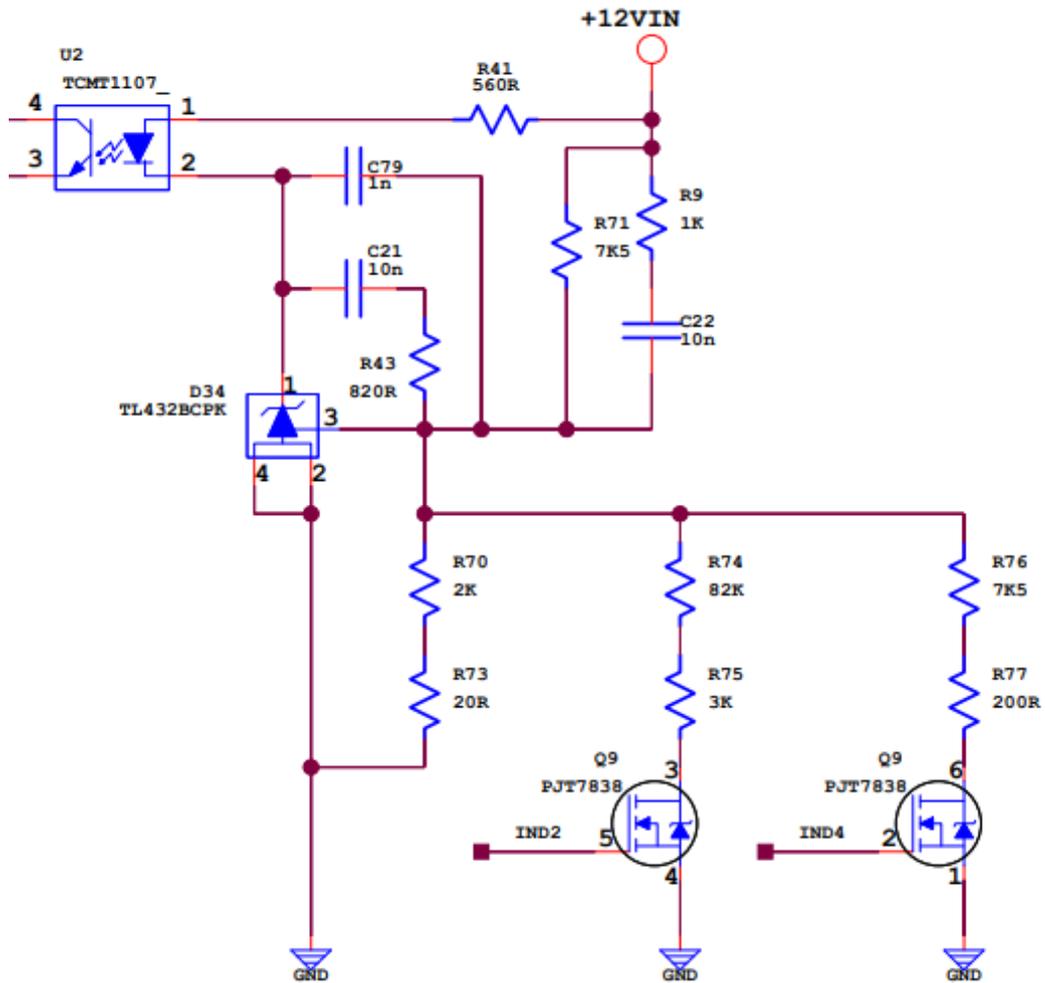


Figura 14: Lazo de control de continua con modificadores de referencia

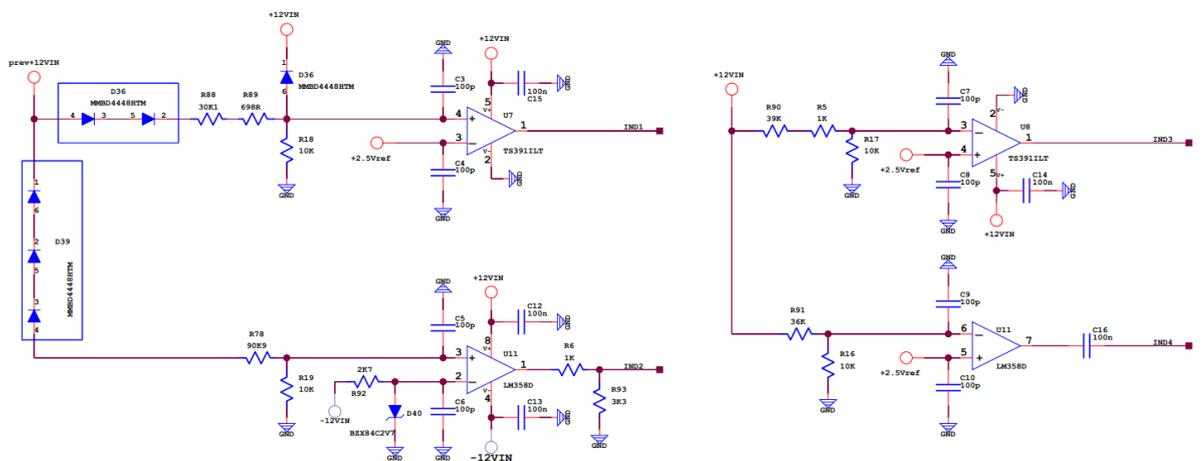


Figura 15: Indicadores para activar o desactivar los modificadores de la referencia de los lazos

Estos nuevos **modificadores de referencia** bajan la referencia cuando la salida crece demasiado y la suben cuando la salida baja demasiado. El resultado es que el lazo de control cuando la salida se desvía más de la cuenta de la referencia se comporta como un lazo mucho más rápido.

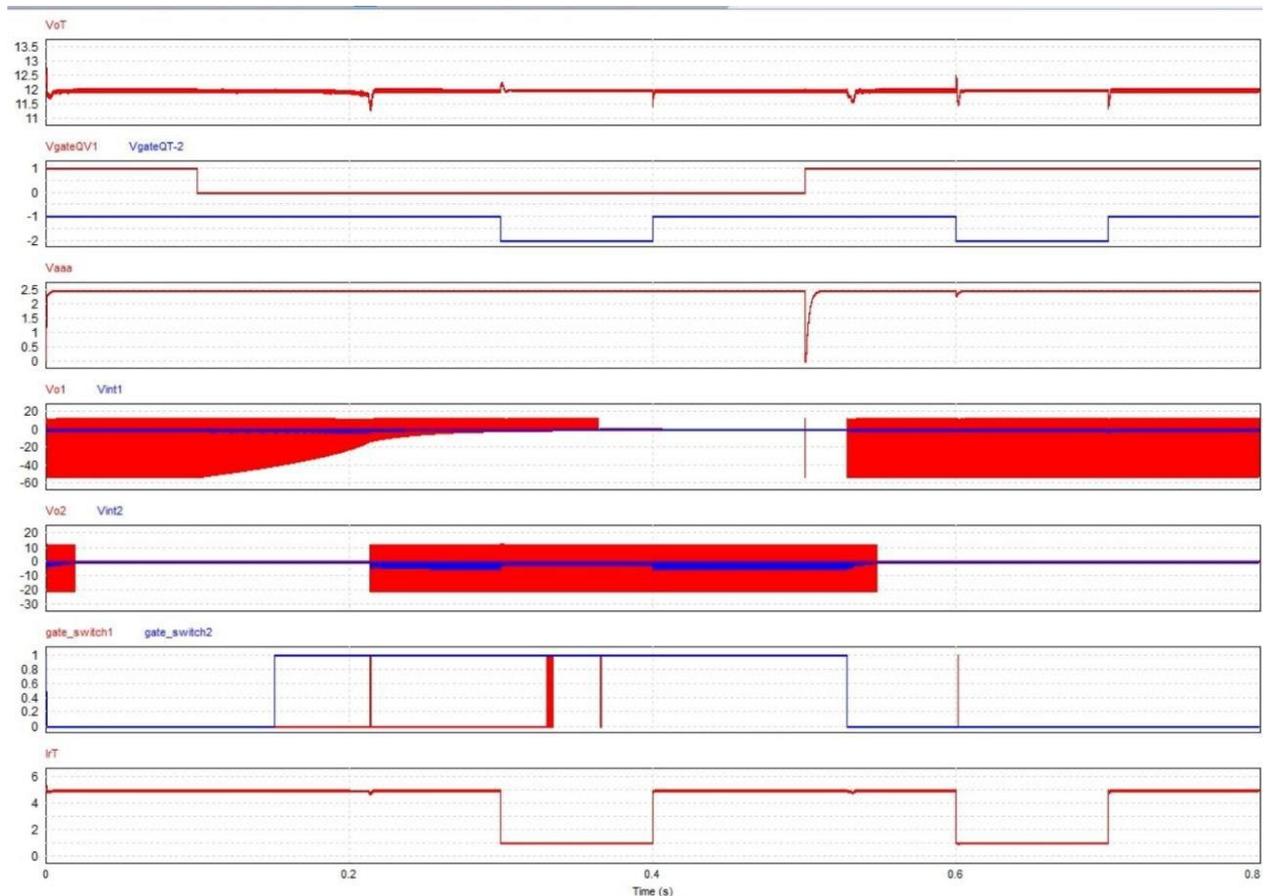


Figura 16: Simulación con todas las modificaciones de las referencias

En la Figura 16 se puede apreciar como la salida de +12V (1ª gráfica) no se desvía salvo por algunos picos, los cuales han disminuido tanto en amplitud como en duración respecto a los de la Figura 10. Estos picos son producidos por los cambios de entrada y los cambios de carga, señalados correspondientemente por las señales “VgateQV1” y “VgateQV2” (2ª gráfica). Las señales en rojo de las 4ª y 5ª gráfica muestran el funcionamiento del convertidor de alterna y el de continua respectivamente.

4.5.2 Snubbers

El snubber es un circuito pasivo que se coloca estratégicamente entre los terminales de un elemento inductivo, específicamente entre los extremos del devanado del primario de un transformador. Su función principal es **absorber la energía almacenada en la inductancia de fuga y disiparla en forma de calor** [19].

La aplicación del snubber en circuitos de conmutación es de gran importancia, ya que permite evitar los picos de tensión y suavizar la forma de onda que llega al transistor. Además, este dispositivo tiene la capacidad de protegerlo de posibles sobretensiones que puedan dañarlo.

La inductancia de fuga es un fenómeno que surge en los elementos inductivos, y se debe a la presencia de campos magnéticos no acoplados que generan corrientes parásitas. Estas corrientes pueden ser perjudiciales para el circuito, ya que producen picos de tensión que pueden dañar los componentes electrónicos.

En el diseño de esta fuente, se necesitará un snubber por cada convertidor.

4.5.2.1 Snubber del convertidor de alterna

La propia hoja de datos del integrado BM2SCQ12xT-LBZ nos facilita unas ecuaciones para calcular un snubber. Para la PS0220P02 en el Anexo 1 se calculó así y se utilizarán los componentes resultantes, con alguna modificación.

Las pautas y ecuaciones que se siguieron para calcular este snubber fueron las siguientes:

$$V_{clamp} = V_{DS} * 0,8 - V_{in\ max}$$

$$R_{snubber} < 2 * V_{clamp} * \frac{V_{clamp} - VOR}{I_{ppk}^2 * L_{fuga} * f_{sw}}$$

$$C_{snubber} > \frac{V_{clamp}^2}{V_{rizado} * f_{sw} * R_{snubber}}$$

V_{clamp} es el nivel máximo de tensión que se permite en el sistema debido a la inductancia de fuga, fijado en 710V. VOR es el efecto de la reflexión de la señal del secundario sobre el primario durante el tiempo en que el mosfet se encuentra desactivado. V_{rizado} es el valor de rizado en el primario que se desea obtener, en este caso se ha fijado un valor arbitrario de 15V.

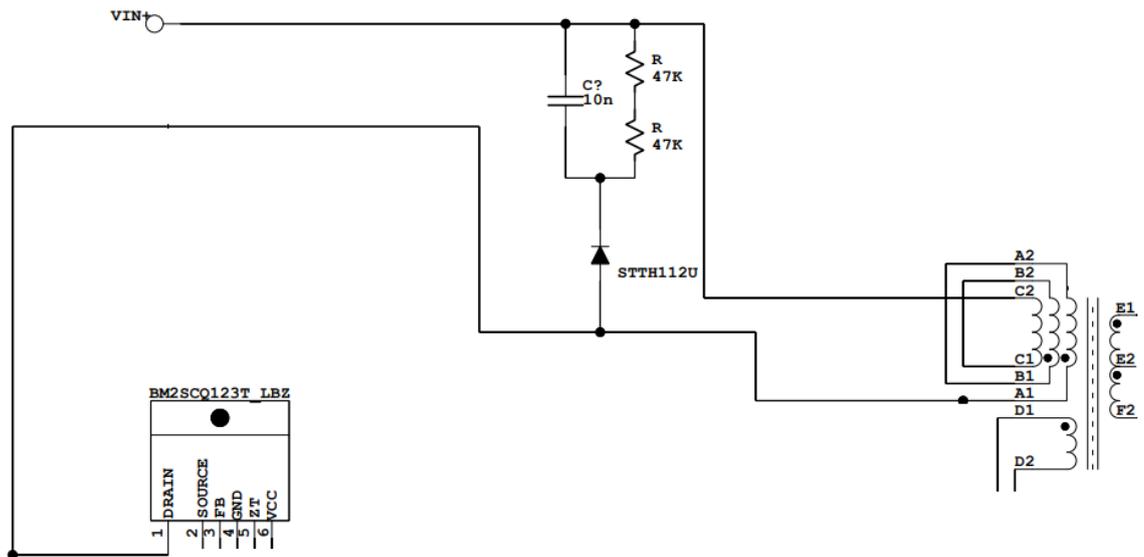


Figura 17: Snubber del convertidor de alterna

En el diseño de la PS0220P02 en el Anexo 1 se utilizaron dos diodos ultrarrápidos STTH120U para evitar que circule corriente desde la tensión de entrada hasta el negativo, creando un cortocircuito durante el tiempo en que el mosfet está activado. Es importante destacar que se utilizaron dos diodos porque la tensión de ruptura del grupo de diodos debe ser mayor que la tensión de ruptura del mosfet de SiC, que en este caso es de 1700V. De esta manera, se busca garantizar que, en condiciones cercanas al límite de la tensión, los diodos del snubber no se rompan antes que el propio mosfet.

Después de las pruebas experimentales en la fuente PS0220P02 se comprobó que se podía utilizar un solo diodo para cumplir esta función. Con lo cual finalmente en esta fuente únicamente se utilizará un STTH120U.

4.5.2.2 Snubber del convertidor de continua

En este convertidor, al contrario que en el de alterna, la hoja de datos del integrado BD7684FJ **no señala que snubber utilizar** o como hacer los cálculos.

Para saber qué tipo de snubber era el más eficiente para esta fuente, se realizaron **simulaciones con distintas tipologías** y distintos valores de los componentes [20].

4.5.2.2.1 Snubber RCD

Un snubber RC es un circuito de amortiguación que se utiliza para proteger los dispositivos de conmutación (diodos o transistores) de sobretensiones y picos de corriente. Puede consistir en un simple condensador o un circuito RC en paralelo con

cada uno de los dispositivos de conmutación. A este tipo de snubber se le suele añadir un diodo para crear un cortocircuito mientras el mosfet está activado.

Este tipo de snubber es el mismo que el utilizado en el convertidor de alterna. Se realizaron unos cálculos estimados utilizando las ecuaciones utilizadas en el apartado 4.5.2.1, y desde ahí se modificaron los valores de los componentes buscando minimizar la tensión del mosfet de conmutación.

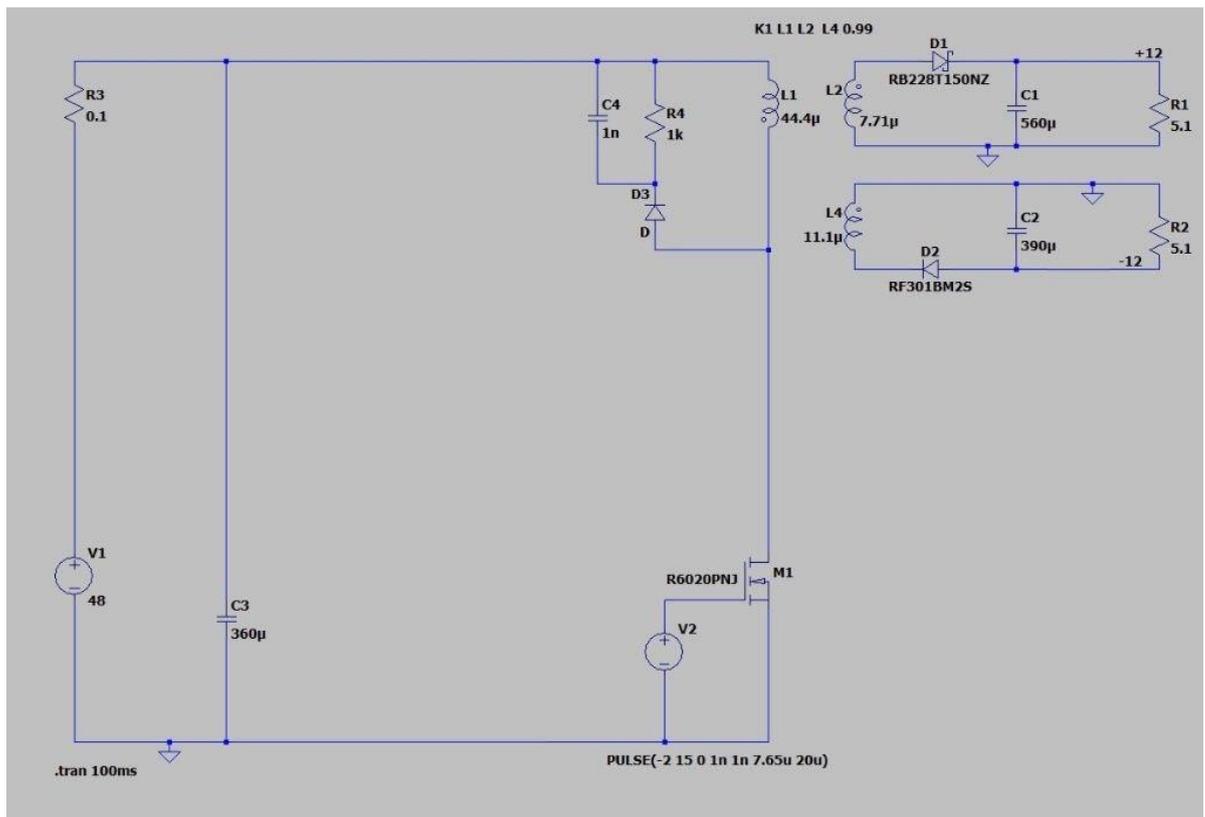


Figura 18: Simulación snubber RCD del convertidor de continua

Como se muestra en las siguientes imágenes, hay una diferencia significativa en la tensión y la corriente que atraviesa:

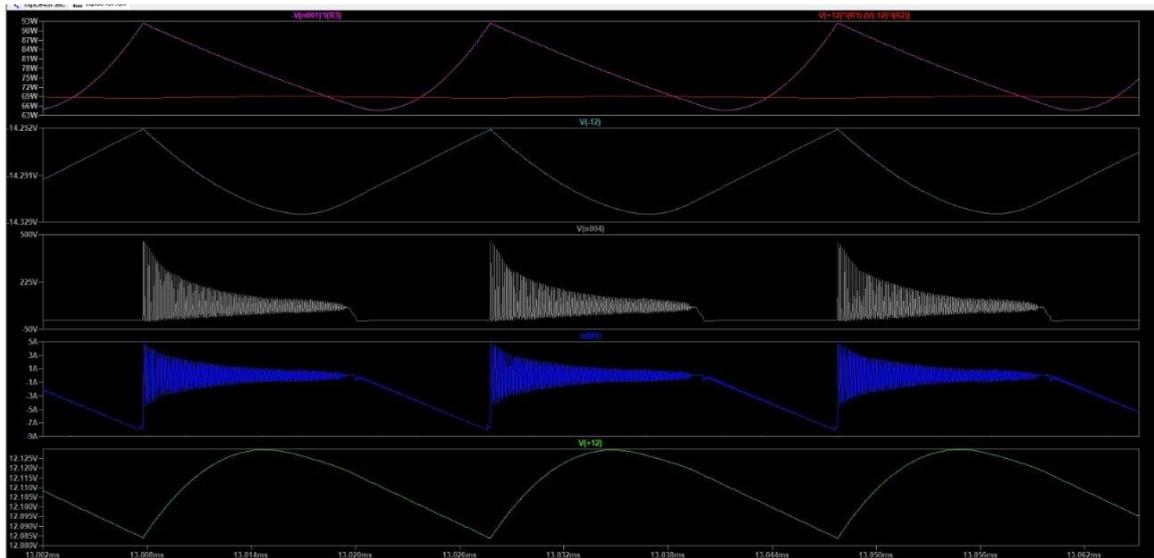


Figura 19: Resultados del convertidor de continua sin snubber

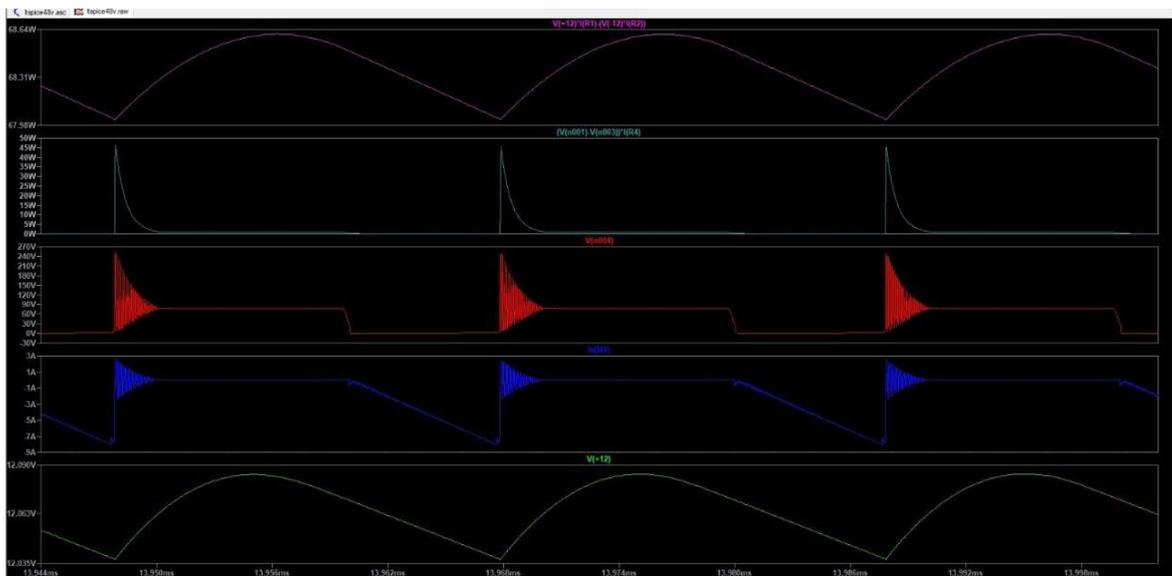


Figura 20: Resultados del convertidor de continua con snubber RCD

La reducción del pico de tensión y de corriente en estas pruebas no fue la esperada, por lo que se siguieron haciendo más simulaciones con otros tipos de snubbers.

4.5.2.2 Snubber no disipativo

Un snubber no disipativo, al contrario que los demás tipos, es un tipo de circuito snubber en el que la energía se mueve hacia la entrada o hacia la salida en lugar de disiparse en una resistencia. A pesar de que puede haber algunas pequeñas pérdidas, este tipo de snubber permite transferir la energía a la fuente primaria o a la carga en lugar de disiparla. Están compuestos por elementos reactivos, bobinas y

condensadores, que no disipan potencia, y diodos para controlar el sentido en el que se descargan y cargan estos componentes.

Este tipo de snubber suele requerir de otros componentes ubicados en paralelo al mosfet. También forman parte del snubber, pero en algunos documentos se le llama damper. En este caso el damper se compone de un condensador y una resistencia que sí que es disipativa.

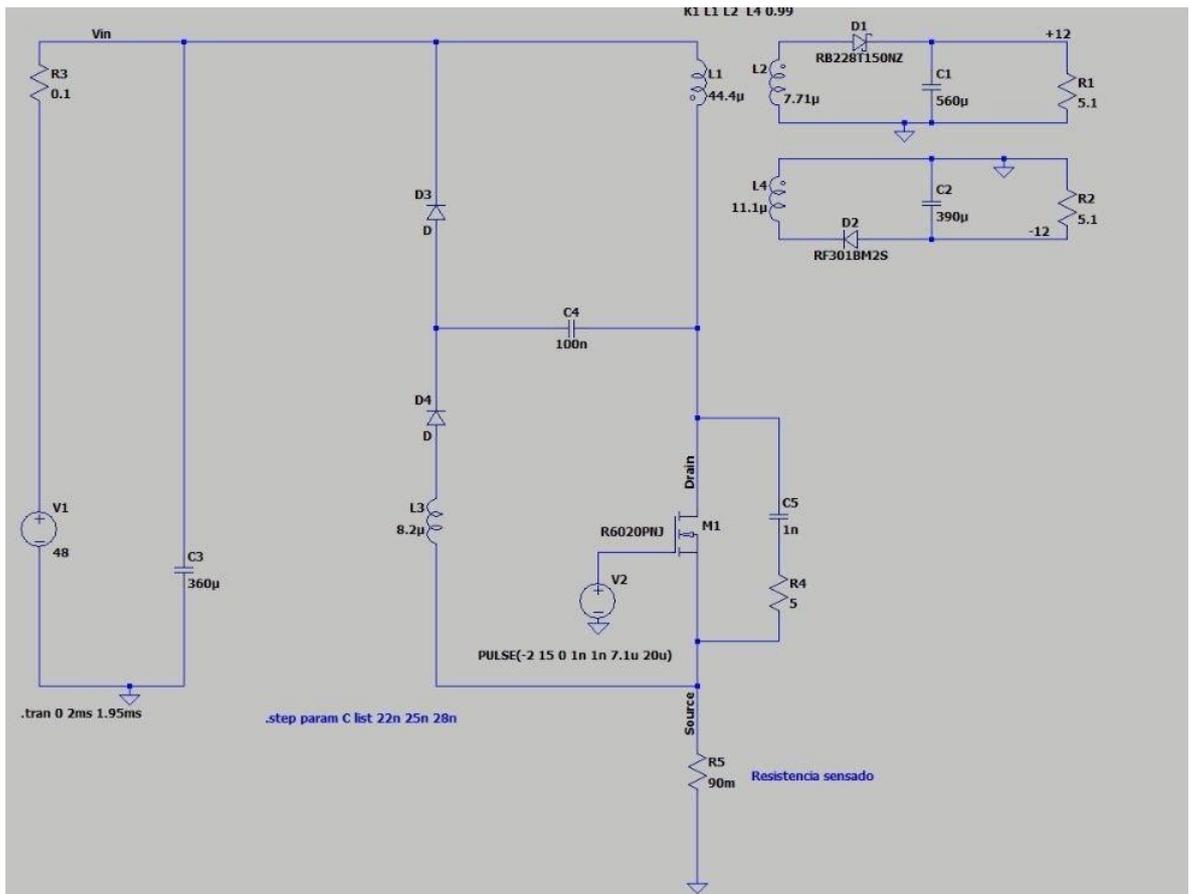


Figura 21: Simulación snubber no disipativo con damper del convertidor de continua

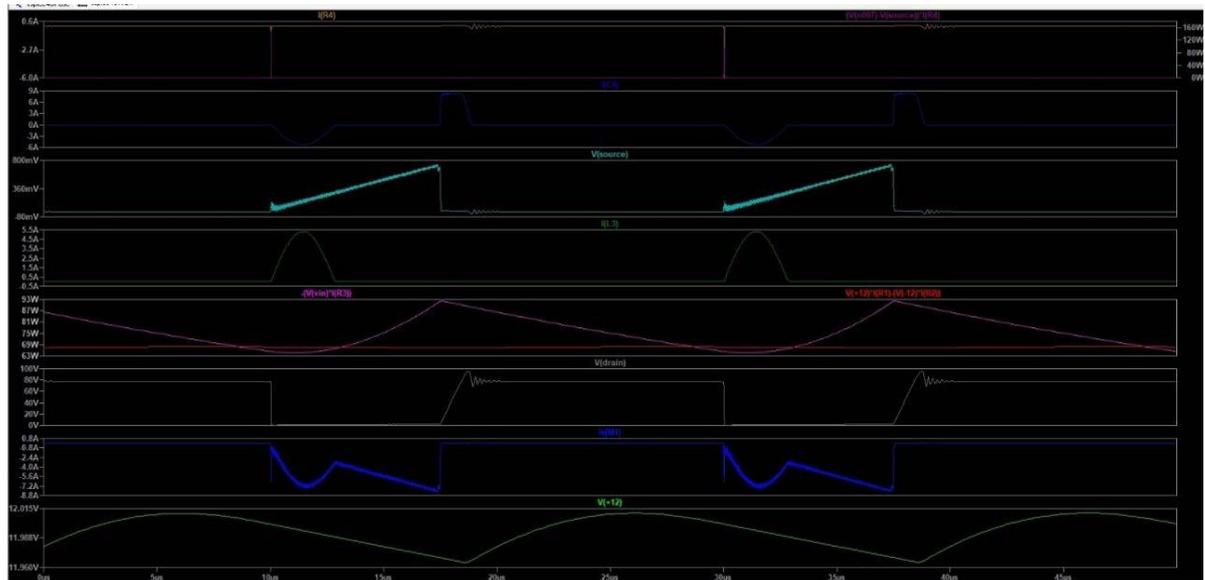


Figura 22: Resultados del convertidor de continua con snubber no disipativo y damper

4.5.2.2.3 Snubber TVS

Un snubber TVS se llama así por que utiliza diodos TVS. Un diodo TVS (supresor de voltaje transitorio) es un componente electrónico diseñado para proteger equipos electrónicos sensibles contra los transitorios de alto voltaje. Pueden responder a eventos de sobrevoltaje más rápido que la mayoría de los otros tipos de dispositivos de protección de circuitos y se ofrecen en una variedad de formatos de montaje en placa. Tienen un tiempo de respuesta muy rápido y una capacidad de absorción de sobretensiones relativamente alta.

En las simulaciones también hizo falta un damper para mejorar aún más la eficiencia.

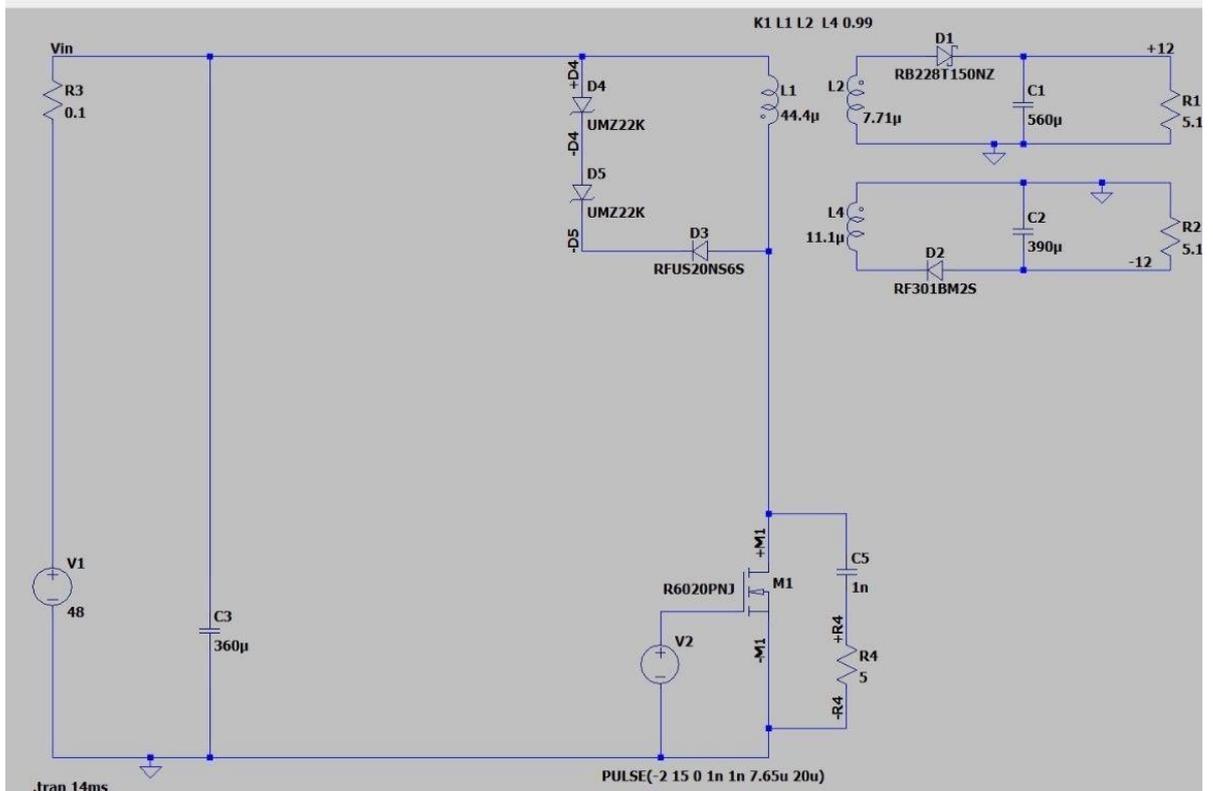


Figura 23: Simulación snubber TVS con damper del convertidor de continua

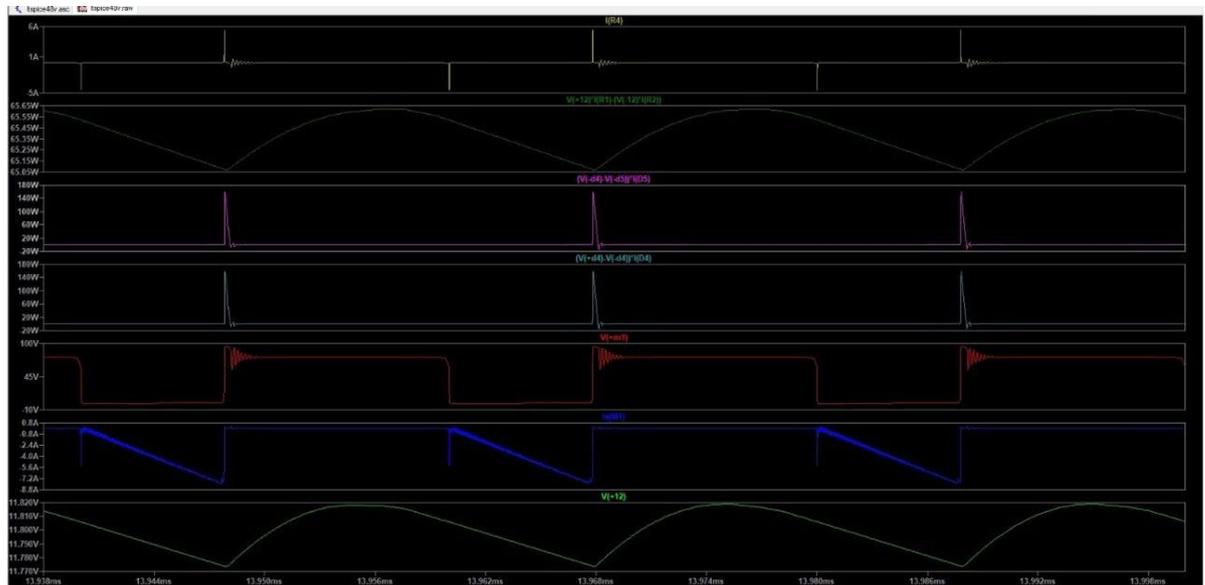


Figura 24: Resultados del convertidor de continua con snubber TVS y damper

4.5.2.2.4 Elección snubber final

Como se puede ver en las figuras Figura 20, Figura 22 y Figura 24; los snubbers más eficaces en cuanto a la disminución de picos de potencia son el no disipativo y el TVS.

Pero el no disipativo requiere una bobina, que para soportar la corriente necesita ser de un tamaño importante.

Por lo tanto, **finalmente se decidió utilizar un snubber TVS** para el convertidor de continua, junto al damper utilizado en las simulaciones.

4.5.3 Alimentación de los integrados de control

Los integrados de control requieren de una alimentación para poder funcionar correctamente. En este apartado se explica cómo se decidió alimentar a cada integrado y porqué.

4.5.3.1 *Alimentación del integrado de control BM2SCQ12xT-LBZ*

Según el datasheet del chip de control BM2SCQ12xT-LBZ, su voltaje de alimentación debe estar entre **15 V y 27,5 V** y para ello se necesita un bobinado auxiliar en el lado de alta tensión. Este bobinado ya existía en el transformador de la versión anterior del circuito, que es el que se está utilizando, pero como se puede ver en la siguiente fórmula, el voltaje máximo que puede alcanzar es solo de 13,35 V, lo que no es suficiente.

$$V_{cc} = ND/NS \cdot (V_{out} + V_F) - V_F V_{cc} = 6/5 \cdot (12 + 0,5) - 1,65 = 13,35V$$

Hay dos posibles soluciones a este problema: o bien modificar el número de vueltas del devanado auxiliar, lo que alteraría el transformador y violaría una de las especificaciones, o bien añadir una etapa elevadora después de la rectificación de este devanado auxiliar.

En la fuente PS0400P02 mencionada en el Anexo 1 se utiliza un convertidor DC/DC de poca potencia, una bomba capacitiva.

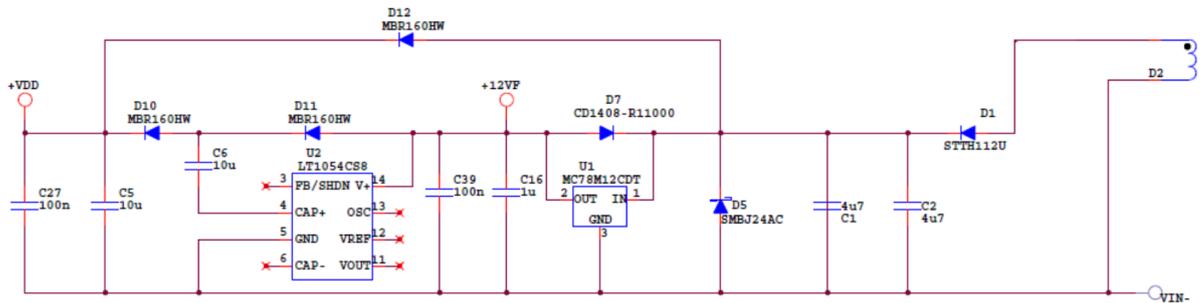


Figura 25: Bomba capacitiva en el devanado auxiliar de la PS0400P02

Para esta fuente se va a utilizar otro elevador distinto, ya que el utilizado en la PS0400P02 está formado de demasiados componentes que ocupan un preciado espacio. Además, esta bomba capacitiva necesita de varios integrados y un regulador lineal, los cuales incrementan el coste total de la fuente.

En este nuevo diseño se utilizó un **doblador de voltaje**, que es un circuito que produce el doble de tensión en corriente directa (DC) de la que podría producir un rectificador común. Se basa en el uso de dos condensadores y dos diodos que se cargan y descargan alternativamente con el voltaje de entrada de corriente alterna (AC). Los dobladores de voltaje se utilizan para obtener tensiones más altas en corriente directa sin necesidad de usar transformadores elevadores, que son más pesados y costosos. Hay dos tipos de dobladores de voltaje: de media onda y de onda completa [21].

Un doblador de voltaje de media onda funciona de la siguiente manera: durante el medio ciclo positivo de la onda sinusoidal de AC, el primer diodo (D1) conduce y carga el primer condensador (C1) al valor máximo del voltaje secundario del transformador (VSMAX). El segundo diodo (D2) está polarizado en inversa y no conduce. Durante el medio ciclo negativo, el primer diodo (D1) está polarizado en inversa y no conduce, mientras que el segundo diodo (D2) conduce y carga el segundo condensador (C2) al valor máximo del voltaje secundario del transformador (VSMAX) más el valor del primer condensador (C1), es decir, $2V_{SMAX}$. El voltaje de salida se toma entre los dos condensadores y es igual a $2V_{SMAX}$ menos las caídas de los diodos.

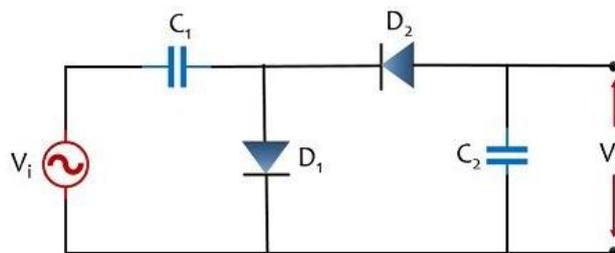


Figura 26: Doblador de voltaje de media onda

Un doblador de voltaje de onda completa funciona de la siguiente manera: durante el medio ciclo positivo de la onda sinusoidal de AC, el primer diodo (D_1) conduce y carga el primer condensador (C_1) al valor máximo del voltaje secundario del transformador ($V_{S\text{MAX}}$). El segundo diodo (D_2) está polarizado en inversa y no conduce. Durante el medio ciclo negativo, el segundo diodo (D_2) conduce y carga el segundo condensador (C_2) al valor máximo del voltaje secundario del transformador ($V_{S\text{MAX}}$). El primer diodo (D_1) está polarizado en inversa y no conduce. El voltaje de salida se toma entre los dos condensadores y es igual a la suma de las tensiones de los dos condensadores, es decir, $2V_{S\text{MAX}}$ menos las caídas de los diodos.

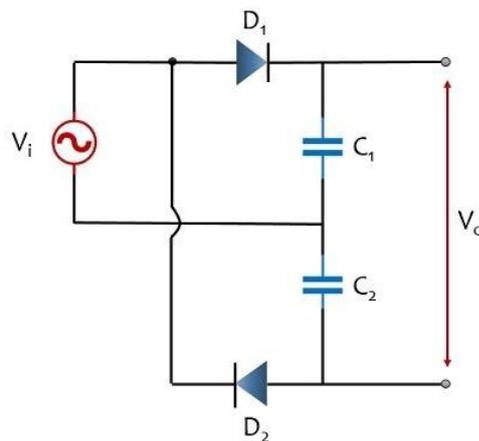


Figura 27: Doblador de voltaje de onda completa

La diferencia entre ellos es que en el doblador de voltaje de media onda, la tensión máxima puede alcanzarse después de muchos ciclos, mientras que, en el de onda completa, la tensión doble completa se alcanza en un ciclo completo. Por esto mismo para este diseño se utilizará un doblador de voltaje de onda completa.

Finalmente, a la salida del doblador de tensión, se ha añadido una resistencia y un zener para hacer un clamping y mantener la tensión constante después del doblador de tensión. El clamping consiste en limitar la tensión de salida a un valor fijo mediante el uso de un diodo zener, que conduce cuando la tensión supera su valor de ruptura. La resistencia sirve para limitar la corriente que circula por el zener y evitar que se queme. De esta forma, se consigue una tensión de salida estable y regulada, independientemente de las variaciones de la tensión de entrada o de la carga conectada.

Los valores de los componentes fueron calculados a través de simulaciones en el programa LTSpice, en las que se tuvieron en cuenta todos los devanados del transformador y la corriente consumida de la tensión generada por este doblador de tensión.

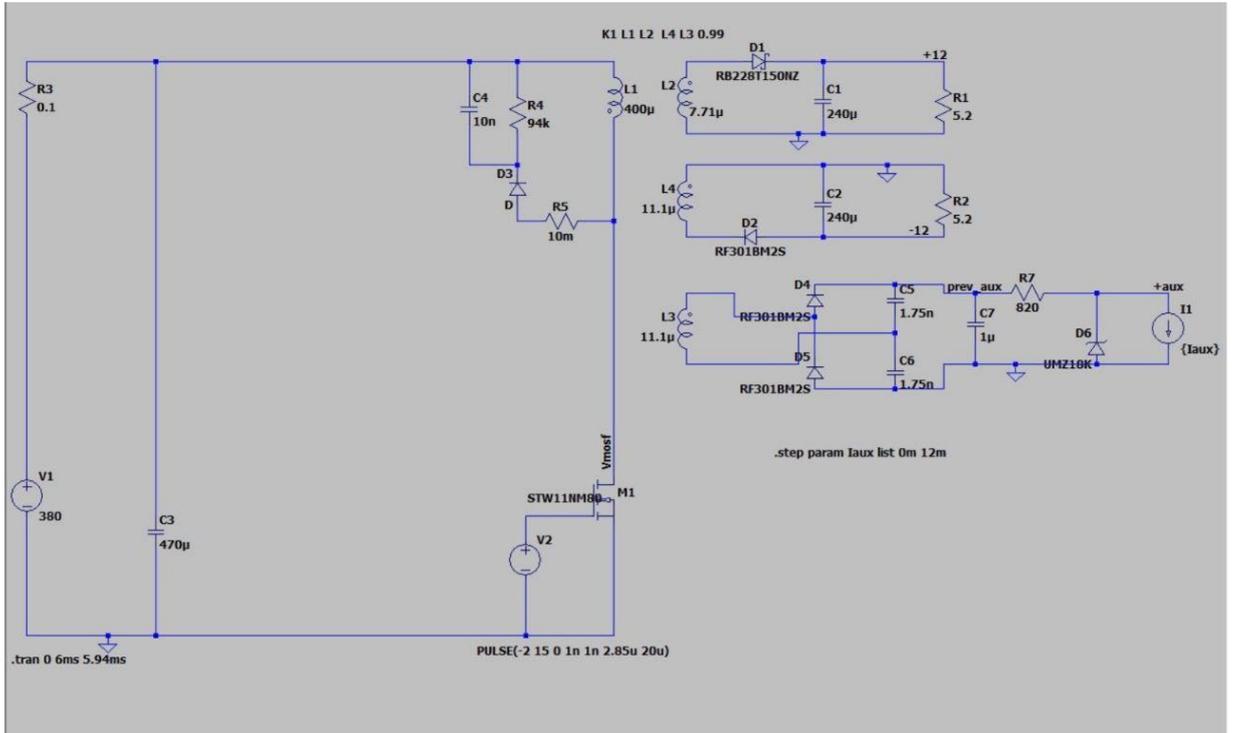


Figura 28: Simulación del circuito auxiliar del convertidor de alterna

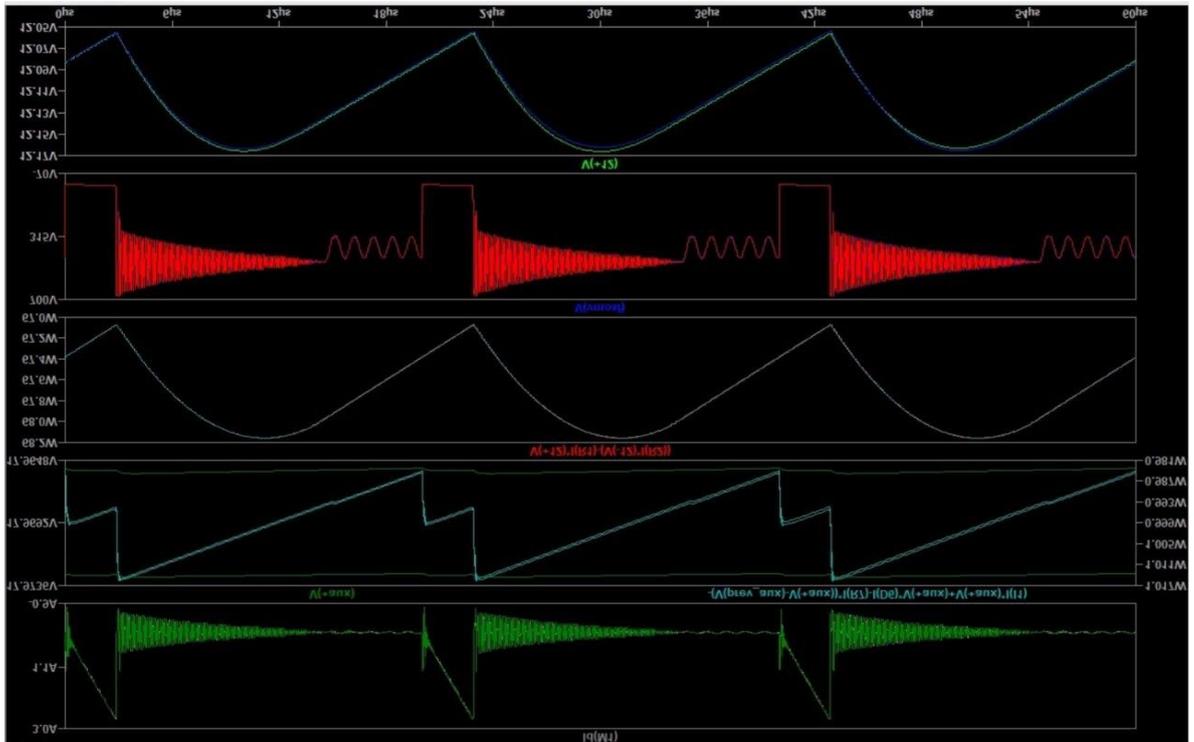


Figura 29: Resultados de la simulación del circuito auxiliar del convertidor de alterna

El esquema resultado de esta parte de la fuente, teniendo en cuenta todo el proceso de diseño explicado con anterioridad, es el siguiente:

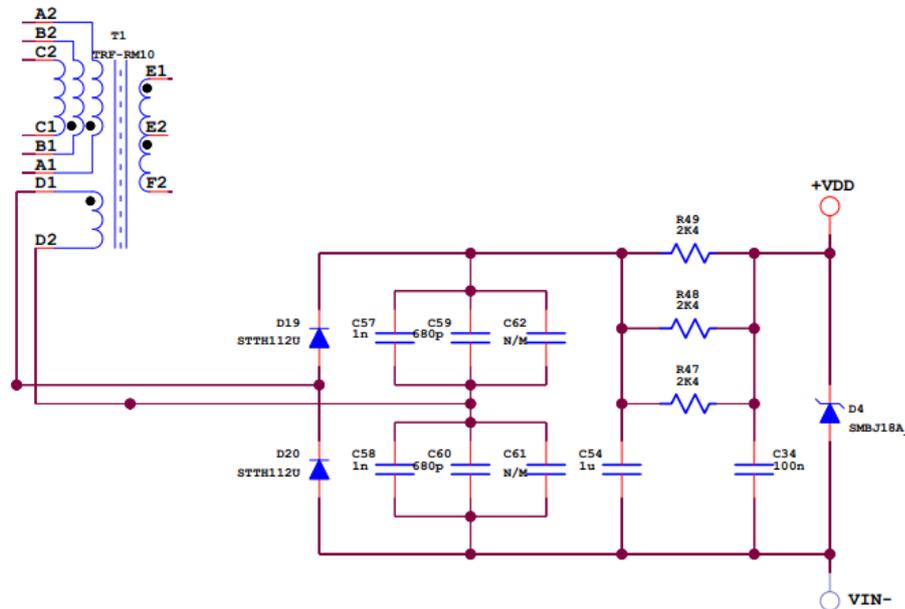


Figura 30: Circuito del devanado auxiliar del convertidor de alterna

4.5.3.1.1 Problema señal del pin ZT

Lamentablemente, **al utilizar un doblador de tensión en el devanado auxiliar de este transformador se ha generado un nuevo problema**. Este problema afecta al pin ZT del integrado de control, el cual se utiliza para la detección de “Zero current”. Está conectado a una resistencia y un condensador que forman un filtro para detectar el punto de corriente cero del lado primario del transformador.

Según el diagrama aportado por el datasheet, el pin ZT del integrado deberá estar conectado a la salida de un divisor resistivo (formado por RZT1 y RZT2) cuya entrada es uno de los extremos del devanado auxiliar y una capacidad (CZT) entre este pin y tierra. Así es como se hizo en la fuente PS0400P02 mencionada en el Anexo 1. El problema es que para que el pin funcione correctamente, como se puede ver en el diagrama, el otro extremo del devanado auxiliar también debería estar conectado a tierra.

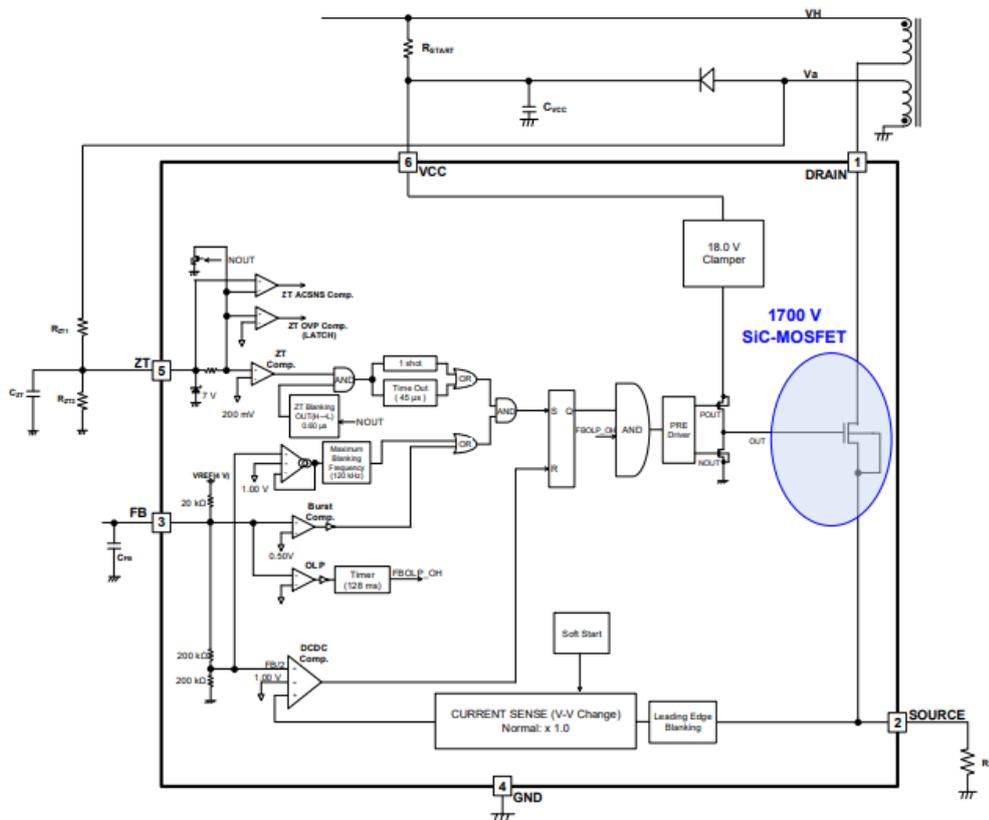


Figura 31: Diagrama de bloque del BM2SCQ123T_LBZ

Recordemos que en nuestro circuito, como se muestra en la Figura 30, ningún extremo del devanado auxiliar está conectado directamente a tierra, por la propia estructura que tiene un doblador de tensión de onda completa. Con lo cual, a pesar de que en el datasheet se detalla como calcular estos componentes para que el integrado pueda detectar “Zero current”, no podemos utilizar el circuito propuesto.

Como se puede ver en las siguientes imágenes, la simulación usando este circuito cuando no se puede utilizar en nuestro diseño devuelve una señal ZT errónea.

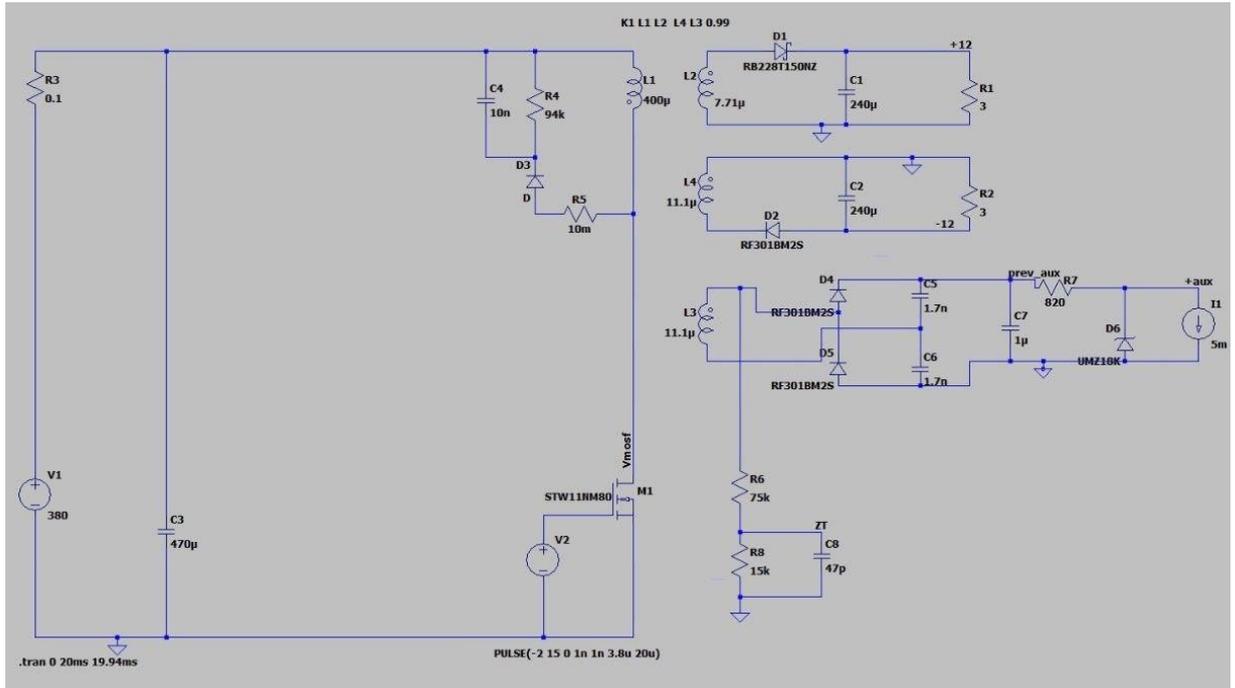


Figura 32: Esquema de la simulación del circuito del pin ZT

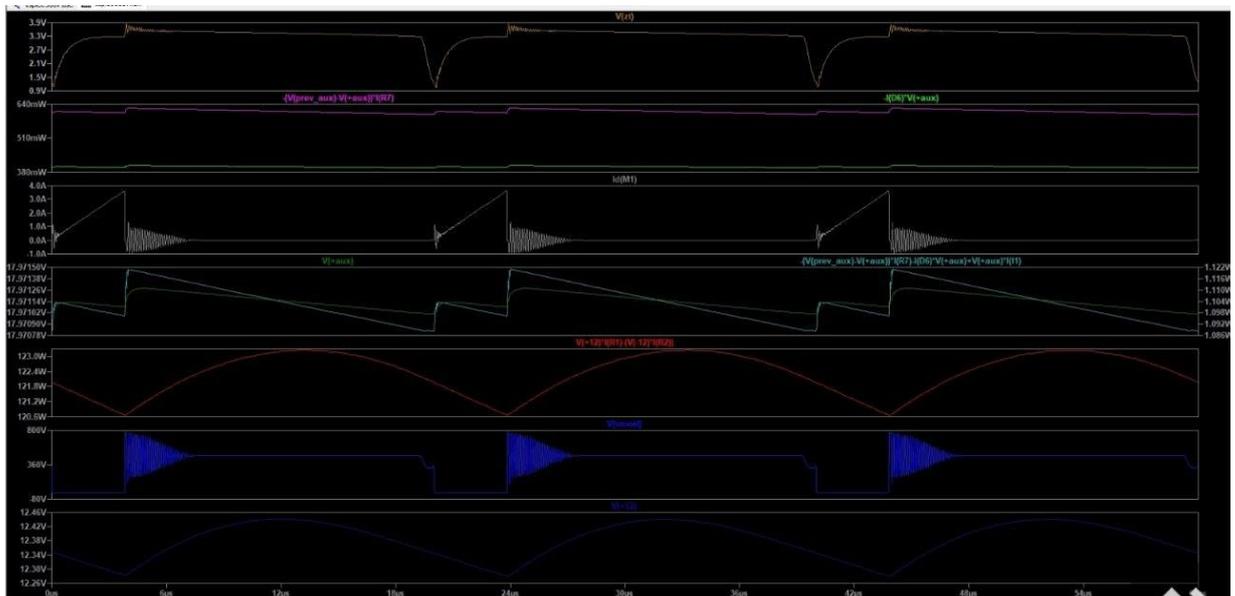


Figura 33: Resultados de la simulación del circuito del pin ZT

A pesar de esto, existe otra forma de proporcionar al pin ZT la señal que necesita sin utilizar el devanado auxiliar. Esta forma consiste en **realizar un circuito similar para medir la corriente, pero en el drenador del mosfet** de conmutación de la flyback en vez de en el devanado auxiliar. De esta manera, el problema derivado de no tener uno de los extremos del devanado auxiliar conectado directamente a tierra no afectaría.

En las siguientes imágenes se muestran las simulaciones comparando cómo se debería medir la señal que necesita el pin ZT según el datasheet cuando el devanado auxiliar tiene uno de los pines conectado directamente a tierra con respecto al circuito propuesto para medir la señal desde el drenador del mosfet de conmutación [22].

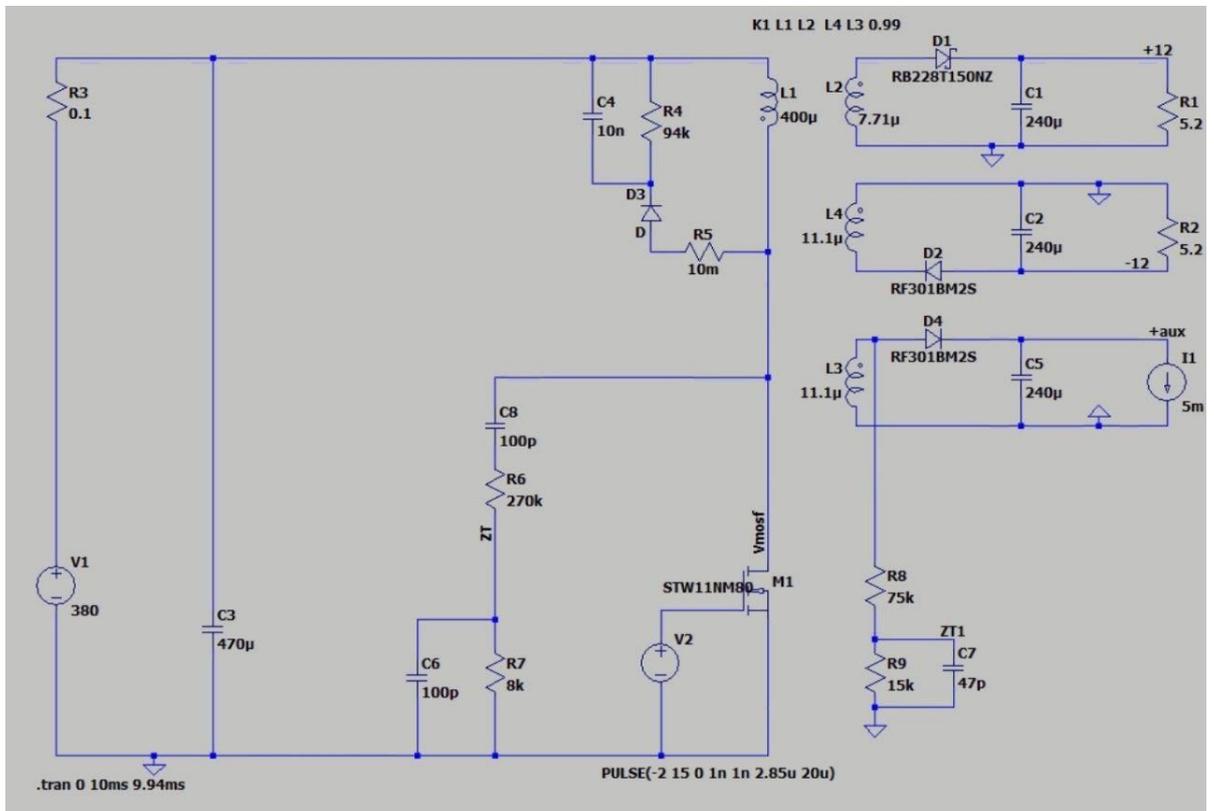


Figura 34: Simulación para comparar los dos métodos de medición de la señal ZT

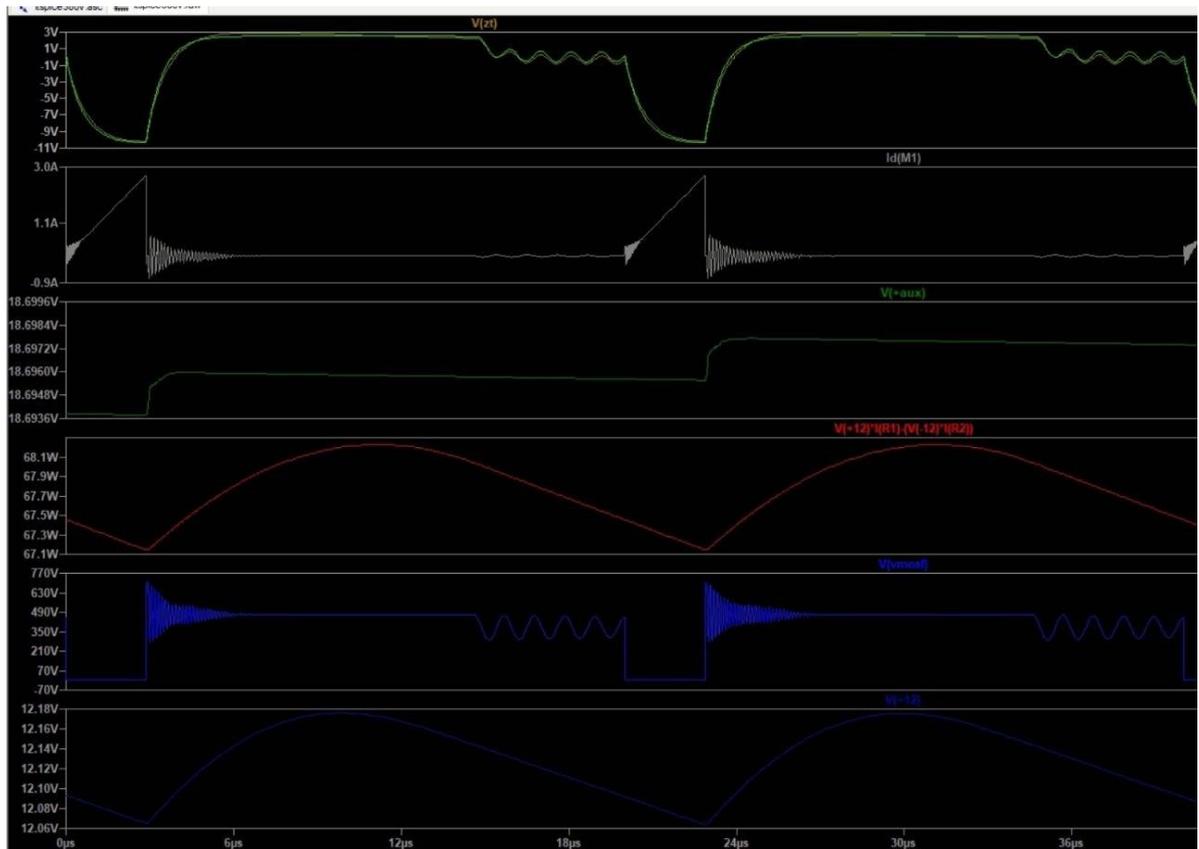


Figura 35: Resultados de la simulación para comparar los dos métodos de medición de la señal ZT

Los valores de los componentes de este nuevo circuito para medir la señal que necesita el pin ZT han sido calculados por medio de iteraciones en las simulaciones, procurando que las dos señales (ZT y ZT1) sean lo más parecidas posibles como se muestra en la primera gráfica de la Figura 34.

4.5.3.2 Alimentación del integrado de control BD7684FJ

Al igual que en el integrado BM2SCQ123T_LBZ, el BD7684FJ requiere un circuito para alimentarlo desde la entrada, en este caso la de 48V, antes de que el convertidor genere el voltaje que va a alimentar normalmente al integrado. Este circuito debe proporcionar una tensión estable y suficiente para el pin VCC del BD7684FJ, que es el encargado de suministrar la energía al circuito interno del controlador. Esta La resistencia se ha calculado en el capítulo 4.5.1.1.2.

También, como el voltaje de 48V proviene de una batería que se puede conectar y desconectar, se requiere un circuito de protección para **evitar picos de corriente**.

El circuito desarrollado para cumplir esta función es el mostrado en la Figura 36:

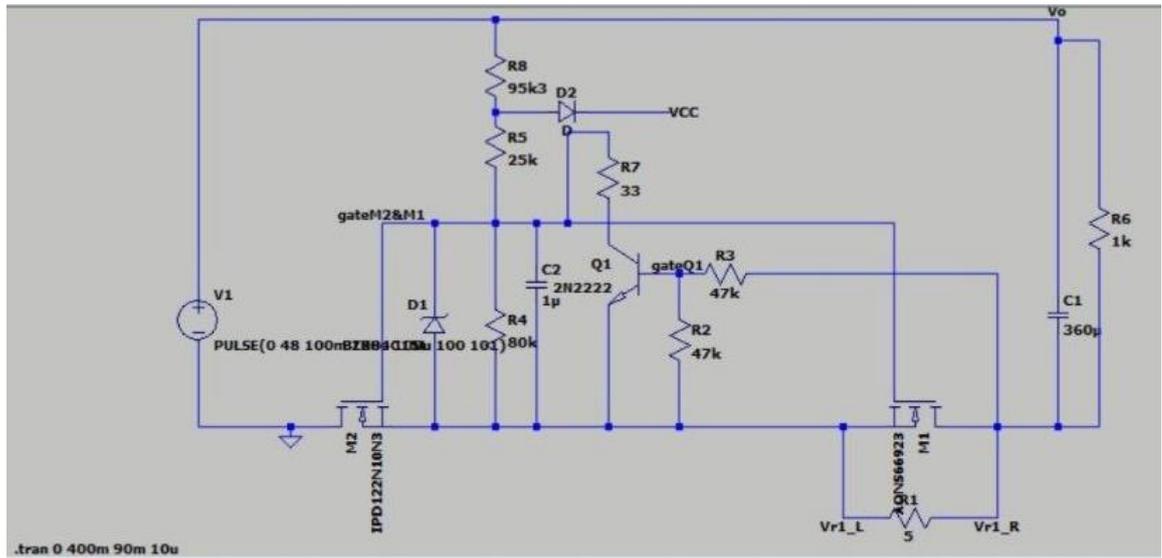


Figura 36: Simulación del circuito de arranque del integrado de control de continua

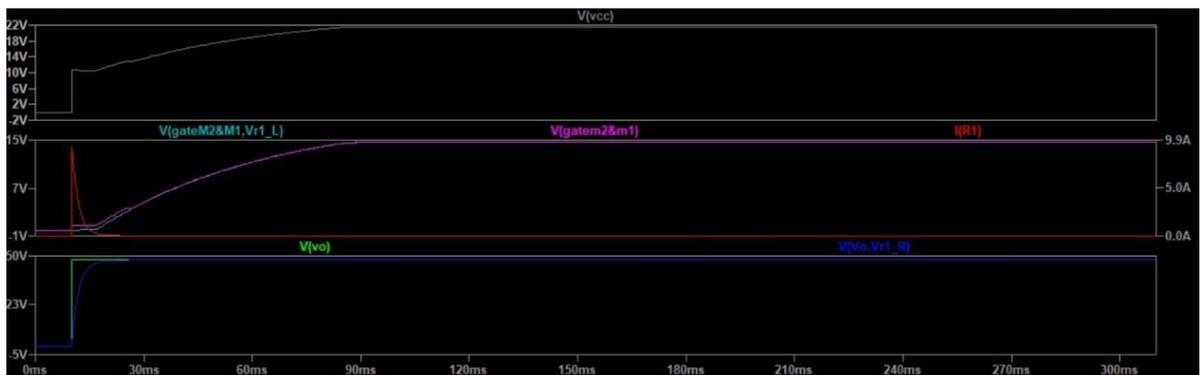


Figura 37: Resultados de la simulación del circuito de arranque del integrado de control de continua

Una forma de entender el funcionamiento de este circuito es compararlo con un sistema hidráulico. Imaginemos que tenemos un depósito de agua conectado a una tubería que tiene una válvula (tubería 1), que cierra el paso de una tubería de gran caudal (tubería 2). Al abrir la válvula, el agua fluye por la tubería 1 que tiene una resistencia, que representa una sección más estrecha que dificulta el paso del agua. Esto provoca una caída de presión en la tubería 1 y una disipación de energía por fricción. La resistencia actúa como un amortiguador que evita que el depósito se vacíe de golpe y que se produzcan picos de presión.

Pero si dejamos la válvula abierta todo el tiempo, la resistencia seguirá disipando energía y reduciendo el rendimiento del sistema. Lo ideal sería cerrar la válvula una vez que el depósito se haya vaciado lo suficiente como para evitar los picos de presión. Así, el agua fluiría sin resistencia por la tubería 2 y se aprovecharía al máximo la energía potencial del depósito.

El circuito eléctrico que se muestra en la imagen anterior funciona de forma similar. La batería es el depósito de agua (recordemos que la entrada para este convertidor son los 48V que vienen de una batería), el interruptor es la válvula y la resistencia "R1" en la Figura 36 es la sección estrecha de la tubería. Al conectar la batería, se produce un pico de corriente que puede dañar los componentes del circuito. La resistencia R1 absorbe este pico y lo suaviza, evitando que se sobrecargue el circuito. Pero si dejamos la resistencia R1 todo el tiempo, esta seguirá disipando energía y reduciendo el rendimiento del circuito. Lo ideal sería cortocircuitar la resistencia R1 una vez que el pico de corriente haya pasado. Así, la corriente fluiría sin resistencia por el circuito y se aprovecharía al máximo la energía de la batería. De esto se encarga El mosfet "M1", y su actuación es controlada por el resto de circuito de control que se ve en la Figura 36.

En la mayoría de los circuitos, esto se realiza sin un mosfet y utilizando una resistencia NTC, que es un tipo de termistor que tiene un coeficiente de temperatura negativo, es decir, su resistencia disminuye al aumentar la temperatura. Se utiliza como sensor de temperatura o como limitador de corriente en algunos circuitos. En nuestro caso, se añadirá el circuito de conmutación ya explicado para conseguir que el sistema sea lo más eficiente posible.

La **alimentación normal**, en estado permanente, del integrado de control de continua se realizará a través de un **convertidor DC/DC aislado** desde las salidas generadas. Este convertidor será el B0524S-1WR3 que tiene una entrada de 5V y una salida de 24V, y proporcionará la tensión y la corriente necesarias para el correcto funcionamiento del integrado. Esta solución es diferente a la alimentación del integrado de control de alterna, porque en el de continua no se pretende que el convertidor tenga que estar funcionando para alimentar al integrado de control, esto drenaría constantemente la batería de 48V que es de donde obtiene la energía el segundo convertidor.

El convertidor necesita ser aislado ya que tiene la entrada en el lado secundario de los transformadores y genera una tensión utilizada por el primario de uno de ellos.

El convertidor se acompañará de capacidad en la entrada y la salida tal y como señala el datasheet del convertidor DC/DC aislado.

4.6 Salidas de la fuente

Uno de los requisitos del diseño era que las **salidas estuviesen protegidas y que se pudiesen sumar** con otras salidas de la misma tensión de otras fuentes. En este apartado se explicará cómo se ha diseñado la generación y protección de las salidas, siendo estas +12V, -12V y +5V.

Figura 38: Rectificación síncrona. Salida de +12V

Como se puede ver en la Figura 38, la salida de +12V del convertidor de continua tiene un simple diodo de actuación rápida para realizar la rectificación. Como este convertidor está diseñado para trabajar cuando no hay corriente en la red alterna, que debería ser en circunstancias muy puntuales, se estimó que no merece la pena gastar componentes tanto económicamente como en espacio para realizar una rectificación síncrona.

A diferencia de en la fuente PS0400P02 mencionada en el Anexo 1, la cual utiliza una serie de mosfets y comparadores para **permitir que esta salida sea sumada** a la de otras fuentes, se utilizará el integrado de control LM5050MK [23]. El integrado de control LM5050MK es un controlador de FET de alta tensión que permite utilizar mosfets en lugar de diodos rectificadores en redes de distribución de potencia, reduciendo así las pérdidas de potencia y las caídas de voltaje. También proporciona un circuito de carga para el accionamiento de la compuerta de un mosfet externo de canal N y un comparador de respuesta rápida para apagar el FET cuando la corriente fluye en sentido inverso. El integrado de control LM5050MK puede conectar fuentes de alimentación que van desde 5 V hasta 75 V y puede soportar transitorios de hasta 100 V.

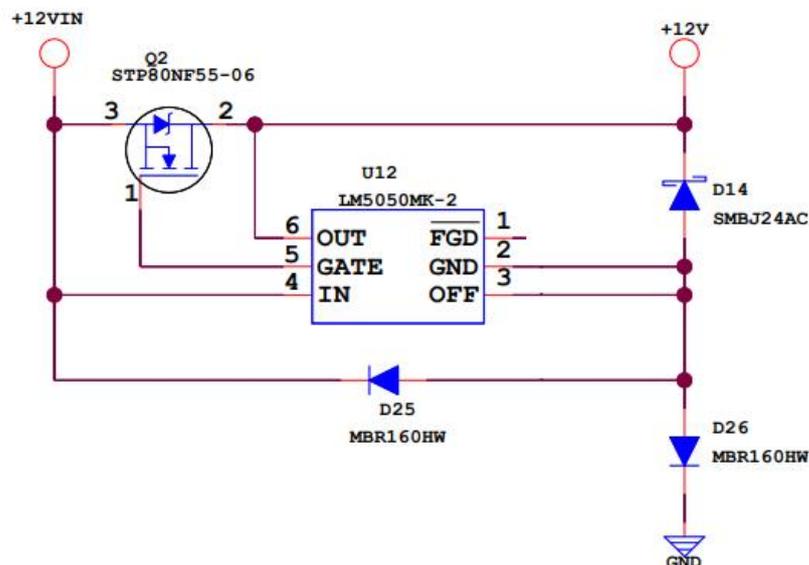


Figura 39: Preparación salida sumada de +12V

Todos los componentes asociados a este integrado han sido ubicados y elegidos teniendo en cuenta las indicaciones y recomendaciones provistas en su datasheet.

Este cambio es debido a la situación actual de carencia de producción de componentes electrónicos además de que este componente tiene más características de bloqueo y señalización sobre qué fuente está aportando potencia cuando hay varias fuentes sumadas. En este caso, no se hará uso de estas funcionalidades porque el control de esta fuente está individualizado y no conectado a otras que se encuentren en paralelo, pero en otras fuentes que se están diseñando actualmente en BTESA sí. Con lo cual, al hacer uso de este integrado, no solo se adquirirá experiencia para los otros diseños, sino que se optimizarán los costes de almacén y pedidos por utilizar un mismo componente en distintos productos.

4.6.2 Salida de -12V

En la salida de -12 V, al contrario que en las otras, sí que se siguió utilizando un **diodo rectificador**, ya que, pese a ser más ineficiente, el gasto de espacio no compensaba la mejora de la eficiencia.

Como se ha comentado con anterioridad, el control de los convertidores solo puede regular una salida y se ha elegido la salida de +12V como la que se monitorizará, debido a que es la que más potencia entrega y afecta la salida de +5V. Sin embargo, esto provoca un problema en el devanado de -12V en el secundario, ya que no hay un control que ajuste su tensión rectificadora, lo que lo hace independiente de los cambios en la carga y puede causar sobretensiones o valores insuficientes en la tensión de salida. Para solucionar esto, se ha colocado un regulador lineal que mantendrá la tensión constante y reducirá el rizado y el ruido en la salida. Además, no se ha utilizado un sistema de rectificación síncrona debido a que la salida nunca entrega potencias altas y las pérdidas generadas por la conmutación del mosfet de la rectificación síncrona serían mayores que el ahorro en pérdidas de conducción.

Se ha utilizado el mismo esquema que en la versión anterior del convertidor de la PS0400P02 explicada en el Anexo 1 para esta parte del diseño, ya que no ha habido ningún cambio de requisitos o faltas de estocaje de los componentes utilizados para esta parte del circuito. Lo único distinto en esta fuente es que ambas señales de potencia de los dos convertidores se suman antes de entrar en el regulador lineal.

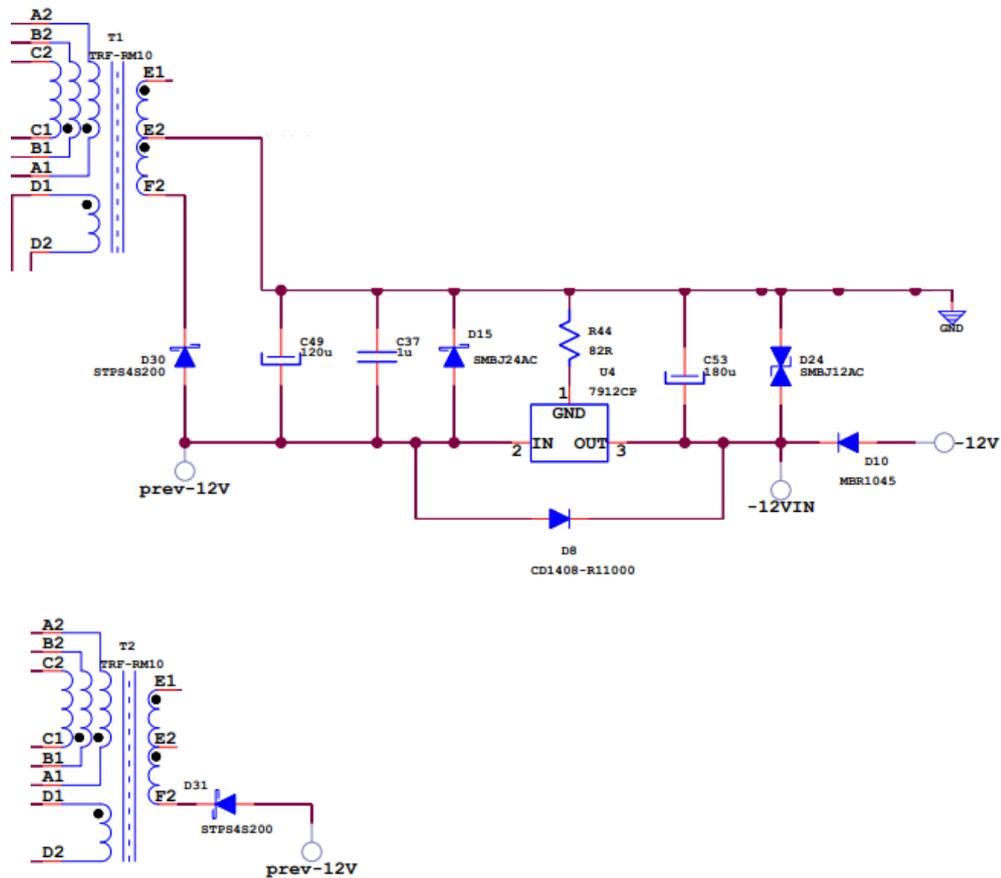


Figura 40: Salida de -12V con regulador lineal

4.6.3 Salida de +5V

En el diseño del convertidor se ha utilizado el **convertidor NSR006A0X4Z** [24] del fabricante ABB para obtener los +5V a partir de la rama de los +12V. Ya se usaba en la versión anterior del circuito y tiene características como una entrada de voltaje de 4.5V a 14V, una salida programable de 0.59V a 6V, pequeñas dimensiones y protección contra sobrecorrientes y calentamiento. La corriente de salida máxima es de 6A y tiene una eficiencia del 94.2% para tensiones de salida de 5V.

Debido a que esta parte del circuito es idéntica a la versión anterior del convertidor de la PS0400P02 explicada en el Anexo 1 para esta parte del diseño, ya que no ha habido ningún cambio de requisitos o faltas de estocaje de los componentes utilizados para esta parte del circuito, se ha utilizado el mismo esquema de diseño.

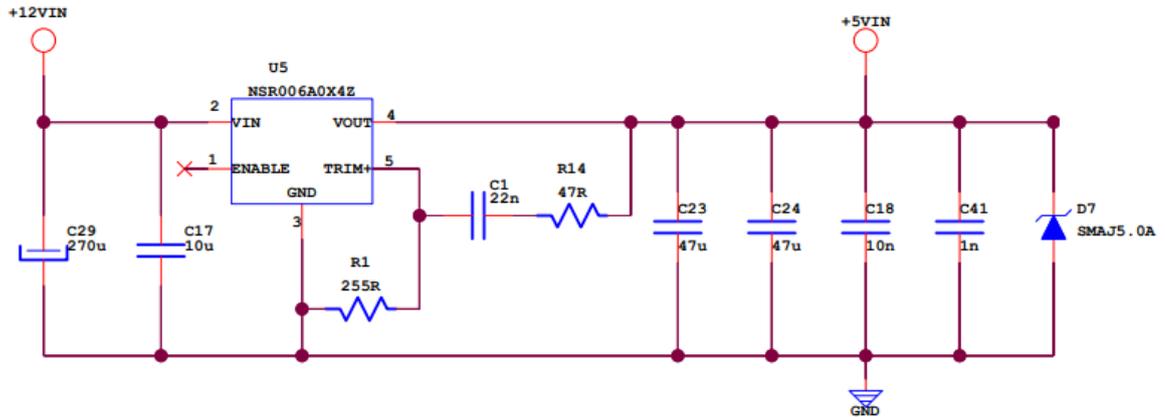


Figura 41: Convertidor de +12V a +5V

La preparación de la señal de +5V de salida también fue realizada como en la PS0400P02 explicada en el Anexo 1. En este diseño se empleó un **amplificador operacional** para realizar una operación que requiere la comparación de dos valores de tensión. Estos valores son proporcionales a la tensión externa y a la interna, y se le da mayor peso a la tensión externa para evitar que la interna sature el mosfet de salida a menos que sea realmente superior a la externa.

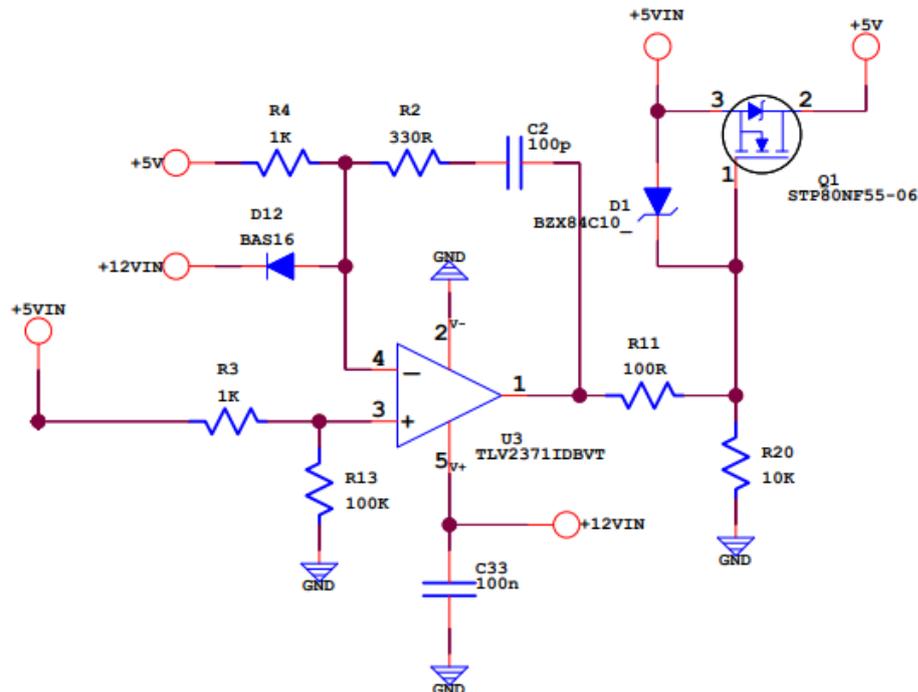


Figura 42: Preparación de la señal de +5V

4.7 Otros detalles del diseño electrónico

En este apartado se dará explicación a varios subcircuitos de la fuente que no son relevantes respecto al funcionamiento electrónico principal de la fuente. Estos subcircuitos cumplen una función más secundaria, pero no menos importante, para conseguir el correcto funcionamiento de la fuente de alimentación. Dotándola, además, de todos los requisitos necesarios para cumplir las funciones esperadas.

4.7.1 Control de temperatura del convertidor de continua

Al contrario que el integrado de control del convertidor de alterna, el de continua no tiene ninguna funcionalidad integrada que controle la temperatura y apague o deje de conmutar el mosfet cuando sea muy alta.

Para solucionarlo y dotar al segundo convertidor de la funcionalidad de poder apagar cuando haya un exceso de temperatura, se ha diseñado un **subcircuito en el lado primario del transformador**. Este circuito consta de un comparador, una NTC y una referencia generada a partir del convertidor DC/DC aislado de 24V que es capaz de tirar la señal producida por el control de esta flyback a masa cuando la temperatura

sobrepasa un umbral. Calculando las resistencias del circuito y teniendo en cuenta el funcionamiento de la NTC elegida, se ha ajustado esta temperatura a $\sim 78^{\circ}\text{C}$.

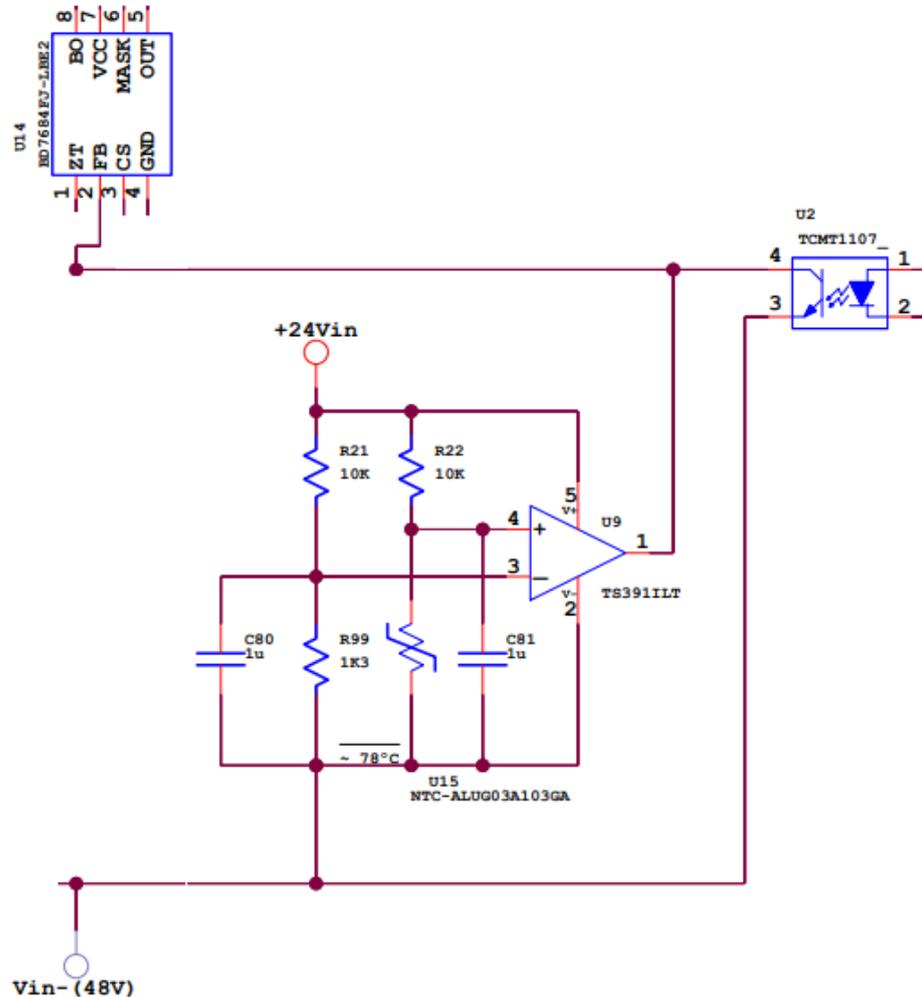


Figura 43: Circuito de control de temperatura del convertidor de continua

Esta NTC ha sido elegida por su forma ya que como se explica en el apartado 6.1, en donde se habla de la mecánica de los disipadores, la temperatura se sensorá en la mecánica donde disipa tanto el mosfet de continua como el de alterna.

4.7.2 LEDs de señalización

Como se explicará en el apartado 6.2, en la mecánica de la fuente se tendrán una serie de **conductores ópticos** dirigidos hacia unos LEDs ubicados en la PCB. Se utilizarán para indicar la disponibilidad de cada entrada para producir la salida. No

necesariamente desde que entrada se está produciendo la salida, sino que entrada tiene las condiciones necesarias para poder producir la salida si se demandase.

En la Figura 44 se detalla cómo está conectado el circuito y el LED que indica la disponibilidad para generar las salidas desde la entrada de alterna.

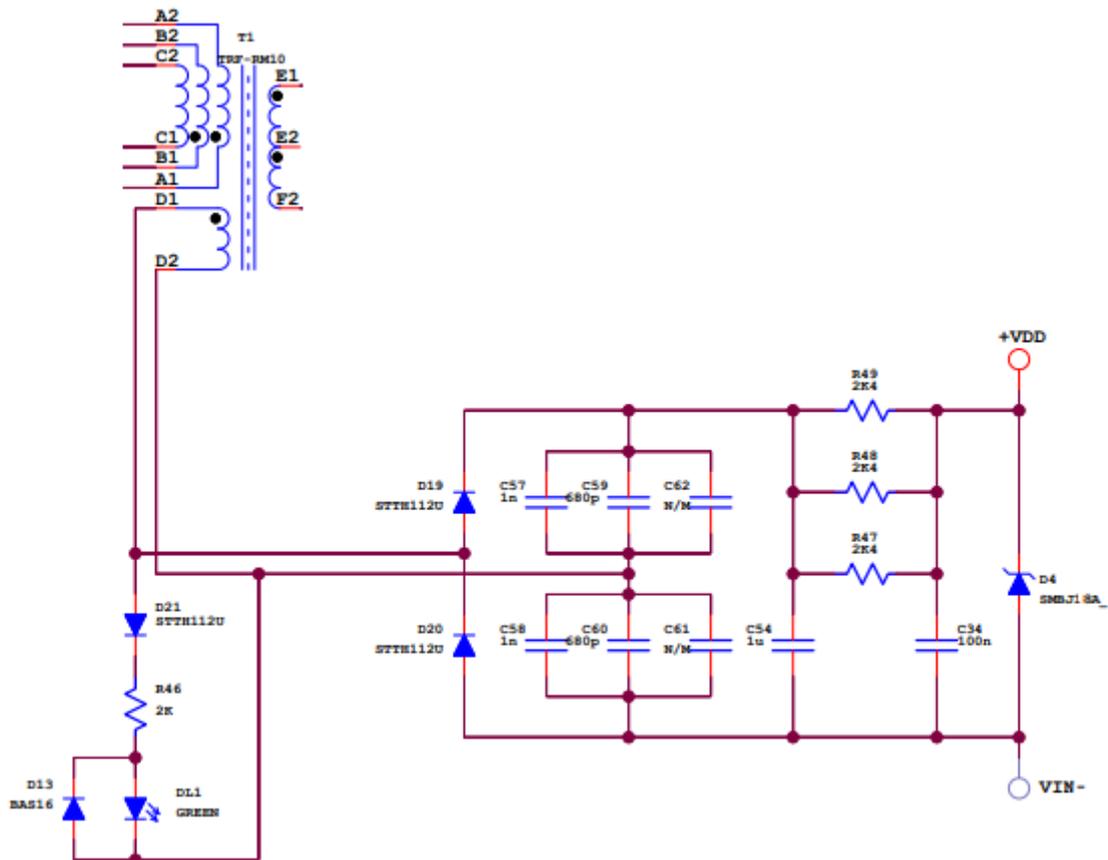


Figura 44: Circuito para el LED que indica el funcionamiento del convertidor de alterna

El LED lucirá cuando se esté generando corriente en el devanado auxiliar del convertidor de alterna. Esto será siempre que haya corriente alterna disponible, que el integrado de control funcione correctamente y que el transformador funcione correctamente.

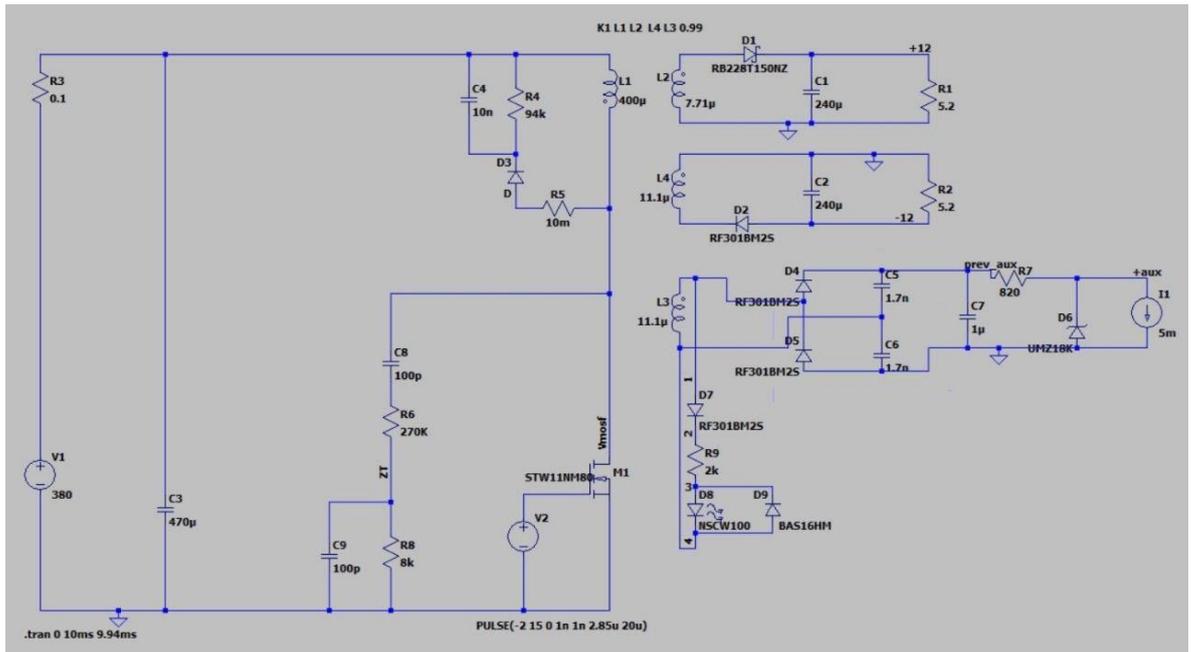


Figura 45: Esquema de la simulación del circuito para el LED del convertidor de alterna

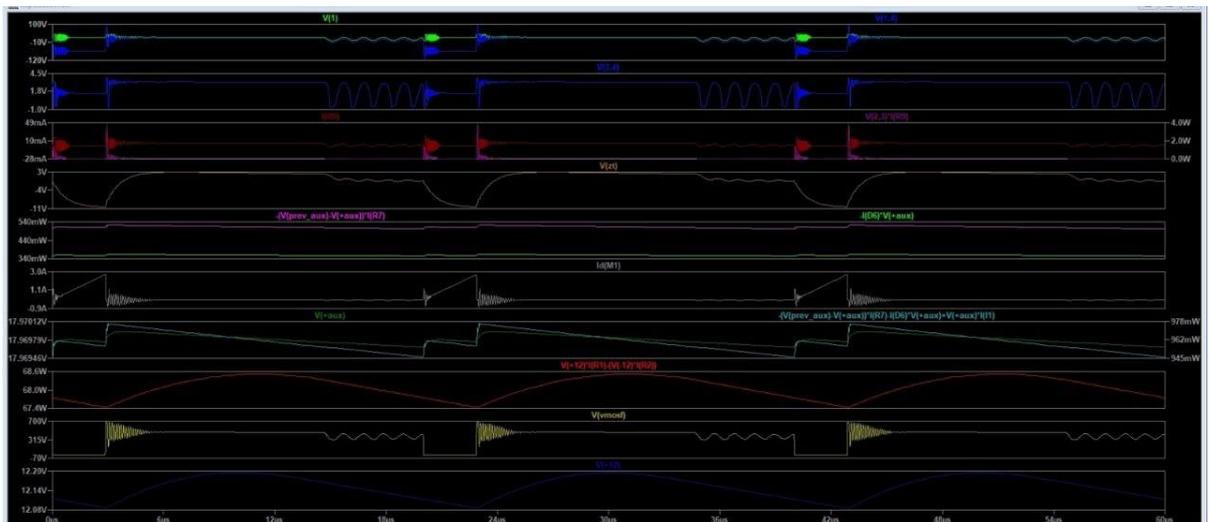


Figura 46: Resultados de la simulación del circuito para el LED del convertidor de alterna

A parte del propio LED, el resto de los elementos de este circuito sirven tanto para proteger al LED o al transformador ante una ruptura del LED. Como se puede ver en la Figura 45 y la Figura 46, cuando el convertidor funciona correctamente el LED va a lucir intermitentemente, pero a una frecuencia lo suficientemente alta como para que al ojo humano le parezca constante.

Al contrario que el LED del convertidor de alterna, el de continua tendrá un circuito asociado y se basará en otras medidas. Como se ha comentado con anterioridad para otros circuitos asociados al convertidor de continua, como es el caso de la generación de la tensión que alimenta al integrado de control en el apartado 4.5.3.2, no se puede estar drenando constantemente la batería de 48V mientras no se esté utilizando porque cuando haga falta podría estar vacía. La mejor solución encontrada para satisfacer esta premisa, y que el LED indicase si sería posible empezar a generar las salidas desde la batería de 48V antes de hacerlo, fue monitorear y basarse en la generación de los 24V del convertidor DC/DC y la disponibilidad de los 48V, que significarían que la batería está conectada y con carga útil. La corriente que consumiría el LED no sería producida por la batería de 48V para que no utilizara corriente de ella permanentemente. Por esto mismo, el uso del TL431CLP, es un regulador de voltaje ajustable y programable que se puede utilizar como referencia de precisión o como circuito de control. Tiene una tensión de referencia de 2.5 V y una corriente de cátodo máxima de 100 mA. El divisor resistivo desde los 48V fue configurado para que por encima de los ~37V, cuando la batería sigue siendo útil, se alcanzase el valor de referencia.

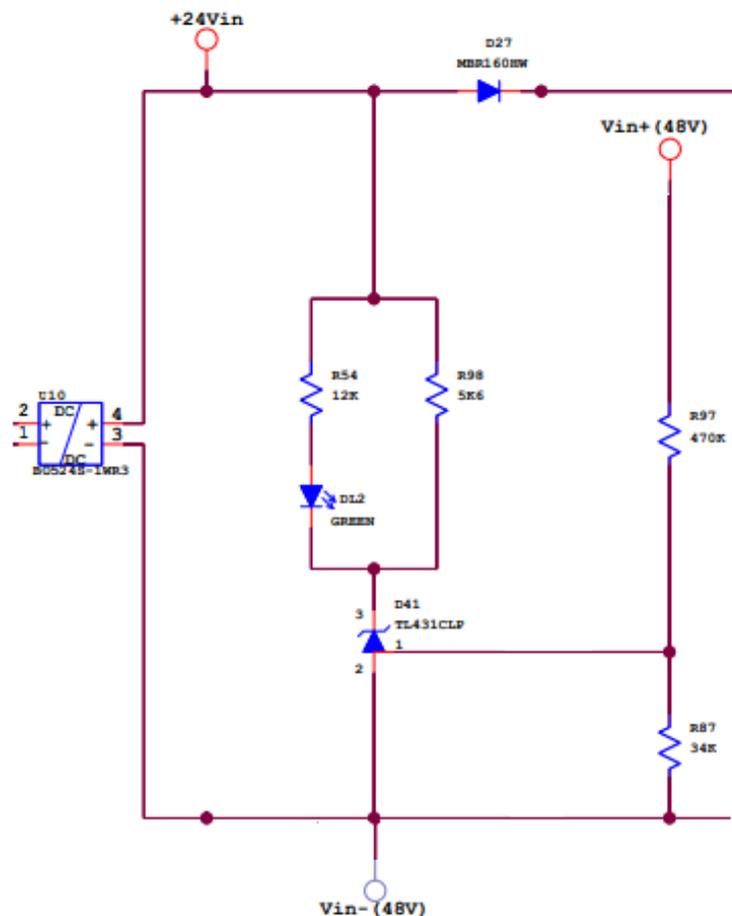


Figura 47: Circuito para el LED que indica el funcionamiento del convertidor de continua

En la Figura 47 se pueden observar todos los componentes con la funcionalidad explicada anteriormente. El resto de los elementos de este circuito sirven tanto para proteger al LED o al transformador ante una ruptura del LED.

4.7.3 Señalización de fallo

Al igual que en la versión anterior de esta fuente, la PS0220P01, en uno de los **pinos de salida** ha de señalizar si la fuente está funcionando y generando la salida de +12V. Esta parte del circuito es exactamente igual a la de la versión anterior, ya que cumple la misma funcionalidad y no afecta al rendimiento, pero en este caso basándose en uno de los pines del integrado LM5050MK. Este pin es el nFGD, que es una salida de drenador abierto para el circuito de prueba FET. Es un pin de estado utilizado en conjunto con el pin de modo de prueba OFF. Cuando el pin OFF está en estado lógico alto, un estado bajo activo en nFGD indica que la tensión directa del diodo del cuerpo (desde la fuente hasta el drenador) del mosfet externo es mayor que 350 mV. El pin nFGD requiere una resistencia de pull-up externa a un voltaje no superior a 5,5V.

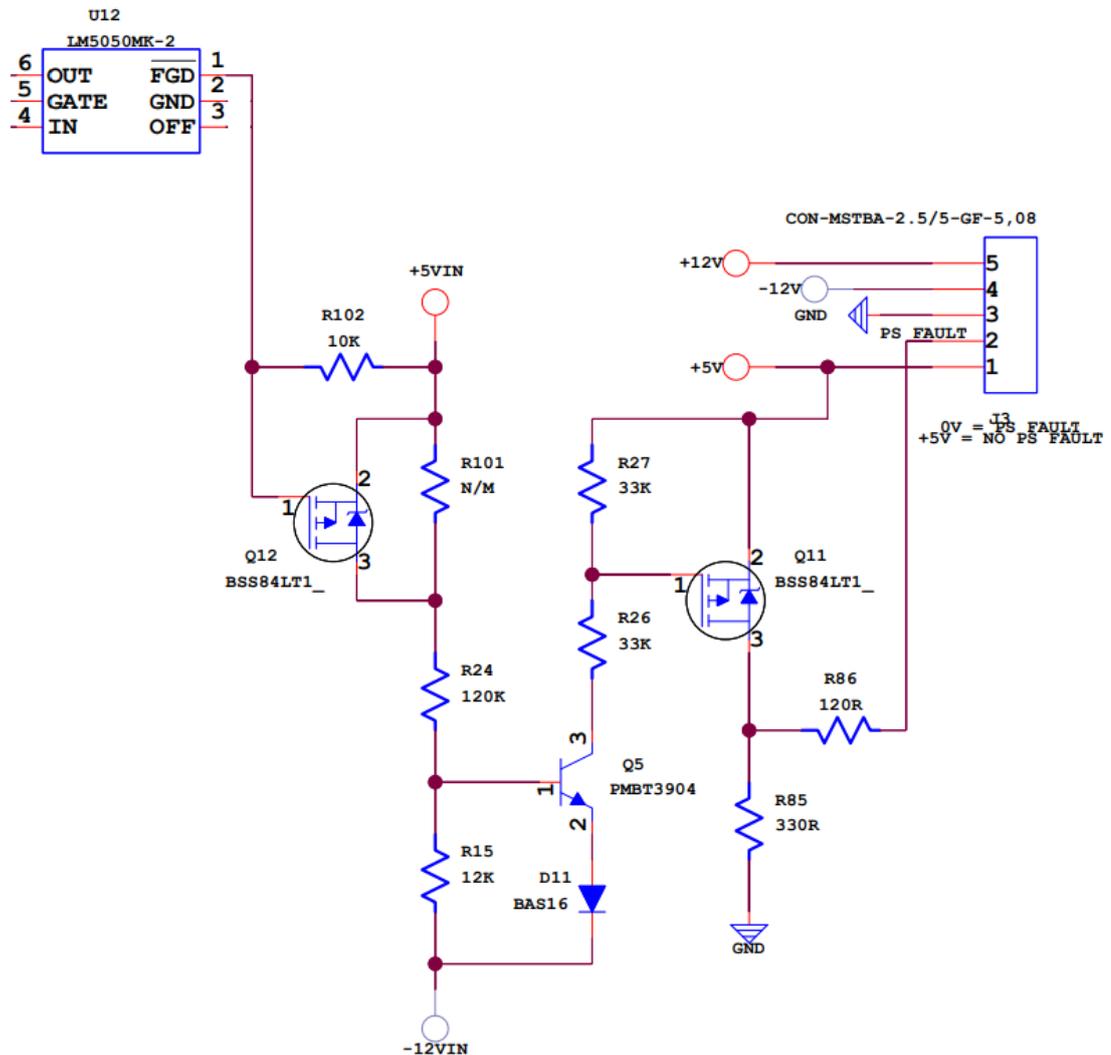


Figura 48: Circuito de detección de fallo de la fuente

4.7.4 Generador de referencia de 2,5V

Varios de los comparadores mostrados en la Figura 15 utilizan una referencia de 2,5V. Es generada a través de la salida de +12V, ya que esta es la salida con más potencia y proporcionalmente el consumo de los 2,5V es irrelevante.

A través del regulador TL432BCPK [25], como se muestra en la Figura 49, es como se generan los 2,5V.

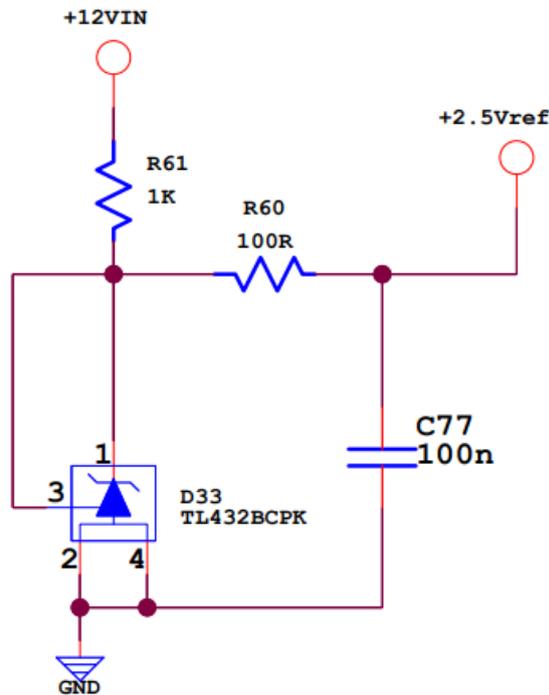


Figura 49: Circuito de generación de 2,5V

4.7.5 Fusibles y diodos de protección

Todos los diseños explicados y mostrados en forma de figuras a lo largo de este documento se pueden ver juntos en el esquema definitivo mostrado en el Anexo 3.

En este esquema se puede observar que hay componentes y partes no mencionadas a lo largo de este documento. Entre ellas fusibles y diodos de protección e incluso fusibles con descargadores de gas integrados.

Los fusibles y los diodos son componentes electrónicos que se utilizan para **proteger los circuitos de las sobrecorrientes y las sobretensiones** que pueden dañar los dispositivos o provocar incendios. A continuación, se explica la utilidad de cada uno de ellos. Un fusible es un conductor con un área de sección transversal calculada para soportar un valor de corriente máximo. Después de eso se rompe y ya no funciona. Este conductor está protegido por una carcasa aislante, con dos terminales en sus extremos. El conductor dentro del fusible está hecho de una aleación de metal, con un bajo punto de fusión, como el plomo. Cuando la corriente excede el límite establecido para el fusible, esta aleación se calienta y se rompe, evitando el paso de corriente. Por lo tanto, el fusible puede usarse para circuitos de protección, contra sobrecorriente y sobrecarga. Unos ejemplos de fusibles de protección utilizados en esta fuente son el V510LA40AP, el V56MLA1206, el FUS-RAPD-4A-125V-OFM125, etc.

Un diodo es un componente electrónico que permite el paso de la corriente eléctrica en un solo sentido. Tiene dos terminales, llamados ánodo y cátodo, y se basa en el efecto de la unión p-n entre dos materiales semiconductores. Cuando el ánodo está a mayor potencial que el cátodo, el diodo está polarizado directamente y conduce la corriente. Cuando el ánodo está a menor potencial que el cátodo, el diodo está polarizado inversamente y no conduce la corriente. Los diodos se utilizan para proteger los circuitos de las sobretensiones que pueden producirse por cambios bruscos de voltaje o por descargas electrostáticas. Las sobretensiones pueden dañar los componentes sensibles del circuito, como los transistores o los microcontroladores. Unos ejemplos de diodos de protección utilizados en esta fuente son el SMBJ15A, el SMBJ24AC, el SMAJ5.0A, etc.

Los descargadores de gas son dispositivos que se utilizan para proteger los circuitos electrónicos de las sobretensiones causadas por rayos, descargas electrostáticas o conmutaciones. Estos dispositivos consisten en un tubo de vidrio o cerámica que contiene un gas ionizable y dos electrodos metálicos. Cuando la tensión entre los electrodos supera un cierto umbral, el gas se ioniza y se forma un arco eléctrico que conduce la corriente de la sobretensión a tierra, evitando así que dañe el circuito electrónico. Los descargadores de gas son una solución eficaz y económica para proteger los equipos sensibles a las perturbaciones eléctricas. Un ejemplo de fusible con descargador de gas utilizado en esta fuente es el GMOV-14D321K-ND.

Estos componentes han sido ubicados en sitios clave para proteger tanto a la PCB como a los componentes de la placa y para los de fuera de ella, tanto entradas como salidas.

4.7.6 Capacidades de filtrado y de desacople

En el esquema mostrado en el Anexo 3 también existen condensadores que no se han mostrado en las explicaciones y figuras a lo largo de este documento. En la mayoría de los casos, la función de estos es de mero filtrado y desacoplado de señales.

4.7.7 Componentes no montados

En el esquema mostrado en el Anexo 3 también se pueden encontrar componentes sin valor o con "N/M" como valor. Corresponden a un diseño preventivo en el que, se supone que en el futuro o cuando se prueben los primeros prototipos, podrían necesitar cambios.

Estos componentes no montados no solo permitirían añadir otros, normalmente en paralelo, sino que también sirven para modificar rutas del esquema.

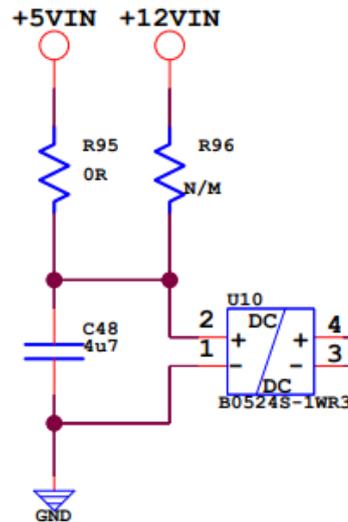


Figura 50: Posibilidad de cambio de entrada de convertidor DC/DC

En la Figura 50 se puede ver un ejemplo. Si en el futuro no se encuentran convertidores DC/DC aislados para generar 24V desde 5V, por futuras posibles faltas de componentes, se podrían adquirir convertidores DC/DC que generen 24V desde 12V. Cambiando la resistencia de 0R por la N/M se podría hacer funcionar a este nuevo convertidor sin modificar la placa.

4.7.8 Cálculo general de potencia nominal de resistores

Un resistor es un componente eléctrico que se usa para limitar la corriente que pasa por un circuito. El valor de un resistor se mide en ohmios y se puede calcular usando la ley de Ohm [26], donde V es el voltaje, I es la corriente y R es la resistencia.

$$V = \frac{I}{R}$$

En la mayoría de las resistencias, las que no era necesario que tuviesen un valor concreto, se ha calculado su valor teniendo en cuenta la potencia que disiparían gracias a la ley de Ohm y la fórmula de la potencia:

$$P = I * V$$

En las resistencias cuyo valor absoluto no es importante, como en un divisor resistivo donde la importancia se encuentra en el valor relativo, se ha priorizado escoger un valor para que consuman poco. El tamaño y la disipación de calor de las resistencias depende de la intensidad que las atraviesa y su valor resistivo.

Tabla 2: Tamaño del encapsulado de las resistencias según su potencia

Encapsulado	Dimensiones en pulgadas			Dimensiones en milímetros			Potencia
	W	X	L	W	X	L	
0201	0.024"	X	0.012"	0.6 mm	X	0.3 mm	1/20w
0402	0.04"	X	0.02"	1.0 mm	X	0.5 mm	1/16w
0603	0.063"	X	0.031"	1.6 mm	X	0.8 mm	1/16w
0805	0.08"	X	0.05"	2.0 mm	X	1.25mm	1/10w
1206	0.126"	X	0.063"	3.2 mm	X	1.6 mm	1/8w
1210	0.126"	X	0.10"	3.2 mm	X	2.5 mm	1/4w
1812	0.18"	X	0.12"	4.5 mm	X	3.2 mm	1/3w
2010	2.20"	X	0.10"	5.0 mm	X	2.5 mm	1/2w
2512	0.25"	X	0.12"	6.35mm	X	3.2 mm	1w

Como se puede apreciar en la tabla anterior, el tamaño del encapsulado de la resistencia es elegido debido a su potencia disipada.

En algunos casos, se elige un tamaño mayor del que sería necesario según la tabla anterior únicamente para facilitar su montaje.

El tamaño y valor de las resistencias elegidas para esta fuente se puede revisar en la lista de materiales ubicado al final de este documento en el apartado "PRESUPUESTO Y BOM".

4.7.9 Elección general de capacidades

Con las capacidades ocurre algo parecido a lo explicado en el apartado anterior con las resistencias.

Un condensador es un componente electrónico que almacena y libera cargas eléctricas. Su función principal es filtrar o suavizar las señales de corriente alterna o continua. Para elegir el condensador adecuado para una aplicación, es necesario conocer sus especificaciones, que son las propiedades que determinan su comportamiento y rendimiento.

Las especificaciones de un condensador incluyen:

- Su capacidad, que es la cantidad de carga que puede almacenar por unidad de voltaje.
- Tensión nominal, que es el máximo voltaje que puede soportar sin dañarse.
- Tolerancia, que es el porcentaje de variación de su capacidad respecto al valor nominal.
- Temperatura de trabajo, que es el rango de temperatura en el que puede funcionar sin perder sus características.

- Tipo, que se refiere al material dieléctrico que separa las placas del condensador y que influye en sus propiedades eléctricas y mecánicas.

Estas especificaciones se pueden encontrar impresas en el cuerpo del condensador o mediante códigos de colores o numéricos. Es importante elegir correctamente estas especificaciones para evitar errores o averías en los circuitos electrónicos.

El tamaño, valor y tipo de las capacidades elegidas para esta fuente se puede revisar en la lista de materiales ubicado al final de este documento en el apartado "PRESUPUESTO Y BOM".

Capítulo 5. PCB y rutado

Una vez terminado el diseño eléctrico, se procede a diseñar la PCB y la disposición de los componentes **no solo para satisfacer las necesidades de rutado sino también para ubicar los componentes grandes o que necesitan disipación** en una posición óptima. Por supuesto, las fases de diseño electrónico no son compartimentos estancos o pasos que se puedan realizar totalmente por separado uno después de otro. En el proceso de diseño eléctrico ya se han tenido en cuenta las posibles limitaciones y problemas que podrían surgir en el rutado.

Una PCB o placa de circuito impreso es un circuito cuyos componentes y conductores están contenidos dentro de una estructura mecánica. Las PCB se utilizan para conectar y soportar los componentes electrónicos de forma eficiente y compacta. Existen dos tipos principales de tecnologías para el montaje de los componentes en ellas: la tecnología de agujeros pasantes (THT) y la tecnología de montaje superficial (SMD).

La tecnología de agujeros pasantes consiste en insertar los terminales o patillas de los componentes a través de agujeros que se practican en las placas de los circuitos impresos, y luego soldarlos por el lado opuesto. Esta tecnología permite una mayor resistencia mecánica y una mejor conexión eléctrica, pero también ocupa más espacio y requiere más tiempo y coste de fabricación.

La tecnología de montaje superficial consiste en colocar los componentes directamente sobre la superficie de las placas de los circuitos impresos, sin necesidad de agujeros ni patillas. Esta tecnología permite una mayor miniaturización y densidad de los componentes, así como una mayor velocidad y automatización del proceso de montaje, pero también implica una menor resistencia mecánica y una mayor sensibilidad a las interferencias electromagnéticas.

El proceso de rutado de una PCB consiste en trazar las pistas de cobre que conectan los componentes electrónicos en la placa. El rutado se puede hacer de forma manual o automática, usando un software especializado que optimiza el diseño y evita los posibles problemas de interferencia, ruido o cortocircuito. El rutado debe seguir las especificaciones del esquemático y las reglas de diseño básicas. El objetivo del rutado es lograr una PCB funcional, eficiente y confiable. Las claves principales del rutado en esta fuente en concreto es mantener la distancia entre el primario del convertidor de alterna, el primario del convertidor de continua y el lado secundario de ambos convertidores. En el Anexo 5 se pueden observar la hoja de consideraciones y requisitos en donde, entre otras cosas, se especifican los anchos de las pistas.

Como ya se ha comentado, esta fuente de alimentación sustituirá a su versión anterior en BTESA, por lo que ha de cumplir sus mismas restricciones en cuanto a dimensiones y ubicación de los conectores.

En la Figura 51 se muestran las dimensiones de la anterior versión de la fuente, las cuales dictarán las dimensiones de la fuente diseñada en este documento.

Como ya se ha comentado con anterioridad en el apartado 3.4, esta parte no se ha desarrollado por el alumno ya que en BTESA hay un departamento técnico especializado en el rutado de todas las tarjetas diseñadas por los distintos departamentos. A pesar de esto, el diseñador siempre tiene que estar en constante comunicación con el técnico especialista para poner conocimientos y requisitos en común y concluir con un buen diseño de PCB.

En el Anexo 5 se pueden observar la hoja de consideraciones y requisitos enviada al técnico de rutado para que tuviese una base y unas directrices de distancias y posicionamiento inicial de componentes clave. En BTESA todos los rutados se realizan según la normativa IPC2221B [27]. Aunque la especificación del producto sea Clase 2 según la IPC6011 [28] el rutado se realiza como si fuese Clase 3A, a pesar de no ser requisito del cliente o de no cumplir una función militar o aeroespacial.

En la Figura 52 se muestra como se ve la tarjeta con los componentes más grandes montados en ella.

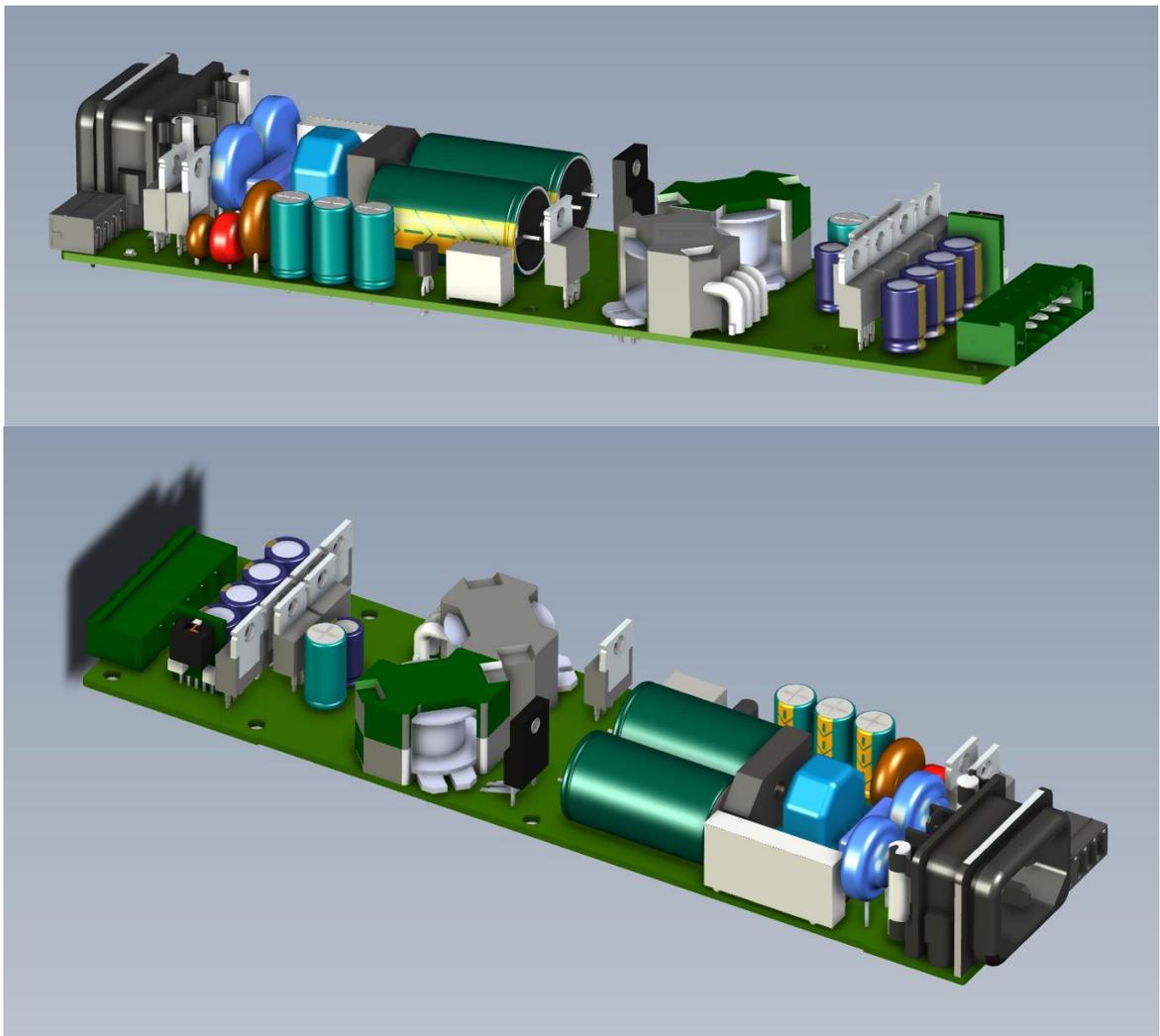


Figura 52: Visualización 3D de la tarjeta de la fuente con los componentes principales

En el Anexo 6 también se puede encontrar los resultados del rutado de la PCB y la disposición de las vías.

En el Anexo 4 se muestran las instrucciones que han de seguir los técnicos de montaje para construir la fuente.

Capítulo 6. Mecánica

La fuente necesita piezas metálicas por dos motivos, **disipación de calor y encapsulado** para protegerse del exterior y rigidizar su estructura.

Al igual que pasaba con el rutado, en BTESA existe un departamento especializado en el diseño mecánico, por lo que el alumno no ha sido el encargado directo de realizar los diseños mecánicos. Aun así, el trabajo de diseño mecánico tiene que estar en constante revisión tanto por el ingeniero electrónico (alumno) como por el técnico encargado de rutado: donde apoya la mecánica en el PCB, como se une a la tarjeta, que otros componentes grandes hay que evitar con la mecánica, cuanto y de que componentes se ha de disipar calor, etc. Estos son conceptos que han tenido que estar en un constante intercambio de información y rediseño entre los tres especialistas.

6.1 Disipadores

Hay componentes, como los mosfets de conmutación de las flybacks, los integrados y mosfets de salida, diodos, etc. que necesitan disipar el calor producido en piezas metálicas ya que disipando solo ante la PCB o el ambiente acabarían sobrecalentándose y rompiéndose.

La eficiencia de un material metálico para disipar calor depende de su conductividad térmica, que es la capacidad de transmitir el calor a través de su masa. Cuanto mayor sea la conductividad térmica, mejor será el material como conductor del calor. Algunos de los materiales metálicos con mayor conductividad térmica son la plata (429 W/m·K), el cobre (385 W/m·K), el oro (314 W/m·K) y el aluminio (205 W/m·K). Estos materiales se utilizan a menudo en aplicaciones que requieren una buena disipación del calor, como componentes electrónicos, radiadores o intercambiadores de calor.

Como la plata y el oro son significativamente más caros que las demás alternativas, se utilizarán de **cobre y aluminio** en esta fuente. Estos materiales son los normalmente elegidos para tareas de disipación electrónica.

En la versión antigua de la fuente llamada PS0220P01 se utilizaron tres disipadores de cobre, los cuales se pueden ver en la Figura 53. El plano de este disipador se puede ver en Anexo 7.

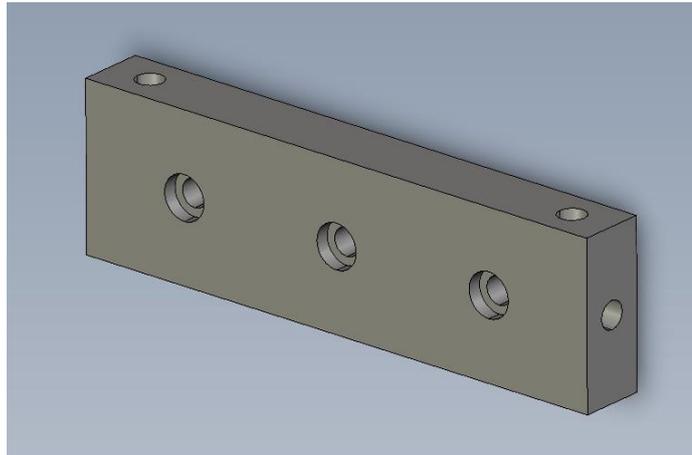


Figura 53: Disipador de cobre

Ya que estos disipadores existen en el almacén de BTESA y sus dimensiones están diseñadas para satisfacer las dimensiones de la fuente y componentes con encapsulado TO-220 se pueden reutilizar en este diseño. Durante el diseño electrónico se ha tenido en cuenta esto, y se ha priorizado minimizar los componentes que necesitan disipación para no tener que utilizar tantos disipadores. Finalmente, se consiguió solamente necesitar uno de estos disipadores y otro nuevo, el cual se decidió rediseñar de nuevo a partir de una chapa de 2mm de aluminio. Este nuevo disipador, mostrado en la Figura 54, es más conveniente porque su coste es menor y porque para facilitar el rutado se diseñó para albergar cuatro componentes a lo ancho de la fuente, en vez de tres como en el de cobre. Los componentes montados en este disipador no requieren de tanta disipación, por eso se puede permitir en espesor de 2mm. Los ingenieros del departamento de mecánica han tenido en cuenta, en el diseño, la facilidad de fabricación mediante plegado. También se tuvo en cuenta la facilidad de montaje para la fabricación de la fuente.

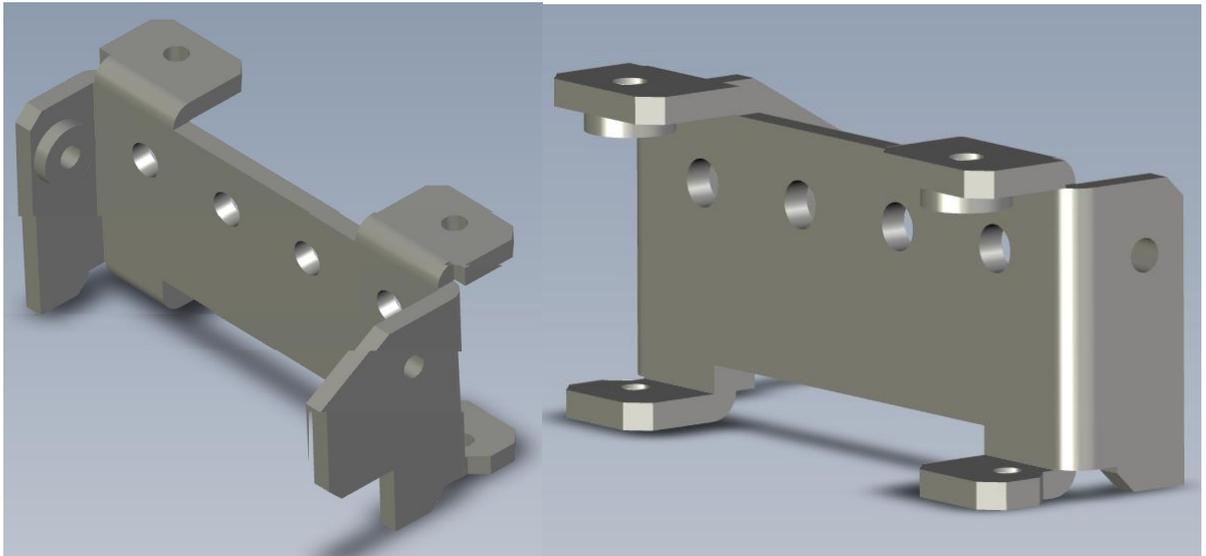


Figura 54: Disipador de aluminio

Con todo esto se consiguió reducir el tamaño ocupado por los disipadores y los costes económicos en disipación respecto con la versión anterior. El plano de este disipador se puede ver en Anexo 8.

La posición de los disipadores y qué componentes van montados en ellos se puede apreciar en el Anexo 4.

6.2 Caja y encapsulado

Esta fuente es insertable y se ha diseñado para insertar y sacar (como si de un cajón en un armario se tratase) en un amplificador de radiofrecuencia. Por ello necesita de una mecánica exterior que **proteja a los componentes y que haga de guía en este movimiento deslizante**.

Este exoesqueleto se ha diseñado para fortalecer la tarjeta frente a los golpes que recibirá en el conector interior al ser deslizado, no solo para proteger a los componentes de la tarjeta del exterior.

Las dimensiones y ventanas para los conectores son las mismas que en la versión anterior, pero se ha rediseñado y ajustado por la diferencia entre tipo y posición de disipadores, entre la versión antigua y esta. Los planos de esta carcasa y tapas metálicas, también fabricadas en aluminio para facilitar la disipación de calor, se pueden ver en el Anexo 9.

La tapa frontal se mantiene exactamente igual que en la versión anterior. La carcasa y las tapas se pueden ver en la Figura 55 y la Figura 56.

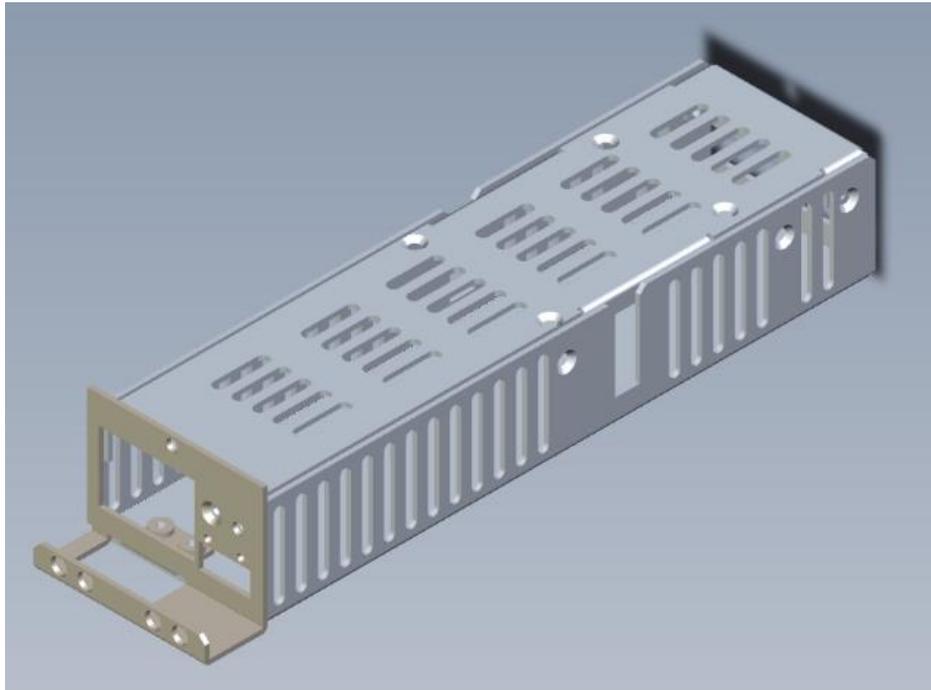


Figura 55: Carcasa y tapas de la fuente

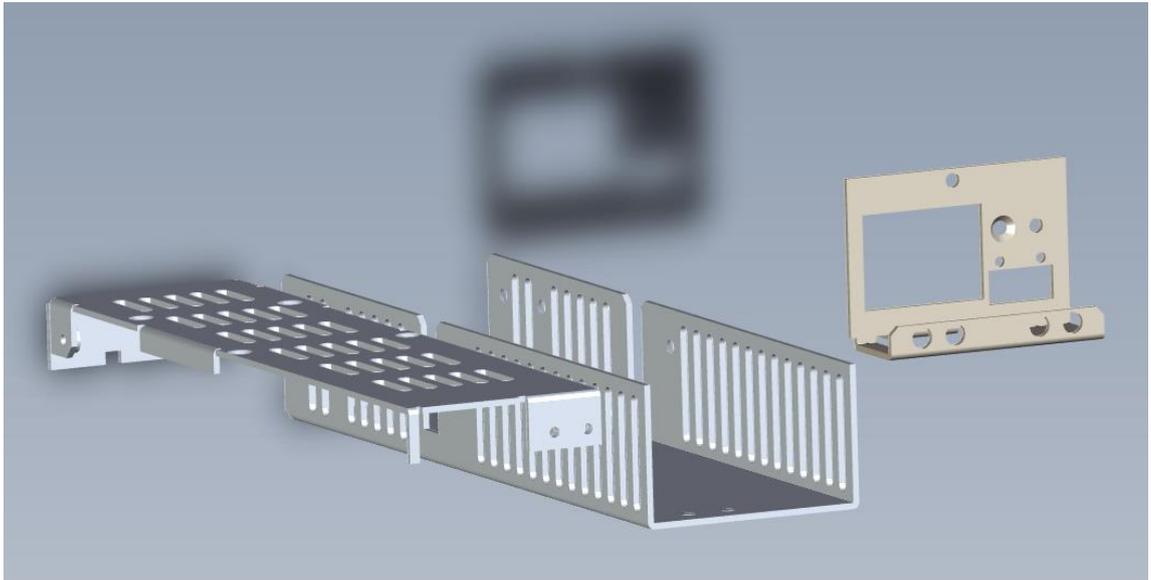


Figura 56: Carcasa y tapas de la fuente (vista explosionada)

Como quedaría la fuente montada con la carcasa y las tapas se puede ver en la Figura 57 y la Figura 58:

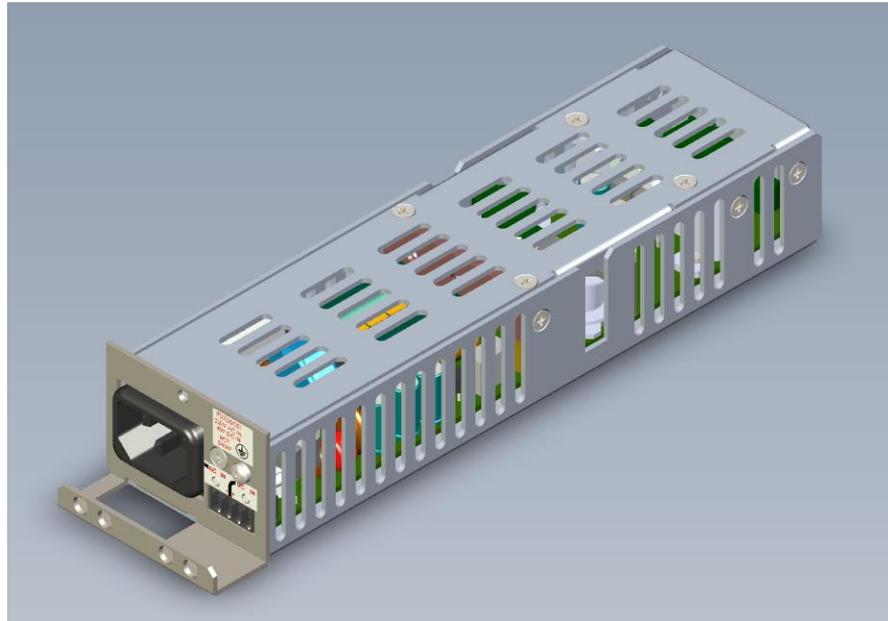


Figura 57: Fuente completamente fabricada y ensamblada

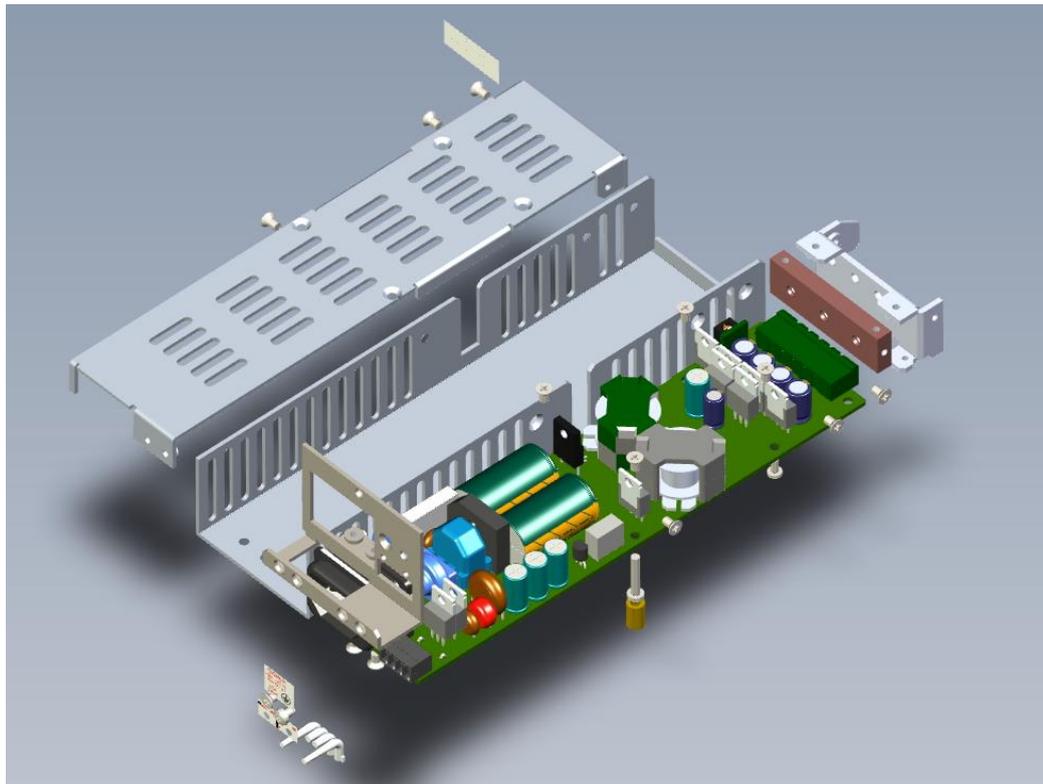


Figura 58: Fuente completamente fabricada y ensamblada (vista explosionada)

Todos los tornillos externos quedan a ras de superficie para facilitar el deslizamiento para la inserción de la fuente gracias a un avellanado en la mecánica.

Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras

Este documento concluye habiendo **alcanzado satisfactoriamente los objetivos impuestos** para el diseño de la fuente:

- La fuente nueva ocupa lo mismo que la versión anterior.
- La fuente nueva es, teóricamente, más eficiente energéticamente que la antigua.
- La fuente nueva es más económica que la antigua.
- Las salidas están protegidas y preparadas para ser sumadas a otras señales con la misma tensión.
- Se han reutilizado diseños eficientes ya existentes en BTESA, con lo cual se han ahorrado horas de ingeniería.
- Se ha simplificado la fuente, de manera que tiene menos componentes tanto electrónicos como de disipación.
- Se ha eliminado la necesidad de tener el control en una placa externa conectable. Ahora está integrado en la misma tarjeta.
- El tiempo de montaje se ha disminuido por la diferencia en el número de componentes entre la fuente nueva y la antigua.

La fuente está en proceso de fabricación de sus primeros prototipos. Por supuesto, el **siguiente paso a dar sería realizar una validación experimental en el laboratorio**. Se deberá:

- Realizar un análisis visual. Este paso implica examinar la fuente de alimentación para detectar cualquier defecto visual, como grietas, deformaciones o cualquier otro problema que pueda afectar su funcionamiento.
- Realizar las primeras pruebas eléctricas. En este paso se realizan pruebas eléctricas para verificar que la fuente de alimentación funciona correctamente y cumple con las especificaciones requeridas.
- Analizar las formas de onda. Este paso implica analizar las formas de onda de la señal de salida de la fuente de alimentación para asegurarse de que son estables y cumplen con las especificaciones requeridas.
- Analizar la potencia entregada y la eficiencia. En este paso se mide la potencia entregada por la fuente de alimentación y se calcula su eficiencia para asegurarse de que cumple con las especificaciones requeridas.
- Realizar un análisis térmico. Este paso implica medir la temperatura de la fuente de alimentación y analizar cómo se disipa el calor generado por ella.
- Analizar el ruido de salida. En este paso se mide el ruido presente en la señal de salida de la fuente de alimentación para asegurarse de que cumple con las especificaciones requeridas.
- Comprobar la correcta respuesta de los lazos de control. Este paso implica verificar que los circuitos de control funcionan correctamente y que la fuente de alimentación responde adecuadamente a los cambios en las condiciones del circuito.

- Analizar el aislamiento. En este paso se verifica que la fuente de alimentación está adecuadamente aislada para evitar cortocircuitos y otros problemas similares.

Una vez que estos experimentos hayan concluido con éxito, los problemas encontrados hayan sido resueltos y basándose en ellos, se deberá **realizar un proceso de ajuste y construir un probador** para que los técnicos de laboratorio sean capaces de realizar de forma autónoma las comprobaciones a todas las fuentes construidas con este diseño.

ANEXOS

Índice de anexos:

Anexo 1: Convertidor Flyback de Ignacio Escribano	88
Anexo 2: Plano y características del transformador	95
Anexo 3: Esquema eléctrico de la fuente	97
Anexo 4: Plano de montaje	100
Anexo 5: Documentación de requisitos para el técnico de rutado de PSBs	102
Anexo 6: Planos y rutas del PCB	107
Anexo 7: Plano del disipador de cobre	110
Anexo 8: Plano del disipador de aluminio	111
Anexo 9: Tapas y carcasa de la fuente	112

Anexo 1: Convertidor Flyback de Ignacio Escribano

Durante la realización de este documento se han mencionado todos los cálculos reutilizados de esta fuente. Todo el esfuerzo de diseño le pertenece a Ignacio Escribano. Para este proyecto, muchos de los componentes han tenido que cambiar o rediseñarse, estos cambios y adaptaciones sí que pertenecen en su totalidad al autor de este documento.

Arrollamiento	Nº de vueltas	Inductancia (uH)	Cortocircuito	Medida	Inductancia (uH)	Rendimiento	0,95
A	12	42,2	Todo	A1-C2	3,6	Disipa 0,3W cuando pasa por el una corriente de 1,5A	
B	12	42,4		A1-D2	3,8		
C	12	44	F1-E2-F2	A1-C2	4,6	Frec. Resonancia	2 MHz
D	6	-1,80E-03	F1-E2-F2	A1-D2	6,4		
E	5	7,8	E1-E2	A1-C2	5,8		
F	6	11,4	E1-E2	A1-D2	8		
			F1-F2	A1-C2	6,7	Pérdidas	
			F1-F2	A1-D2	9,4		
			E1-F2	A1-C2	17,9		
			E1-F2	A1-D2	24,7		

Conexiones	Nº de vueltas	Relación de vueltas	Inductancia (uH)
Primario "ABC"	36	-	390,80
Secundario 12 "E"	5	7,2	7,54
Secundario -12 "F"	6	6	10,86
Auxiliar "D"	6	6	10,86
Auxiliar/secundario	-	1,2	-

Vds (max)	139,67 V	Experimentalmente se comprobó que era ligeramente menor de 120V. Es por eso que se buscó un MOSFET de Vds 200V. Ver foto 26/02/2020
$V_{ds(max)} = \frac{\sqrt{2} V_{IN(max)}}{N_{PS}} + V_{OUT}$		
Creg	2,20 uF	En el datasheet recomiendan en todos lados poner 2u2, tu tienes 4u7 por recomendación de Rubén
Snumber		El datasheet avisa que esto va a necesitar de un ajuste experimental
Ctransformador	945,16 pF	
$C_s = \frac{1}{(2 \times \pi \times f_r)^2 \times L_{slk}}$		
Csnumber	197,24 pF	Este valor se ha calculado para la fsw máxima, 500kHz. Por ajuste experimental se cambió a 10pF
Rsnubber	84,50 Ohm	Este valor se puso a huevo, para sacar el otro
$C3 = \frac{0.01}{5 \times f_{sw} \times R3}$		
Rvdd	13,26 kOhm	Este valor se ha calculado para la fsw máxima, 500kHz. Por ajuste experimental se cambió a 20k
Cvdd	1 uF	Este valor se puso a huevo, por recomendación del datasheet
$R2 > \frac{1}{2\pi \times C1 \times \frac{f_{sw}}{100}}$		
Comprobar si habrá suficiente alimentación		
Vddmax	31,02 V	Este valor cumple por demasiado, explica el zener de 18V
Vddmin	V	OJO!
$V_{VDD(MAX)} = (V_{OUT} + V_{IN(MAX)} \times \frac{N_S}{N_P}) \times D_{MAX}$		
$V_{VDD(MIN)} = (V_{OUT} + V_{IN(MIN)} \times \frac{N_S}{N_P}) \times D_{MIN}$		

esto implica que con la máxima tensión se puede tener unas pérdidas de (31,02-18)*Iz

Parámetros del trafo VOR **95,76 V** Se especifica que debe permanecer cercano a 100V

$$VOR = (V_{OUT} + V_f) \times \frac{N_p}{N_s} = \frac{t_{on}}{t_{off}} \times V_{IN}$$

Vf es el valor de la caída en el diodo de rectificación, en este caso sería en el diodo del mosfet de la rectificación o a la caída en la Rdson. Se ha escogido el valor del diodo del cuerpo por ser el más grande

Dmax **0,30 %** Se especifica que debe permanecer por debajo del 0.5

$$Duty(max) = \frac{VOR}{V_{IN}(min) + VOR}$$

Comprobamos si la inductancia del primario es válida utilizando la ecuación:

$$L_p = \left\{ \frac{V_{IN}(min) \times Duty(max)}{\sqrt{\frac{2 \times P_O(max) \times f_{SW}}{\eta}} + V_{IN}(min) \times Duty(max) \times f_{SW} \times \pi \times \sqrt{C_v}} \right\}^2$$

Obtenemos la fsw mínima despejando de la ecuación de arriba y comprobamos que supere los 30kHz

Lo que se ha hecho es introducir la ecuación de arriba en la celda LP y se han ido probando valores de fsw hasta dar con la que nos da nuestra inductancia en el primario

fsw min real **48200,00 Hz** Es mayor de 30khz y menor de 120kHz, es una frecuencia válida

Lp calculado **623,008 uH**

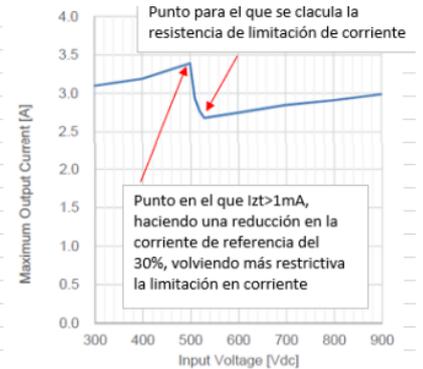
Lp real **390,800 uH**

Con lo que podemos obtener el valor de la corriente de pico máxima en el primario

Ippk **2,479 A**

$$I_{PPK} = \sqrt{\frac{2 \times P_O(max)}{\eta \times L_p \times f_{SW}}}$$

Limitación en corriente del primario
 Conforme aumenta la tensión de entrada, se reduce ton y se aumenta la frecuencia. Pero esto está limitado a la frecuencia máxima y el ton mínimo, por lo que a partir de cierto punto la limitación de corriente que se hace resulta inadecuada. Para paliar este efecto el integrado sensa la corriente que circula por el pin ZT, de manera que cuando esta supera el valor de 1mA aplica una reducción del 30% al valor del límite de corriente haciendo que sea más restrictivo en las tensiones de entrada altas.
 Por otro lado el control sobre la corriente de salida se hace monitorizando la corriente que atraviesa al mosfet, es decir, la que sale por el pin SOURCE y atraviesa la resistencia R14 creando una tensión en el pin SOURCE que es comparada con un referencia de limitación en corriente de valor 1V o 0,7V que es controlada por el valor leído de la corriente de ZT.
 Es por esto que para dimensionar adecuadamente R14 se debe calcular el valor resistivo que hace que para la tensión de entrada crítica, en la que se produce el cambio de referencia, la tensión del pin SOURCE sea $1V \cdot 0,7$ debido a la minoración de haber excedido el trigger de 1mA del pin ZT. También se deduce que se deberá calcular las resistencias de Zt de manera que cuando esté la tensión crítica haya por ellas circulando 1mA.



- Vin critica V Se ha tomado la media entre el máximo y el mínimo valor de entrada para hacer el cambio de referencia
- Iout max A La protección contra sobrecorrientes saltará si se supera el máximo permitido de salida
 Experimentalmente hemos visto que es la frecuencia de trabajo máxima
- fsw Hz frecuencia a la que está trabajando en el punto de tensión crítica y potencia de salida máxima. Se ha puesto aprox.
- Ippk A La corriente en el primero que se alcanza de pico, que va a ser sensada por Rs en el pin source

$$I_{PPK} = \sqrt{\frac{2 \times P_o(max)}{\eta \times L_f \times f_{sw}}}$$
- R14 ohm Buscamos que la corriente que atraviesa el primario por este valor sea de 1V, en este caos 0,7V pues justo acaba de cambiar la referencia. Actualmente hay 0,36 ohm
- $R14 = \frac{V_{LIM1A} \times 0.7}{I_{PPK}}$
- Vlim1a V Nos lo dice el datasheet, cambia a 0,7V cuando se superan el 1mA en ZT

Arranque del circuito

- Istart uA
- Icc_protect uA
- Vccvlo V
- Vccovp V
- Vin start V El valor con el que se quiere que arranque el convertidor
- Rstart min ohm
- Rstart max ohm
- Rstart ohm Arbitrariamente se escoge el valor medio entre el max y el min

$$R_{START} < \frac{V_{IN_START} - V_{CCUVLO(min)}}{I_{START}}$$

$$R_{START} > \frac{V_{IN(MAX)} - V_{CCOVP(max)}}{I_{CC_PROTECT}}$$

Diseño del snubber

Vclamp V

Vds V Voltaje de ruptura del mosfet integrado en el control

$$V_{CLAMP} = V_{DS} \times 0.8 - V_{IN(max)}$$

Rsnubber ohm

$$R_{SNUBBER} < 2 \times V_{CLAMP} \times \frac{V_{CLAMP} - V_{OR}}{I_{LEAK} \times I_P^2 \times f_{SW(max)}}$$

Ippk A Corriente de pico máxima en el primario

$$I_{PPK} = \frac{V_{CS}}{R14}$$

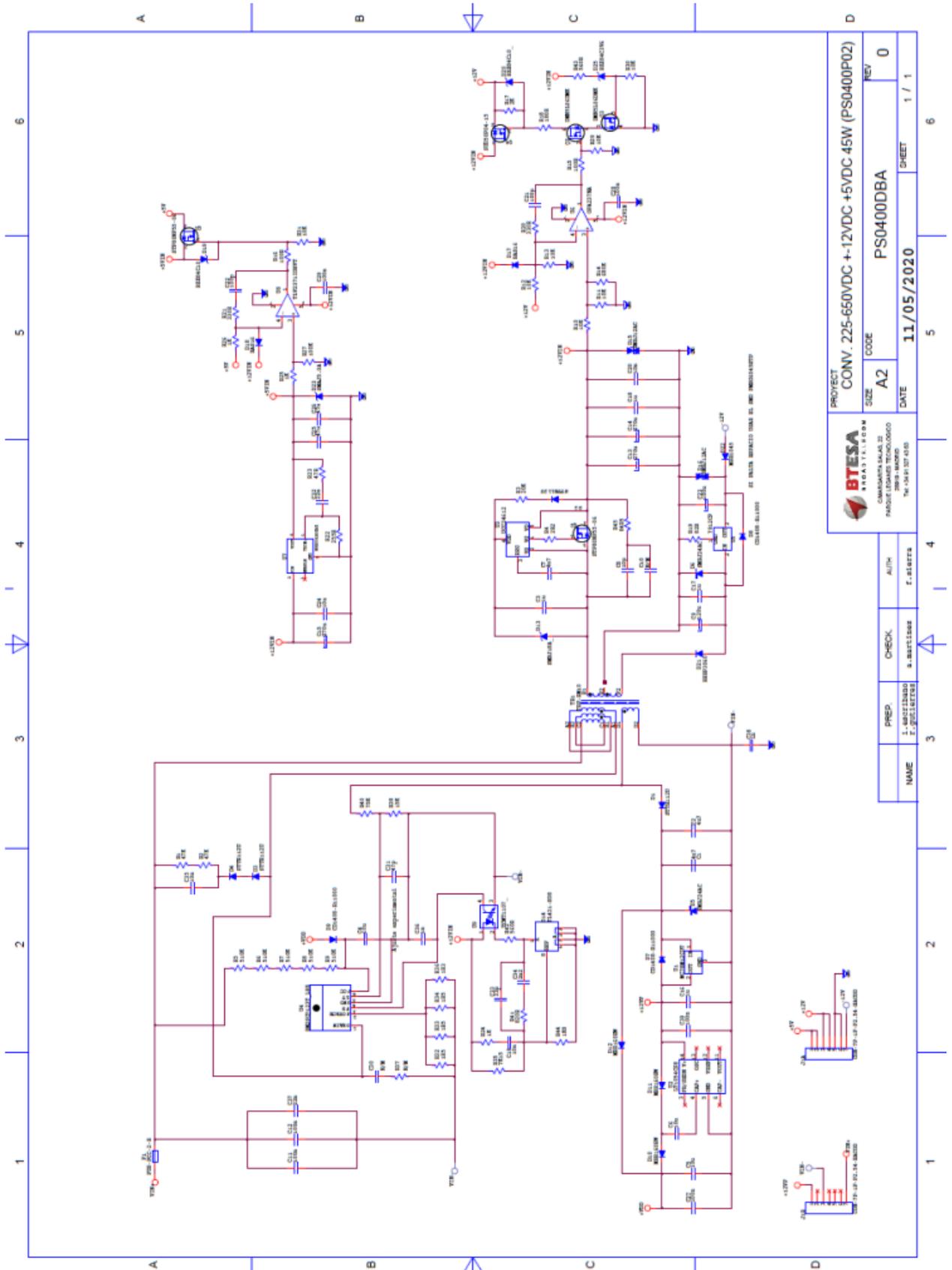
fsw Hz Frecuencia de conmutación media del integrado

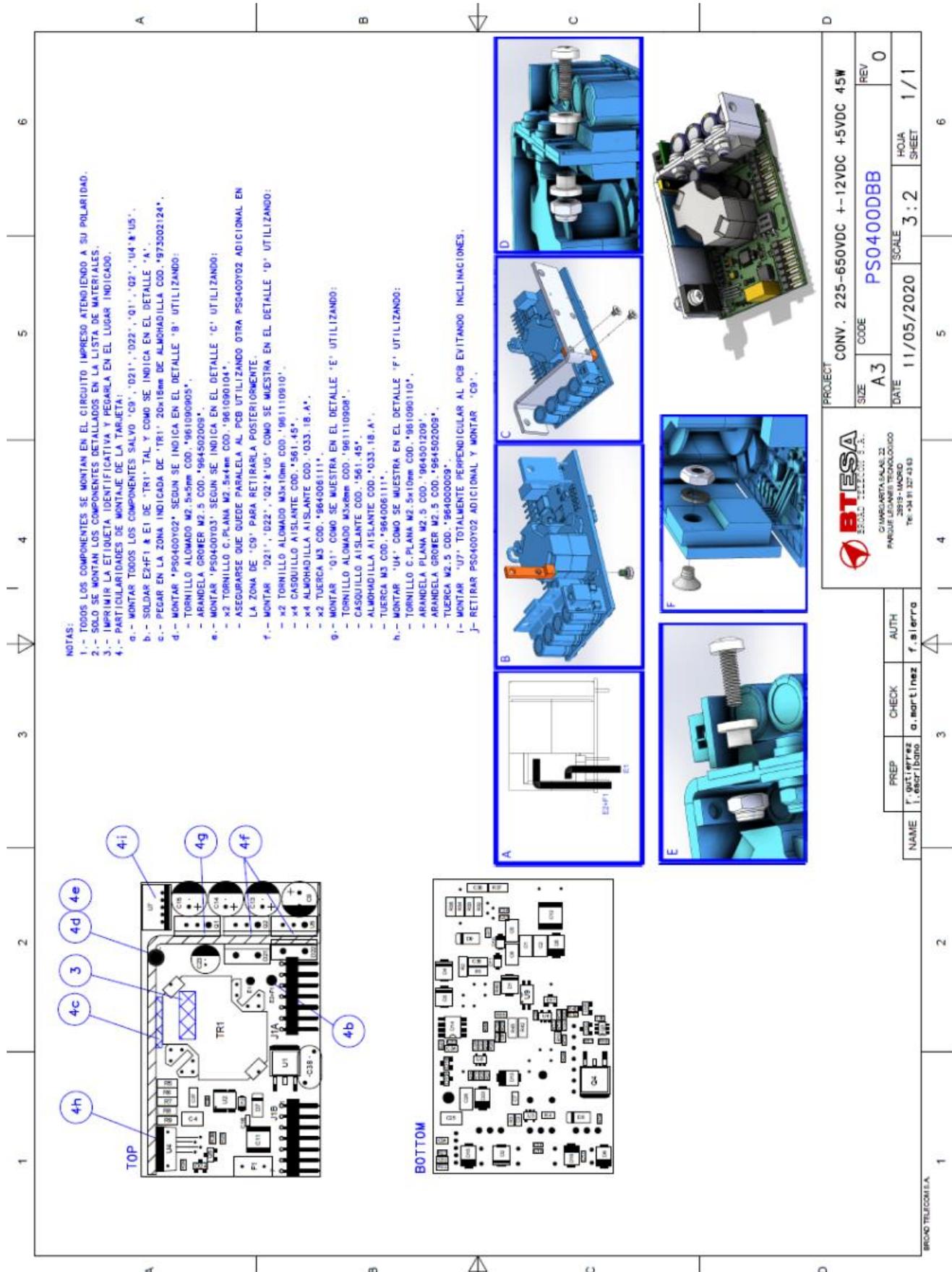
$$f_{SW} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF} + t_{DELAY}} = \frac{1}{\left(\frac{L_P}{V_{IN}} \times I_P\right) + \left(\frac{L_L}{V_{OUT} + V_F} \times \frac{N_P}{N_S} \times I_P\right) + \pi \times \sqrt{L_P \times C_C}}$$

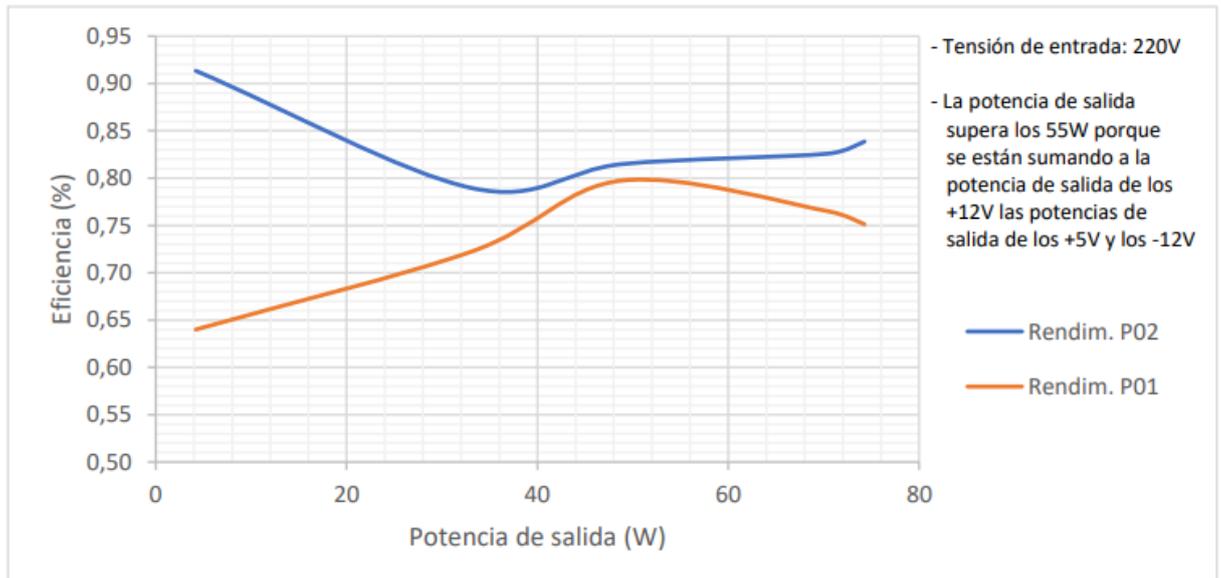
Csnubber uF

VrippleP V Rizado en el primario que se quiere aceptar

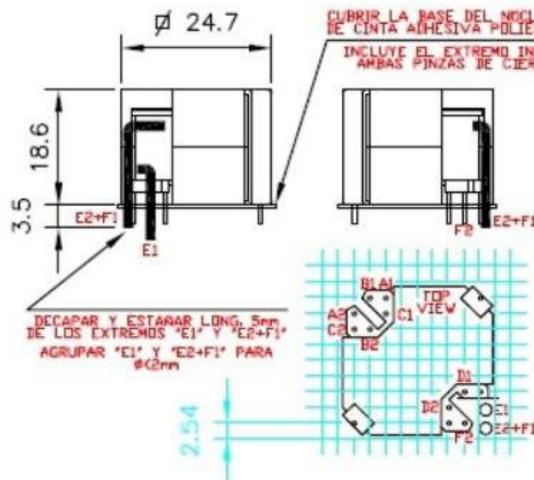
$$C_{SNUBBER} > \frac{V_{CLAMP}}{V_{RIPPLE} \times f_{SW(min)} \times R_{SNUBBER}}$$







Anexo 2: Plano y características del transformador



DATOS DEL NUCLEO

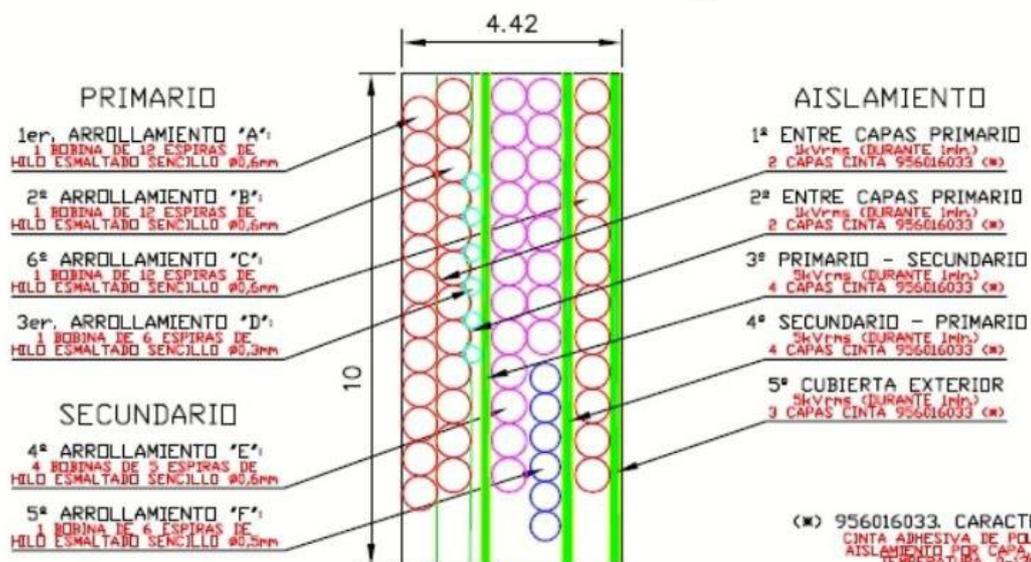
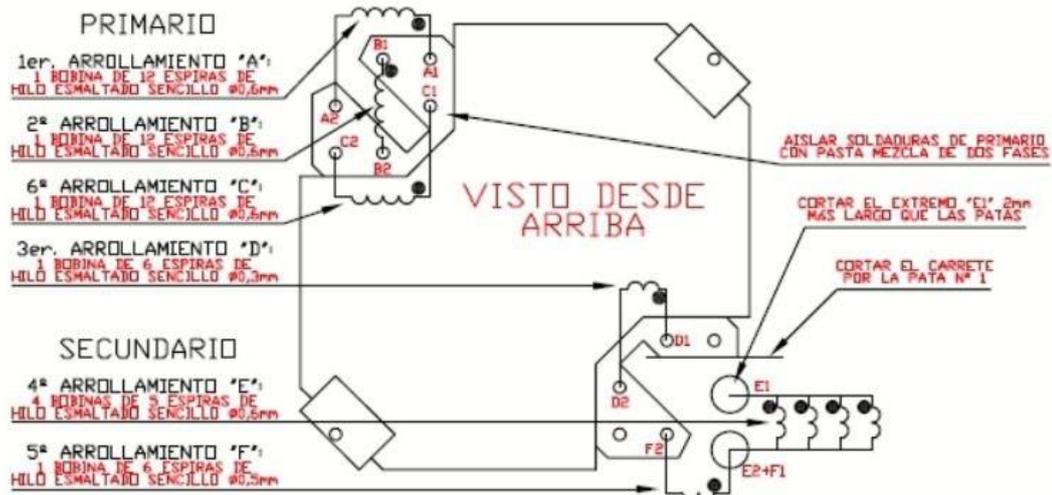
FORMATO: RM10
 GRADO: 3C90
 ENTREHIERRO AIRE: 430 μ m
 FABRICANTE: FERROXCUBE
 REF. NUCLEO: RM10/1-3C90-A315
 REF. CARRETE: CSV-RM10-1S-12P

TEST DE CALIDAD

INDUCTANCIA DEL PRIMARIO: ENTRE 367 Y 448 μ H @ 10KHz CON LAS BOBINAS A, B Y C, EN SERIE
 AISLAMIENTO: VER EN EL DIBUJO DE OCUPACION DE VENTANA

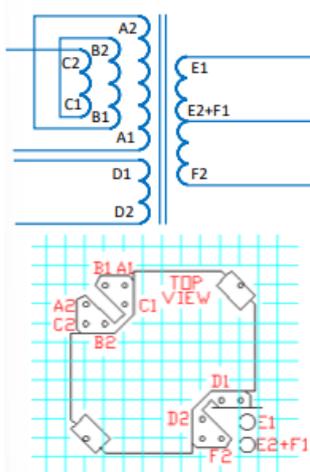
ACABADO

FIJACION CON PLANTILLA PREVIA AL BARNIZADO
 BARNIZADO POR INMERSION CUBRIENDO SOLDADURAS SECADO AL AIRE



(*) 956016033. CARACTERISTICAS:
 CINTA ADHESIVA DE POLIESTER
 AISLAMIENTO POR CAPA, 4500V
 TEMPERATURA, 0-130°C

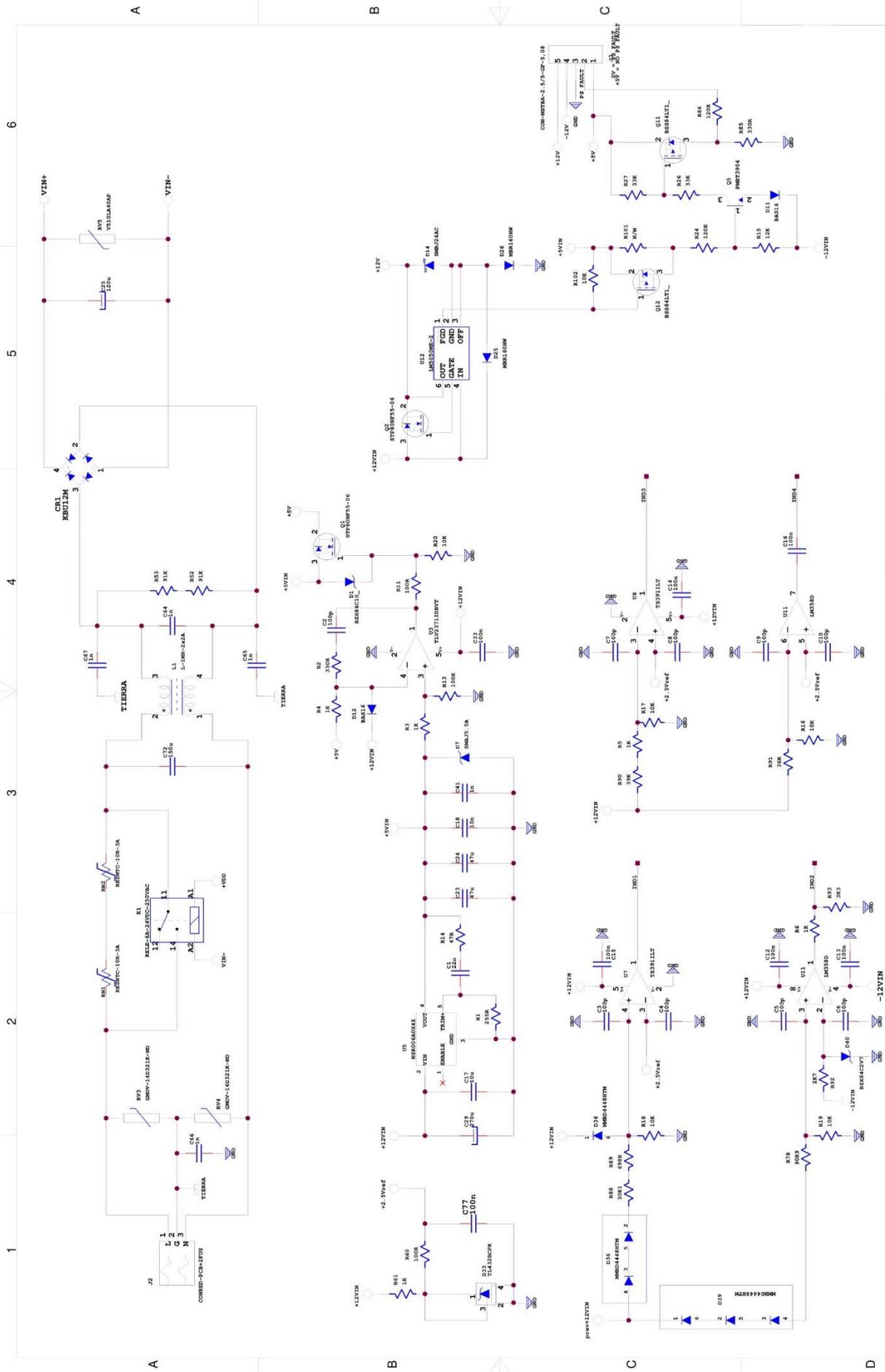
PROYECTO	DIBUJO	PERTENECE:	FICHERO:
NOMBRE	Rubén G. LOR. E. N.	CONVERTIDOR 48Vdc 110-220VAc/±12Vdc	913330012
FECHA	27/09/09 07/03/18	REFERENCIA GPS REDUNDANTE	ESC. PLOT. 1 1=1
		DENOMINACION:	Nº DE PAG. 1/1
		TRANSFORMADOR FLYBACK 65W RM10 MÚLTIPLE SECUNDARIO	CODIGO: 913330012



Arrollamiento	N.º vueltas	Inductancia (µH)	Parámetro	Valor	Unidad
A	12	42,2	Rendimiento	0.95	-
B	12	42,4	Disipación a 1.5A	0.3	W
C	12	44	Frec. Resonancia	2	MHz
D	6	-1,80E-03	Inductancia de fuga	6.7	µH
E	5	7,8	Flujo máximo	340	mT
F	6	11,4	Área efectiva	96.6	mm ²

Conexiones	N.º vueltas	Relación de vueltas	Inductancia (µH)
Primario "ABC"	36	-	390,80
Secundario 12 "E"	5	7,2	7,54
Secundario -12 "F"	6	6	10,86
Auxiliar "D"	6	6	10,86
Auxiliar/secundario	-	1,2	-

Anexo 3: Esquema eléctrico de la fuente

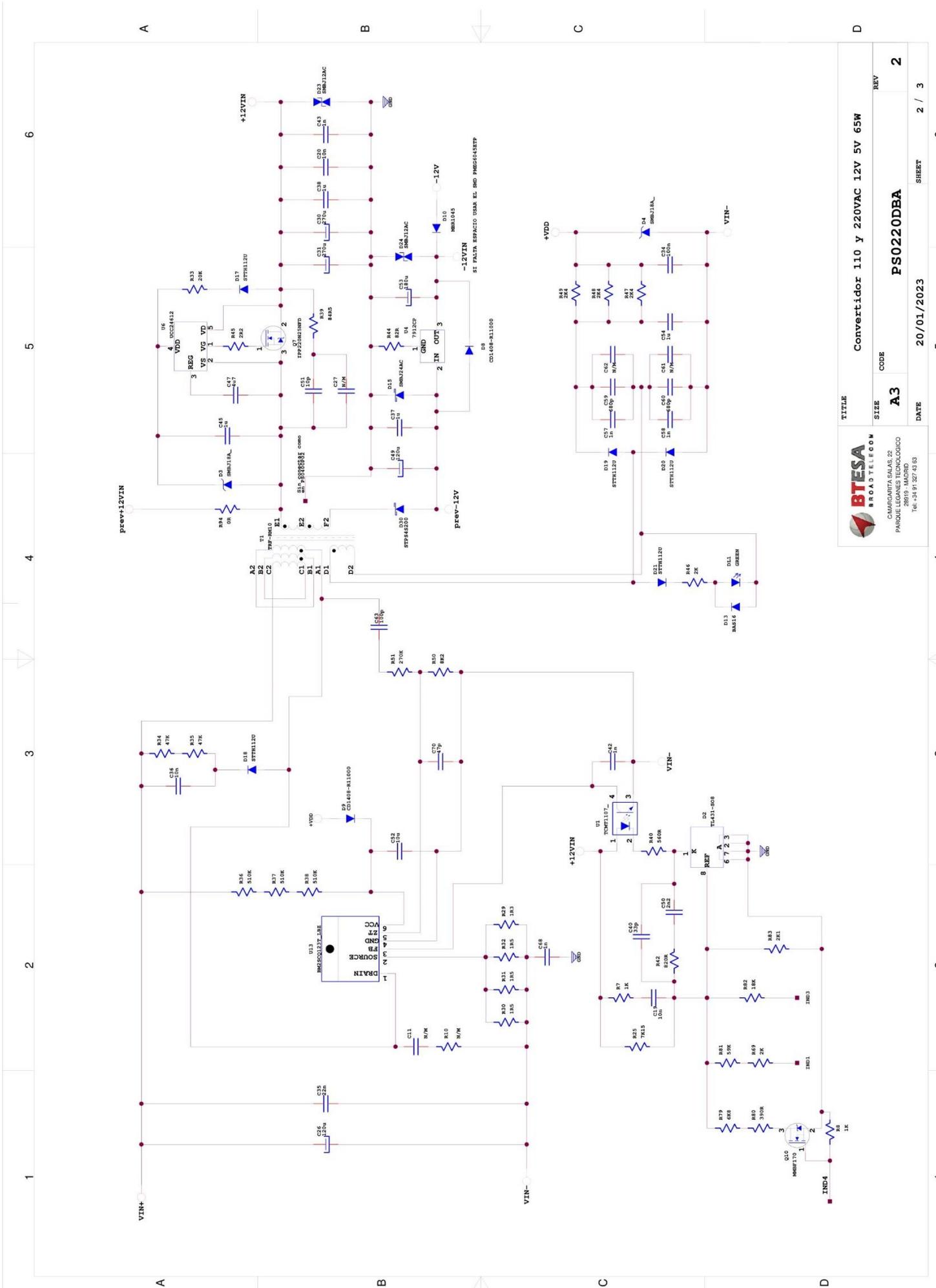


PROJECT		Convertidor 110 y 220VAC 12V 5V 6W	
SIZE	CODE	REV	
A3	PS0220DBA	2	
DATE	20/01/2023	SHEET	1 / 3

 BTESA BROAD TELECOM C/MARGARITA SALAS, 22 PABLO DE NABARRI 28019 MADRID Tel: +34 91 327 4383		PREP. j.gil	CHECK. a.martinez e.ugarte	AUTH. a.martinez e.ugarte
NAME	j.gil	CHECK.	a.martinez e.ugarte	AUTH.
DATE	20/01/2023	SHEET	1 / 3	

Diseño electrónico de una fuente de alimentación para un transmisor comercial de televisión

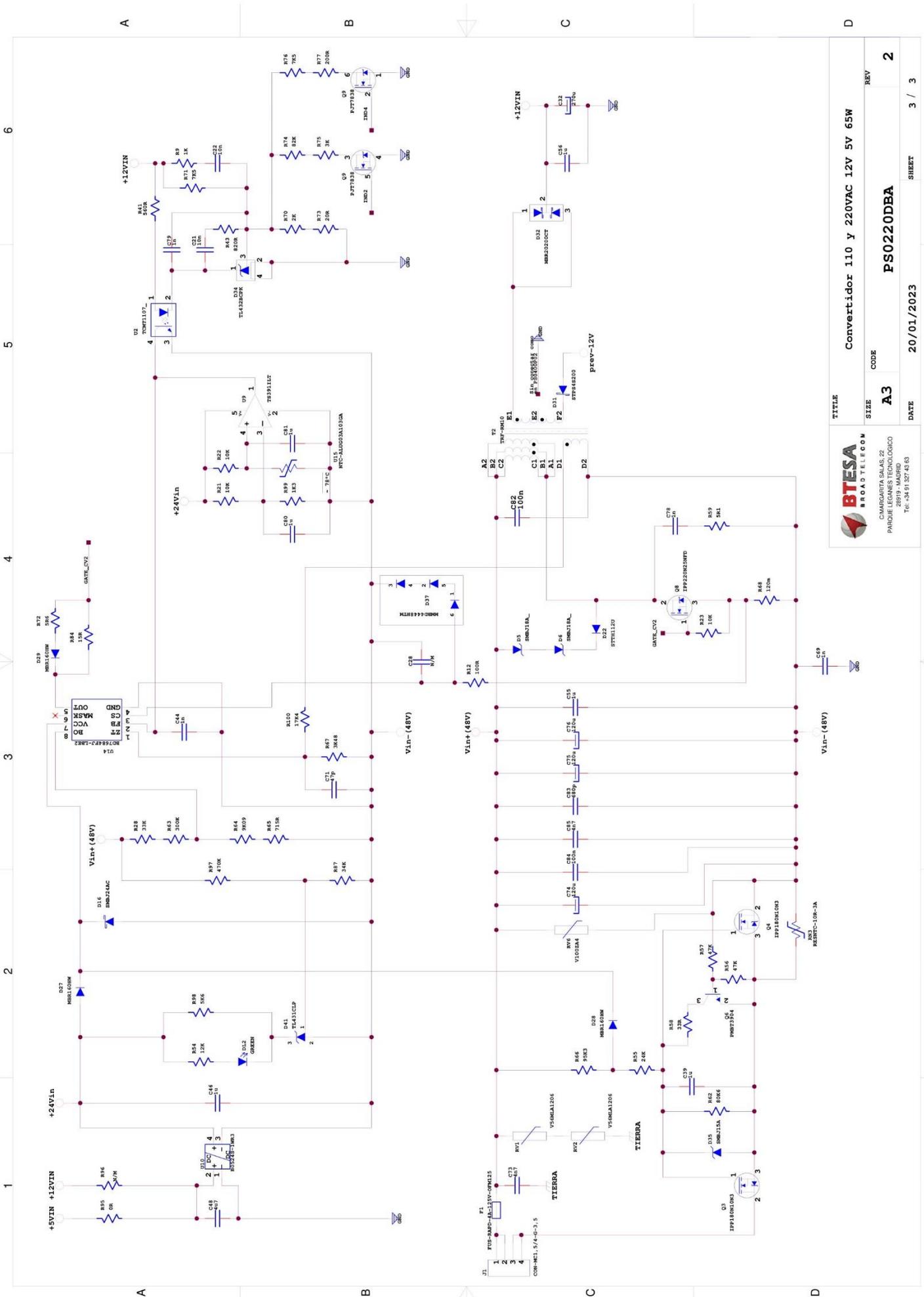
Javier Gil Arriero



		TITLE Convertidor 110 y 220VAC 12V 5V 65W	
SIZE A3	CODE PS0220DBA	DATE 20/01/2023	SHEET 2 / 3
CMARGARITA SALAS, 22 PARQUE LEGANES TECNOLÓGICO 28940 LEGANES (MADRID) Tlf: +34 91 327 43 63		REV 2	6

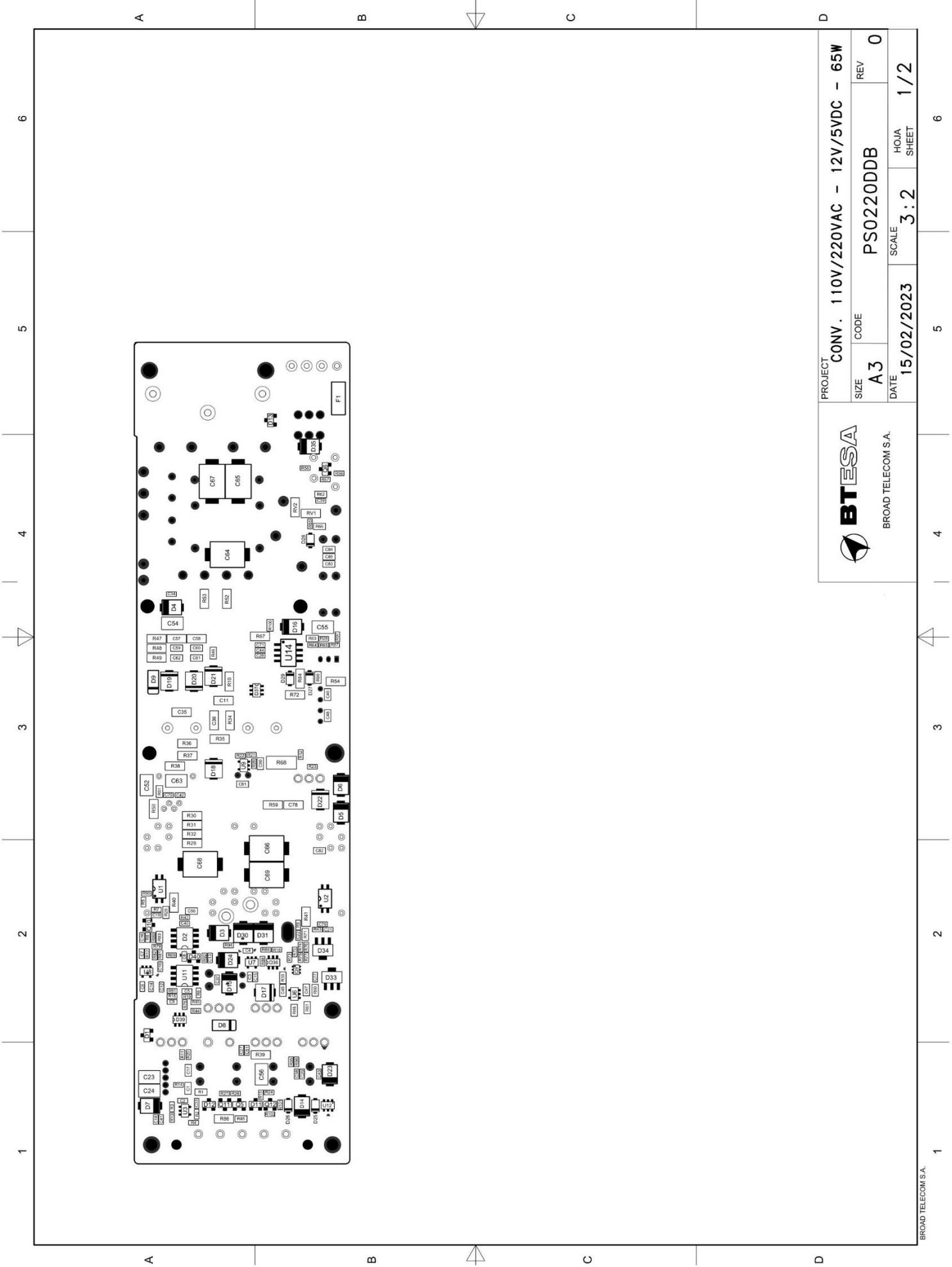
Diseño electrónico de una fuente de alimentación para un transmisor comercial de televisión

Javier Gil Arriero



		TITLE Convertidor 110 y 220VAC 12V 5V 65W	
CAMARQUETA SALAS, 22 PARDIELEGANES TECNOLÓGICO 28919 - MADRID Tel: +34 91 327 43 83		CODE A3	REV 2
DATE 20/01/2023		SHEET 3 / 3	REV 2

Diseño electrónico de una fuente de alimentación
para un transmisor comercial de televisión
Javier Gil Arriero



PROJECT		CONV. 110V/220VAC - 12V/5VDC - 65W	
SIZE	CODE	REV	0
A3	PS0220DDB		
DATE	SCALE	HOUJA SHEET	1/2
15/02/2023	3:2		



Anexo 5: Documentación de requisitos para el técnico de rutado de PSBs



REQUISITOS DE DISEÑO

Nombre de la tarjeta		Código	
CONVERTIDOR 110 Y 220VAC 12V 5V 65W		PS0220I02	
Realizado por	Javier Gil Arriero	Fecha	20/01/2023

Recomendaciones de rutado

Ver dimensiones y posiciones de componentes en el archivo PS0220P02_MEC.dwg de la carpeta Mecánica y el esquema eléctrico PS0220I02.

Características:

- Circuito 4 capas de 70um. Espesor 1.6-1.7mm.
- Se pueden colocar componentes tanto por TOP como por BOTTOM. En BOTTOM solo podrán ir colocados componentes que nos superen una altura de 4mm. En TOP hay que tener en cuenta los conectores, piezas metálicas y componentes grandes, que aunque se puedan colocar en el plano de la PCB no se toquen/molesten en el aire.
- La disposición de los componentes mostrados en PS0220P02_MEC.dwg es indicativa, no tiene que ser exacta. Los transformadores, condensadores, metales disipadores, etc. se pueden mover horizontalmente si se necesitase más espacio en la zona de los primarios que en la de los secundarios o viceversa.
- Poner el GND (Vin-(48V)) del controlador de la flyback de la batería (Segundo convertidor, corriente continua) lo más cerca posible del Vin-(48V) que hay después del source (pata 3) del mosfet que controlado y la resistencia de sensado.
- El disipador en forma de "U" también puede alargarse o estrecharse según los componentes que vayan unidos a él se desplacen en el eje horizontal. Pero siempre tendrá que llagar al lado izquierdo de la placa y atornillarse a los dos apoyos de la derecha.
- Los dos condensadores grandes de 18mm de diámetro que van tumbados se podrían cambiar por unos iguales pero de 16mm. Preferentemente si no hay problemas de espacio hay que utilizar los de 18mm (los que están en el boceto) por precio y por horas de vida del componente. (Se puede utilizar la parte de en medio de los condensadores para colocar componentes, al ser dos cilindros tumbados queda espacio de placa en medio)
- Los componentes montados en el disipador en forma de "U" también podrían montarse en los lados horizontales según dicten las necesidades de rutado, no solo en los verticales como se muestra en el boceto de requisitos.



- Los conectores (Entrada alterna, entrada batería y conector de salidas +12; -12; +5; GND; PS_fault) deben estar en la localización exacta mostrada en PS0220P02_MEC.dwg.
- Las NTCs con relé de la parte de alterna se podría mover después del rectificador si es necesario, pero si el rutado lo permite es más efectiva donde se encuentra en el esquema eléctrico.
- No colocar pistas cerca de donde van a ir los tornillos por la compresión que sufrirá la zona al apretar el tornillo. Los tornillos irán aislados de todas las señales excepto la de TIERRA del neutro de la entrada de AC, no confundir con tierra de salida en el secundario (GND).
- Si no cupiesen todos los componentes en la placa, se podría plantear poner un conector con una placa vertical en la que se podrían colocar los componentes de control como se hizo en la PS0220P01. En la medida de lo posible procurar que todos los componentes quepan en la placa original.
- Separar las pistas de los bordes de la placa 0,5mm.
- Corriente por pistas de potencia:
+12V= 5-6A (dolo las señales de potencia)
Diferenciar de las señales que no son de potencia para los OpAmps.
+5V = 6A.
-12V = 1,5A.
AC y rectificación (primario CV1) = 2A.
DC (primario CV2) =3A.



- DISTANCIA ENTRE PISTAS Y PLANOS (NET CLASSES):

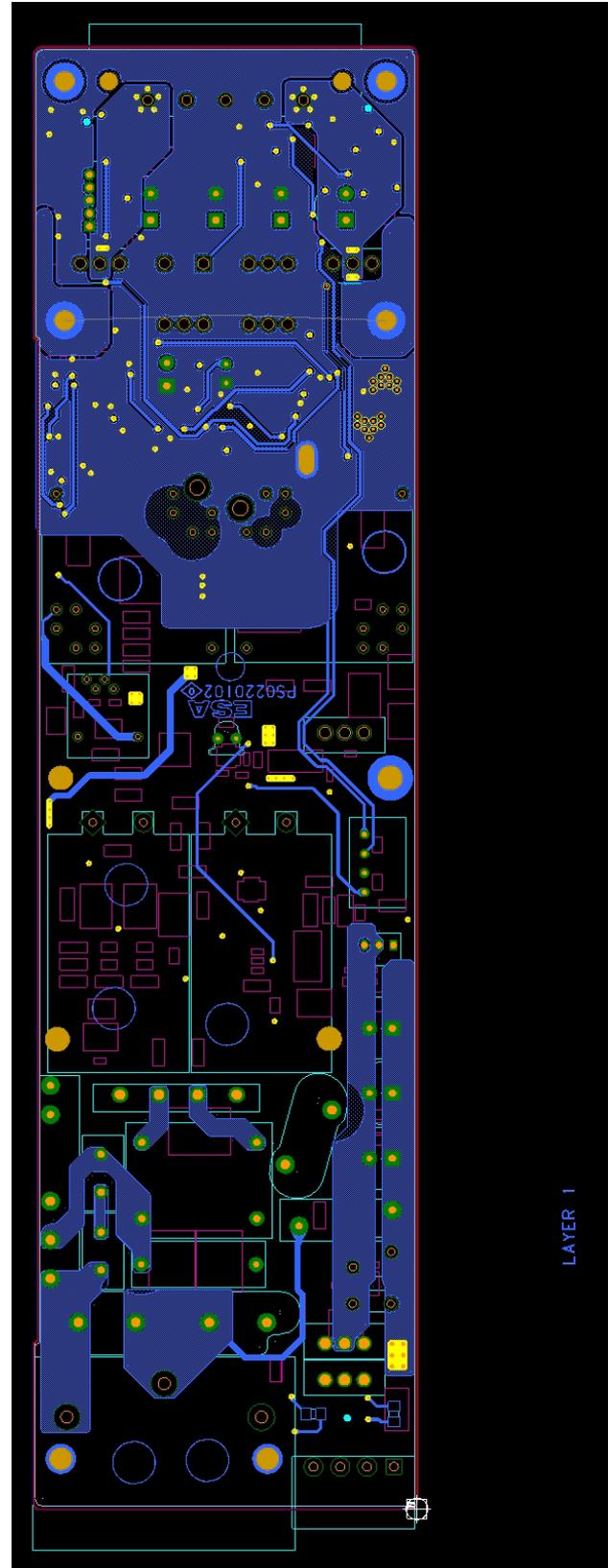
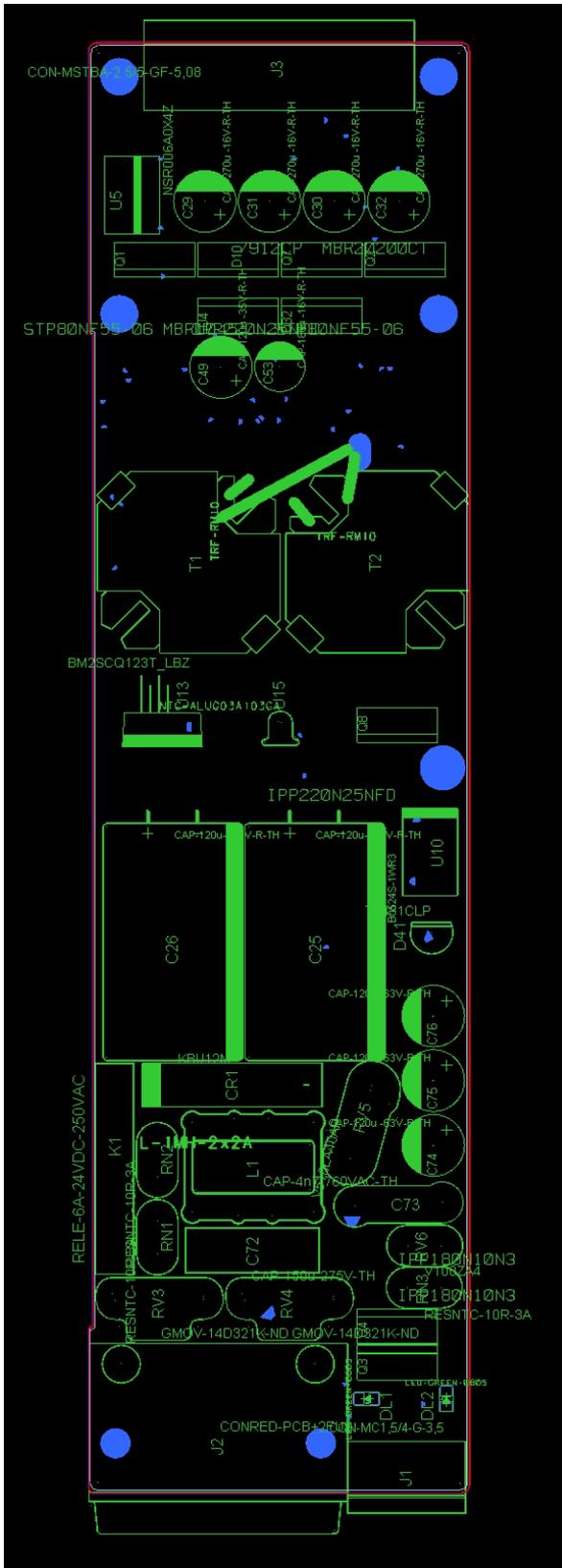
NET_CLASS	AC+	AC-	ACn	Com_sec	CV1_prim+	CV1_prim-	CV1_sec	CV2_prim+	CV2_prim-	CV2_sec	GND
AC+	0,5mm	1,5mm	1,5mm	3mm	1,5mm	1,5mm	3mm	3mm	3mm	3mm	3mm
AC-		0,5mm	1,5mm	3mm	1,5mm	1,5mm	3mm	3mm	3mm	3mm	3mm
ACn			0,5mm	3mm	1,5mm	1,5mm	3mm	3mm	3mm	3mm	3mm
Com_sec				0,5mm	3mm	3mm	0,5mm	1mm	1mm	0,5mm	0,25mm
CV1_prim+					0,5mm	1,5mm	3mm	3mm	3mm	3mm	3mm
CV1_prim-						0,5mm	3mm	3mm	3mm	3mm	3mm
CV1_sec							0,5mm	1mm	1mm	0,5mm	0,5mm
CV2_prim+								0,5mm	0,5mm	1mm	1mm
CV2_prim-									0,5mm	1mm	1mm
CV2_sec										0,5mm	0,5mm
GND											0,25mm

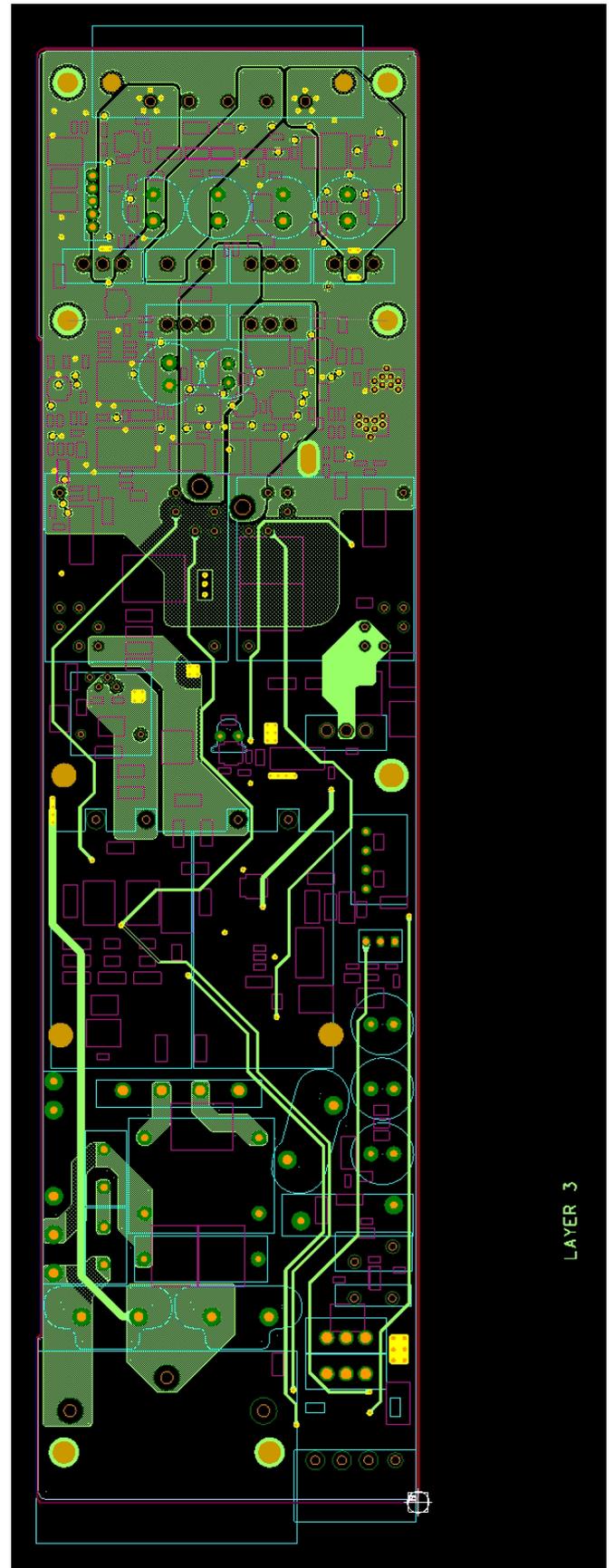
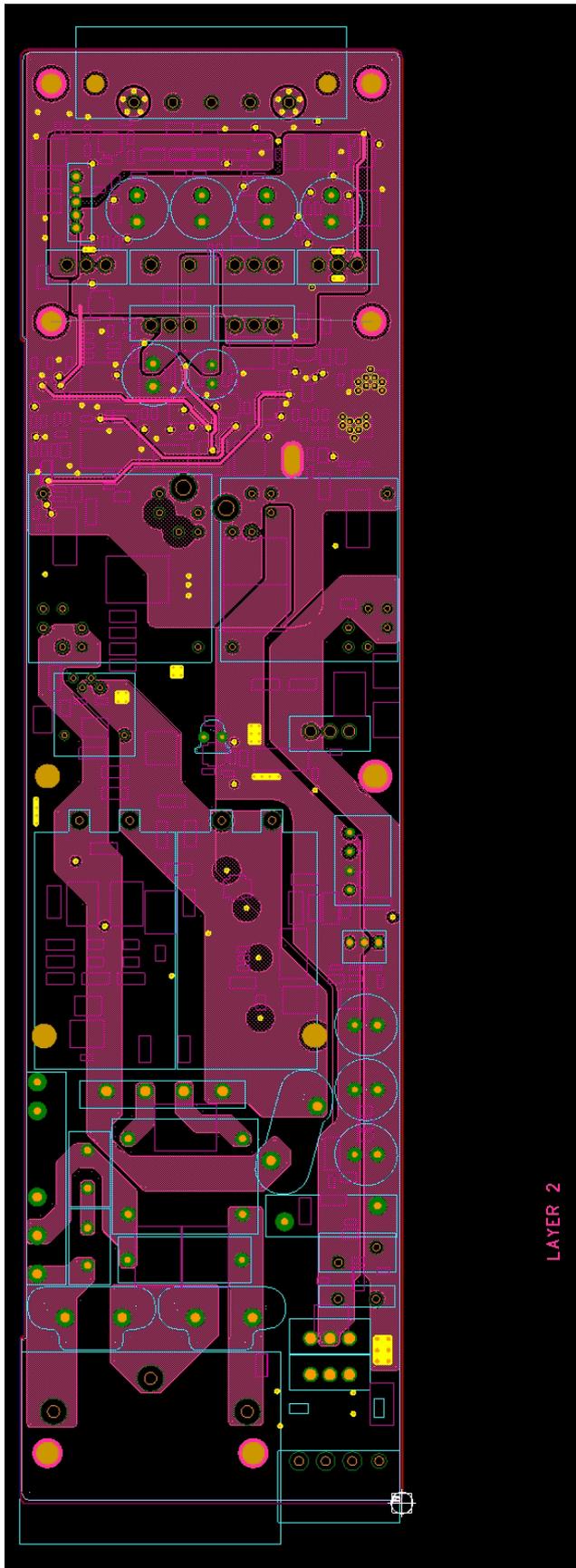


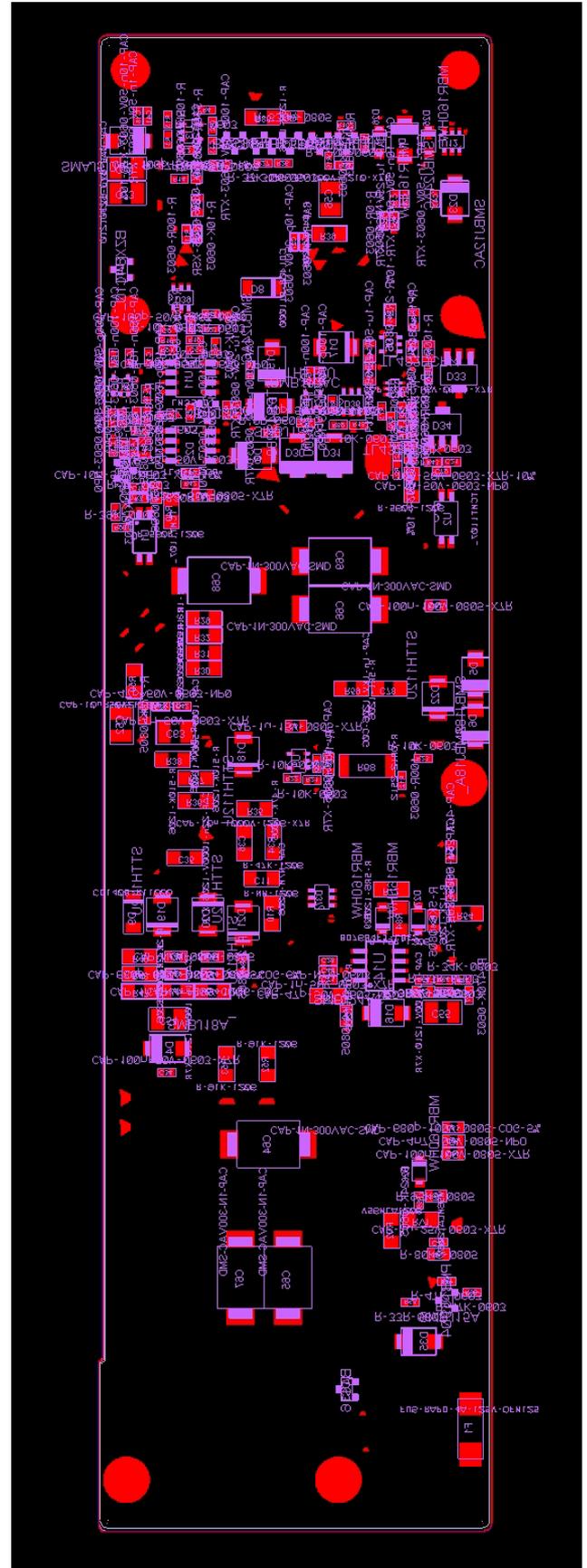
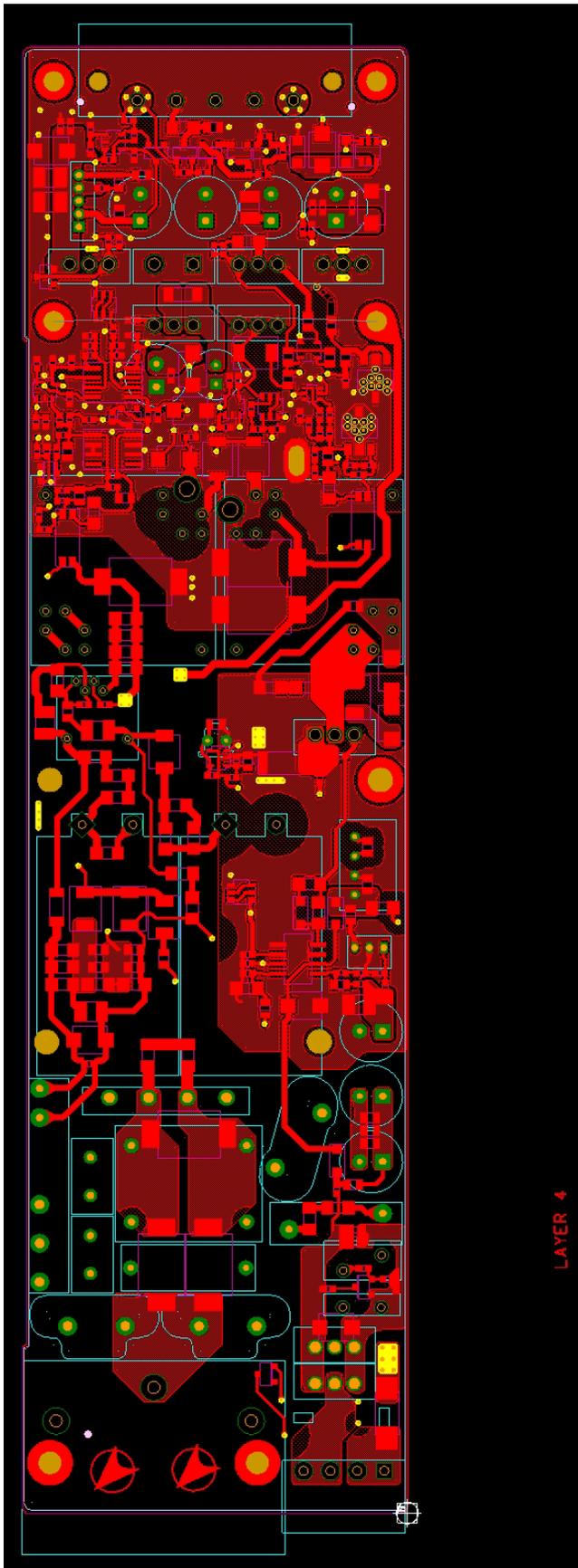
Denominación:

- PS0220P02: CONVERTIDOR 110 Y 220VAC 12V 5V 65W
- PS0220DBA: ESQUEMA EL. CTO CONVERTIDOR 110 Y 220VAC 12V 5V 65W
- PS0220DDB: PLANO MONTAJE CTO CONVERTIDOR 110 Y 220VAC 12V 5V 65W
- PS0220I02: CIRCUITO IMPRESO CONVERTIDOR 110 Y 220VAC 12V 5V 65W

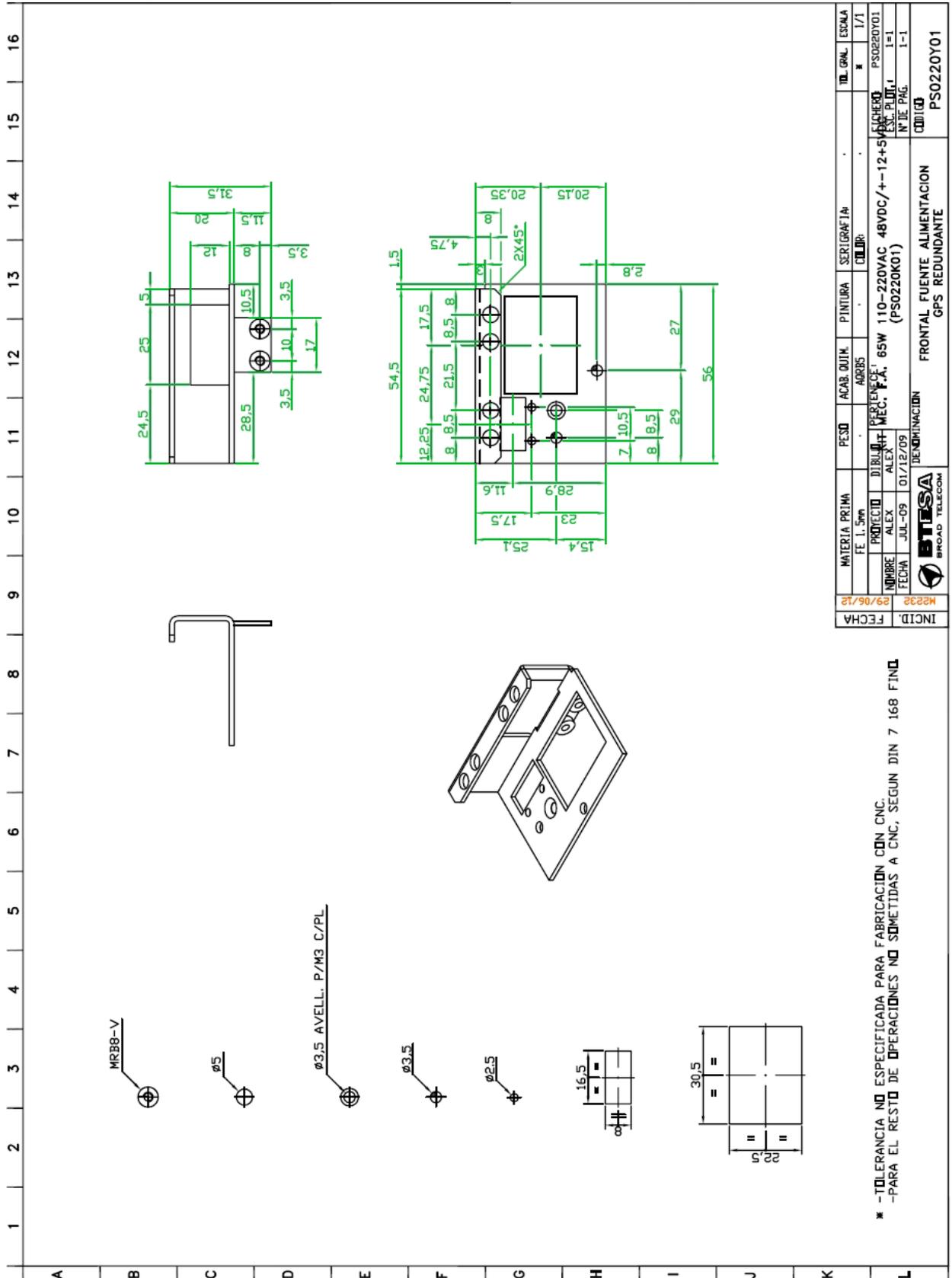
Anexo 6: Planos y rutas del PCB

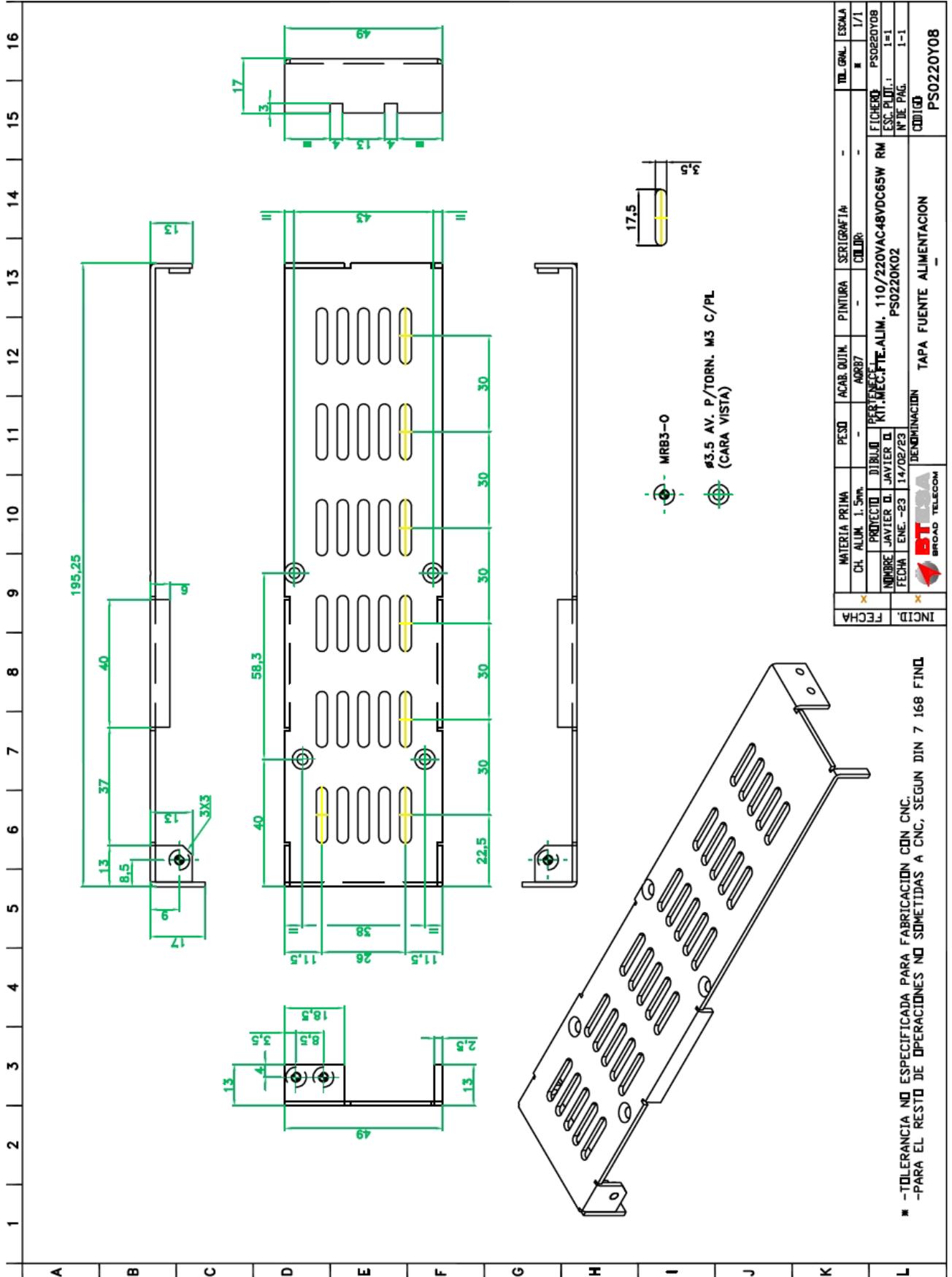


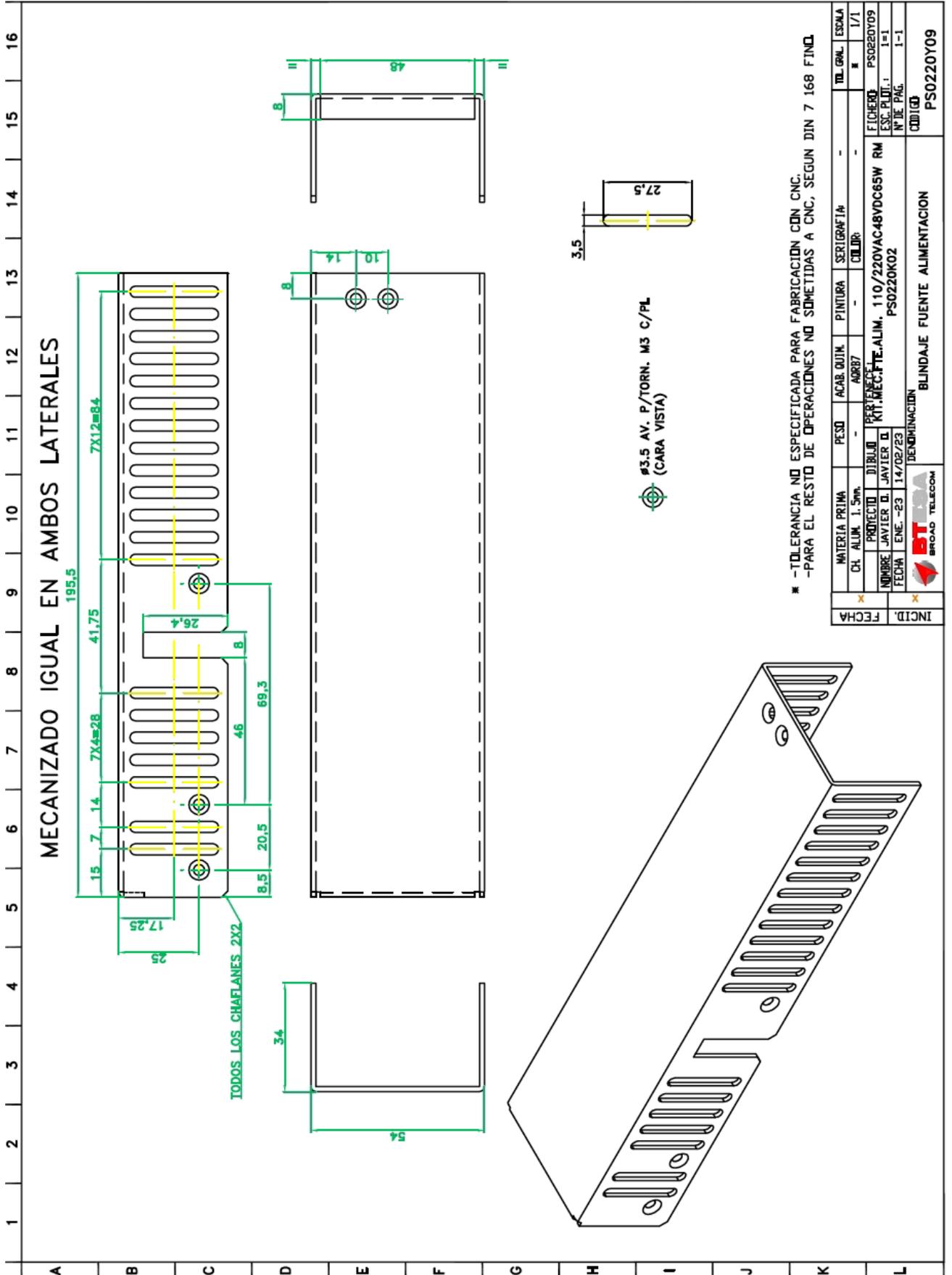




Anexo 9: Tapas y carcasa de la fuente







PRESUPUESTO Y BOM

Finalmente, sí que se consiguió completar el objetivo de disminuir los costes tanto en fabricación como en componentes de esta nueva versión [PS0220P02] frente la anterior [PS0220P01].

A continuación, se presentan las tablas del BOM (Build of materials) de ambas versiones. Se ha ajustado el coste de fabricación por PCB en ambos presupuestos a una producción de 100 unidades para poder comparar los costes en las mismas circunstancias. Todos los costes también están actualizados temporalmente, para comparar el presupuesto de fabricar una fuente antigua frente a una nueva a día de hoy.

Los componentes que aparecen en la tabla con coste 0,00€ son porque su valor es menor de 1 céntimo. Aunque en la tabla que exporta el sistema no aparezca, su valor está contabilizado en el coste total.

Como se puede comprobar, al final de cada tabla aparece el precio total de fabricación, siendo el de la antigua 335,33€ y el de la nueva 167,25€. Los tiempos de fabricación y ajuste contabilizados para la primera versión estimados por el ingeniero que diseñó esa fuente parece que son muy superiores y que están maximizados. A pesar de que la versión antigua se tarda más en fabricar que la nueva, si se asumiese que se tarda lo mismo (igualando costes) los totales de la antigua serían 227,75€. Aun siendo muy optimistas con el tiempo de fabricación, la fuente nueva sigue siendo significativamente más barata que la antigua.

BTESA MADRID PLOTTER 17/04/23 09:16

Listado de
Escandallo de
Productos

Escandallo del
Producto: X PS0220P01 CIRCUITO
CONVERT. 110/220VAC
48VDC 65W

Num. estruct. 1 CTO.CONVERT.110/220VAC
48VDC

T/Producto	Descripcion	F/S	Cantidad	Rep.	Pos Plan	Mermas	Ult. Mod.	Fecha añadido	Coste (€)
Componentes									
I	PS0220DAC	ESQUEMA EL. CTO.CONVERT 110/220VAC 48VDC	0/0	1	UN		S	16/12/2009	0,00
I	PS0220DBB	PLANO MONTAJE CTO.CONVERT 110/220VAC 48V	0/0	1	UN		S	22/07/2021	0,00
M	020.51.214	RST.CARB A 120K 1W 5%	0/0	2	UN	R-4	S	16/12/2009	0,05
M	020.51.214	RST.CARB A 120K 1W 5%	0/0	2	UN	R-1	S	16/12/2009	0,00
M	020.51.813	RST.CARB A 180K 1/2W 5%	0/0	1	UN	R-3	S	16/12/2009	0,01
M	033.18.A	AISLAD.SILICONA TO220	0/0	9	UN		S	31/01/2020	1,04
M	90,89	CIR INTG R L7912CV 12V	0/0	1	UN	U-7	S	16/12/2009	0,12
M	140,56	VARISTOR A S20K 250	0/0	2	UN	RV-4	S	16/12/2009	0,36
M	140,56	VARISTOR A S20K 250	0/0	2	UN	RV-2	S	16/12/2009	0,00
M	561,45	CASQUILLO D 5.97X3.68X2.9X3.9+1.2 NYLON	0/0	8	UN		S	31/01/2020	0,55
M	901134002	RST.PLNR R 0R05 30W 5%	0/0	1	UN	R-54	S	16/12/2009	3,41
M	901264225	TO220	0/0	2	UN	R-49	S	16/12/2009	1,10
M	901264225	RST.BOBC R 22K 5W 5%	0/0	2	UN	R-48	S	16/12/2009	0,00
M	901400001	RST.NTC R 5R 4A7 110 SEG. D14MM	0/0	1	UN	RN-2	S	16/12/2009	0,55
M	901400003	RST.NTC R 10R 3A D9,5MM	0/0	1	UN	RN-1	S	16/12/2009	0,24
M	901454000	RST.OXIM S 0R 1/8W 1%	0/0	1	UN	R-85	S	28/05/2010	0,00
M	901454105	RST.OXIM S 10K 1/8W 1%	0/0	5	UN	R-22	S	16/12/2009	0,01
M	901454105	RST.OXIM S 10K 1/8W 1%	0/0	5	UN	R-26	S	16/12/2009	0,00
M	901454105	RST.OXIM S 10K 1/8W 1%	0/0	5	UN	R-32	S	16/12/2009	0,00
M	901454105	RST.OXIM S 10K 1/8W 1%	0/0	5	UN	R-52	S	16/12/2009	0,00
M	901454105	RST.OXIM S 10K 1/8W 1%	0/0	5	UN	R-83	S	16/12/2009	0,00

M	901454106	RST.OXIM S 100K 1/8W 1% 0805	0/0	2 UN	R-96	S	16/12/2009	0,01
M	901454106	RST.OXIM S 100K 1/8W 1% 0805	0/0	2 UN	R-97	S	16/12/2009	0,00
M	901454126	RST.OXIM S 120K 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-74	S	16/12/2009	0,00
M	901454286	RST.OXIM S 243R 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-55	S	16/12/2009	0,00
M	901454319	RST.OXIM S 432R 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-19	S	04/07/2012	0,00
M	901454333	RST.OXIM S 330R 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-84	S	04/07/2012	0,00
M	901454335	RST.OXIM S 33K 1/8W 1% 0805	0/0	2 UN	R-75	S	16/12/2009	0,00
M	901454335	RST.OXIM S 33K 1/8W 1% 0805	0/0	2 UN	R-71	S	16/12/2009	0,00
M	901454393	RST.OXIM S 390R 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-61	S	04/07/2012	0,00
M	901454472	RST.OXIM S 47R 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-51	S	16/12/2009	0,00
M	901454822	RST.OXIM S 82R 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-95	S	04/07/2012	0,00
M	901462102	RST.OXIM S 10R 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-20	S	16/12/2009	0,01
M	901462103	RST.OXIM S 100R 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-56	S	16/12/2009	0,00
M	901462106	RST.OXIM S 100K 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-62	S	04/07/2012	0,00
M	901462106	RST.OXIM S 100K 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-59	S	04/07/2012	0,00
M	901462123	RST.OXIM S 120R 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-80	S	04/07/2012	0,00
M	901462151	RST.OXIM S 1R5 1/4W 5% 1206	0/0	5 UN	R-12	S	04/07/2012	0,03
M	901462151	RST.OXIM S 1R5 1/4W 5% 1206	0/0	5 UN	R-11	S	04/07/2012	0,00
M	901462151	RST.OXIM S 1R5 1/4W 5% 1206	0/0	5 UN	R-14	S	04/07/2012	0,00
M	901462151	RST.OXIM S 1R5 1/4W 5% 1206	0/0	5 UN	R-13	S	04/07/2012	0,00
M	901462151	RST.OXIM S 1R5 1/4W 5% 1206	0/0	5 UN	R-10	S	04/07/2012	0,00
M	901462154	RST.OXIM S 1K5 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-50	S	04/07/2012	0,00
M	901462155	RST.OXIM S 15K 1/4W 5% 1206	0/0	7 UN	R-15	S	04/07/2012	0,01
M	901462155	RST.OXIM S 15K 1/4W 5% 1206	0/0	7 UN	R-9	S	04/07/2012	0,00
M	901462155	RST.OXIM S 15K 1/4W 5% 1206	0/0	7 UN	R-6	S	04/07/2012	0,00
M	901462155	RST.OXIM S 15K 1/4W 5% 1206	0/0	7 UN	R-7	S	04/07/2012	0,00

M	901462155	RST.OXIM S 15K 1/4W 5% 1206	0/0	7 UN	R-17	S	04/07/2012	0,00
M	901462155	RST.OXIM S 15K 1/4W 5% 1206	0/0	7 UN	R-5	S	04/07/2012	0,00
M	901462155	RST.OXIM S 15K 1/4W 5% 1206	0/0	7 UN	R-16	S	04/07/2012	0,00
M	901462333	RST.OXIM S 330R 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-53	S	16/12/2009	0,00
M	901462562	RST.OXIM S 56R 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-57	S	04/07/2012	0,00
M	901462563	RST.OXIM S 560R 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-93	S	16/12/2009	0,00
M	901462683	RST.OXIM S 680R 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-2	S	04/07/2012	0,01
M	901462683	RST.OXIM S 680R 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-92	S	04/07/2012	0,00
M	901462822	RST.OXIM S 82R 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-18	S	04/07/2012	0,01
M	901462822	RST.OXIM S 82R 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-58	S	04/07/2012	0,00
M	901462823	RST.OXIM S 820R 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-60	S	04/07/2012	0,01
M	901462823	RST.OXIM S 820R 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-8	S	04/07/2012	0,00
M	907025106	CON.PLTR 100N 275VAC +- 20% CLASE X2	0/0	1 UN	C-38	S	16/12/2009	0,04
M	907040156	CON.PLTR R 0U15 275VAC 5% M6	0/0	1 UN	C-9	S	16/12/2009	0,11
M	907144473	CON.CEDS R 470P 2KV D7X5 CON.CEDS R 4N7 +-20%	0/0	1 UN	C-51	S	04/07/2012	0,10
M	907177474	760VAC M5	0/0	3 UN	C-8	S	16/12/2009	1,08
M	907177474	CON.CEDS R 4N7 +-20% 760VAC M5	0/0	3 UN	C-50	S	16/12/2009	0,00
M	907177474	CON.CEDS R 4N7 +-20% 760VAC M5	0/0	3 UN	C-11	S	16/12/2009	0,00
M	907217101	CON.ELEC R 1M 16V M M2	0/0	1 UN	C-80	S	16/12/2009	0,10
M	907545107	CON.CERM S 1U0 25V X7R 1206	0/0	6 UN	C-44	S	15/10/2012	0,14
M	907545107	CON.CERM S 1U0 25V X7R 1206	0/0	6 UN	C-26	S	15/10/2012	0,00
M	907545107	CON.CERM S 1U0 25V X7R 1206	0/0	6 UN	C-12	S	15/10/2012	0,00
M	907545107	CON.CERM S 1U0 25V X7R 1206	0/0	6 UN	C-27	S	15/10/2012	0,00
M	907545107	CON.CERM S 1U0 25V X7R 1206	0/0	6 UN	C-41	S	15/10/2012	0,00
M	907545107	CON.CERM S 1U0 25V X7R 1206	0/0	6 UN	C-6	S	15/10/2012	0,00
M	907545477	CON.CERM S 4U7 25V X5R 1206	0/0	2 UN	C-17	S	16/12/2009	0,07
M	907545477	CON.CERM S 4U7 25V X5R 1206	0/0	2 UN	C-61	S	16/12/2009	0,00

M	907547107	CON.CERM S 1U0 16V X7R 0805	0/0	3 UN	C-83	S	16/12/2009	0,03
M	907547107	CON.CERM S 1U0 16V X7R 0805	0/0	3 UN	C-82	S	16/12/2009	0,00
M	907547107	CON.CERM S 1U0 16V X7R 0805	0/0	3 UN	C-81	S	16/12/2009	0,00
M	907547108	CON.CERM S 10U0 16V X7R 1210	0/0	1 UN	C-56	S	16/12/2009	0,07
M	907551106	CON.CERM S 100N 50V K X7R 0805	0/0	2 UN	C-59	S	16/12/2009	0,05
M	907551106	CON.CERM S 100N 50V K X7R 0805	0/0	2 UN	C-43	S	16/12/2009	0,00
M	907555478	CON.CERM S 47U 16V X5R 20% 1210	0/0	2 UN	C-54	S	16/12/2009	0,27
M	907555478	CON.CERM S 47U 16V X5R 20% 1210	0/0	2 UN	C-53	S	16/12/2009	0,00
M	907612107	CON.CERM S 1U0 100V 10% X7R 1210	0/0	1 UN	C-48	S	16/12/2009	0,20
M	908207129	CON.ELEC R 120U 63V 0.33A@120HZ	0/0	3 UN	C-46	S	16/12/2009	0,36
M	908207129	CON.ELEC R 120U 63V 0.33A@120HZ	0/0	3 UN	C-62	S	16/12/2009	0,00
M	908207129	CON.ELEC R 120U 63V 0.33A@120HZ	0/0	3 UN	C-47	S	16/12/2009	0,00
M	908218189	CON.ELEC R 180U 16V @10KHZ 1M	0/0	3 UN	C-60	S	16/12/2009	0,29
M	908218189	CON.ELEC R 180U 16V @10KHZ 1M	0/0	3 UN	C-58	S	16/12/2009	0,00
M	908218189	CON.ELEC R 180U 16V @10KHZ 1M	0/0	3 UN	C-16	S	16/12/2009	0,00
M	908224399	CON.ELEC R 390U 35V 20% D8X20	0/0	1 UN	C-57	S	16/12/2009	0,44
M	908225109	CON.ELEC R 100U 200V 0,615ARMS@120HZ	0/0	4 UN	C-3	S	16/12/2009	1,28
M	908225109	CON.ELEC R 100U 200V 0,615ARMS@120HZ	0/0	4 UN	C-2	S	16/12/2009	0,00
M	908225109	CON.ELEC R 100U 200V 0,615ARMS@120HZ	0/0	4 UN	C-14	S	16/12/2009	0,00
M	908225109	CON.ELEC R 100U 200V 0,615ARMS@120HZ	0/0	4 UN	C-15	S	16/12/2009	0,00
M	908227279	CON.ELEC R 270U +-20% 16V D=8X12	0/0	6 UN	C-5	S	16/12/2009	3,19
M	908227279	CON.ELEC R 270U +-20% 16V D=8X12	0/0	6 UN	C-55	S	16/12/2009	0,00
M	908227279	CON.ELEC R 270U +-20% 16V D=8X12	0/0	6 UN	C-45	S	16/12/2009	0,00
M	908227279	CON.ELEC R 270U +-20% 16V D=8X12	0/0	6 UN	C-40	S	16/12/2009	0,00
M	908227279	CON.ELEC R 270U +-20% 16V D=8X12	0/0	6 UN	C-4	S	16/12/2009	0,00
M	908227279	CON.ELEC R 270U +-20% 16V D=8X12	0/0	6 UN	C-39	S	16/12/2009	0,00

M	910006035	CONVERT.DC/DC 4,5-14V IN/0,59-6V OUT 6A	0/0	1 UN	U-5	S	16/12/2009	7,24
M	913100064	BOBINA FILTRO RED 1MH 2X2A PCB	0/0	1 UN	L-1	S	16/12/2009	1,05
M	913300002	TRF S PULSE GATE DRIVE 12,7V 1:1:1	0/0	1 UN	TR-2	S	16/12/2009	0,60
M	913330012	TRF.FLYBACK +-12VDC 65W RM10 FERROXCUBE	0/0	2 UN	TR-1	S	16/12/2009	9,72
M	913330012	TRF.FLYBACK +-12VDC 65W RM10 FERROXCUBE	0/0	2 UN	TR-3	S	16/12/2009	0,00
M	919120216	TRANSIS. R BUL216 800V 4A TO220	0/0	1 UN	Q-6	S	05/02/2021	0,39
M	919120217	TRANSIS. R FJP2145 800V 2A TO220F	0/0	1 UN	Q-3	S	05/02/2021	0,70
M	919430042	TRANSIS. S PZTA42 NPN 200V 0A5 SOT223	0/0	1 UN	Q-8	S	16/12/2009	0,09
M	919530150	TRANSIS. R IRFP150N 100V 42 A TO247	0/0	1 UN	Q-12	S	16/12/2009	0,39
M	919531180	TRANSIS. R MOSFET 800V 11A TO220	0/0	2 UN	Q-1	S	16/12/2009	3,95
M	919531180	TRANSIS. R MOSFET 800V 11A TO220	0/0	2 UN	Q-2	S	16/12/2009	0,00
M	919534550	TRANSIS. R STW45NM50 500V 45A TO247	0/0	1 UN	Q-5	S	16/12/2009	5,77
M	919540084	TRANSIS. S BSS84 MFET P" 50V SOT 23"	0/0	1 UN	Q-9	S	16/12/2009	0,02
M	925113150	DIO.ZENR S 15V 5% 0W5	0/0	2 UN	D-9	S	16/12/2009	0,05
M	925113150	DIO.ZENR S 15V 5% 0W5	0/0	2 UN	D-45	S	16/12/2009	0,00
M	925180917	DIO.LED S REC VE 20MA 0805	0/0	2 UN	D-55	S	16/12/2009	0,07
M	925180917	DIO.LED S REC VE 20MA 0805	0/0	2 UN	D-3	S	16/12/2009	0,00
M	925300012	PUENTE RECT R 1200V 12A MONO	0/0	1 UN	CR-1	S	16/12/2009	0,52
M	925301060	DIO.FAST R RHRP3060 600V 30A	0/0	1 UN	D-31	S	16/12/2009	1,21
M	925301063	DIO.FAST S ES3D (200V 3A)	0/0	2 UN	D-6	S	16/12/2009	0,19
M	925301063	DIO.FAST S ES3D (200V 3A)	0/0	2 UN	D-36	S	16/12/2009	0,00
M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-22	S	16/12/2009	0,60
M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-4	S	16/12/2009	0,00
M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-8	S	16/12/2009	0,00
M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-38	S	16/12/2009	0,00
M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-21	S	16/12/2009	0,00
M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-1	S	16/12/2009	0,00
M	925303015	DIO.SCHT R STPS30150CT 150V 2X15A	0/0	2 UN	D-2	S	16/12/2009	1,57

M	925303015	DIO.SCHT R STPS30150CT 150V 2X15A	0/0	2 UN	D-26	S	16/12/2009	0,00
M	925350005	DIO.TRAN S 5V 400W SMAJ 5.0A	0/0	1 UN	D-37	S	16/12/2009	0,08
M	925350012	DIO.TRAN S 12V 600W SMBJ12 BIDIRECC	0/0	7 UN	D-43	S	16/12/2009	0,33
M	925350012	DIO.TRAN S 12V 600W SMBJ12 BIDIRECC	0/0	7 UN	D-42	S	16/12/2009	0,00
M	925350012	DIO.TRAN S 12V 600W SMBJ12 BIDIRECC	0/0	7 UN	D-35	S	16/12/2009	0,00
M	925350012	DIO.TRAN S 12V 600W SMBJ12 BIDIRECC	0/0	7 UN	D-30	S	16/12/2009	0,00
M	925350012	DIO.TRAN S 12V 600W SMBJ12 BIDIRECC	0/0	7 UN	D-23	S	16/12/2009	0,00
M	925350012	DIO.TRAN S 12V 600W SMBJ12 BIDIRECC	0/0	7 UN	D-20	S	16/12/2009	0,00
M	925350012	DIO.TRAN S 12V 600W SMBJ12 BIDIRECC	0/0	7 UN	D-13	S	16/12/2009	0,00
M	925350024	DIO.TRAN S 24V 600W SMBJ24	0/0	3 UN	D-44	S	16/12/2009	0,13
M	925350024	DIO.TRAN S 24V 600W SMBJ24	0/0	3 UN	D-14	S	16/12/2009	0,00
M	925350024	DIO.TRAN S 24V 600W SMBJ24	0/0	3 UN	D-5	S	16/12/2009	0,00
M	925410045	DIO.SCHT R 61CTQ045 45V 2X30A TO-220	0/0	3 UN	D-33	S	16/12/2009	4,38
M	925410045	DIO.SCHT R 61CTQ045 45V 2X30A TO-220	0/0	3 UN	D-28	S	16/12/2009	0,00
M	925410045	DIO.SCHT R 61CTQ045 45V 2X30A TO-220	0/0	3 UN	D-27	S	16/12/2009	0,00
M	925410100	DIO.SCHT S 10MQ100N 1A 100V	0/0	4 UN	D-58	S	16/12/2009	0,20
M	925410100	DIO.SCHT S 10MQ100N 1A 100V	0/0	4 UN	D-56	S	16/12/2009	0,00
M	925410100	DIO.SCHT S 10MQ100N 1A 100V	0/0	4 UN	D-41	S	16/12/2009	0,00
M	925410100	DIO.SCHT S 10MQ100N 1A 100V	0/0	4 UN	D-12	S	16/12/2009	0,00
M	925484062	DIO.ZENR S 6V2 5% 0W35 BZX84	0/0	2 UN	D-62	S	16/12/2009	0,03
M	925484062	DIO.ZENR S 6V2 5% 0W35 BZX84	0/0	2 UN	D-61	S	16/12/2009	0,00
M	925484100	DIO.ZENR S 10V 5% 0W35 BZX84	0/0	1 UN	D-60	S	16/12/2009	0,01
M	945060133	FUS.AUTORESETEABLE S 0A5 FUS.RAPD S 4A 125V	0/0	1 UN	RP-2	S	16/12/2009	0,19
M	945063104	FUS.RAPD S 4A 125V 3,1X7,4MM OFM125	0/0	1 UN	F-4	S	16/12/2009	0,27
M	945064003	FUS.TERM R 90°C 2A5 250V REARM 55°C	0/0	1 UN	F-1	S	16/12/2009	2,95
M	945071062	DESCARGADOR GAS 350V 20A AXIAL	0/0	1 UN	DS-1	S	16/12/2009	0,95
M	945130522	CNT.PCB M 4C 8A 160VAC 3,5	0/0	1 UN	J-2	S	16/12/2009	0,48

M	945160001	VARISTOR S 56VDC 40VAC 180A	0/0	2 UN	RV-7	S	16/12/2009	1,13
M	945160001	VARISTOR S 56VDC 40VAC 180A	0/0	2 UN	RV-6	S	16/12/2009	0,00
M	945162022	VARISTOR R 60VAC 81VDC 100V@1MA	0/0	1 UN	RV-5	S	16/12/2009	0,08
M	945162058	VARISTOR R S20K 275	0/0	1 UN	RV-1	S	16/12/2009	0,11
M	949700353	CNT.RED M 3C PAN PCB L+N+G+2 PORTFUS	0/0	1 UN	J-1	S	16/12/2009	1,58
M	949860267	CNT.POST H 1R PCB SOL L4 D.8 (TIRA 32)	0/0	19 UN	J-4	S	28/11/2014	0,39
M	949911116	CNT.PCB M 5C 12A 250VAC	0/0	1 UN	J-3	S	16/12/2009	1,25
M	955501003	CAB.UNIP 0.82MM2 RADX 300V NE AWG18	0/0	0,1 MT		S	16/12/2009	0,04
M	956000039	MANGUITO NEOPRENO D.INT.14,00 MM L=50	0/0	2 UN	RV-4	S	16/12/2009	0,22
M	956000039	MANGUITO NEOPRENO D.INT.14,00 MM L=50	0/0	2 UN	RV-2	S	16/12/2009	0,00
M	956001102	TUBO AISL. DI3.2 DE4.8 L9.5 NY	0/0	2 UN		S	22/07/2021	0,22
M	961060908	TOR. MET 2X08 ALO CR AC DIN7985	0/0	2 UN		S	16/12/2009	0,01
M	961090915	TOR. MET 2.5X15 ALO CR AC DIN7985	0/0	2 UN		S	31/07/2019	0,00
M	961090918	TOR. MET 2.5X18 ALO CR AC DIN7985	0/0	1 UN		S	31/07/2019	0,00
M	961090920	TOR. MET 2.5X20 ALO CR AC DIN7985	0/0	1 UN		S	16/12/2009	0,00
M	961110908	TOR. MET 3X08 ALO CR AC DIN7985	0/0	4 UN		S	31/07/2019	0,00
M	961110910	TOR. MET 3X10 ALO CR AC DIN7985	0/0	1 UN		S	31/07/2019	0,00
M	961110915	TOR. MET 3X15 ALO CR AC DIN7985	0/0	4 UN		S	22/07/2021	0,00
M	961119215	TOR. MET 3X15 CIL RAN NY DIN 84	0/0	2 UN		S	22/07/2021	0,20
M	964000009	TUERCA HEX M02.5X 4 X2 AC	0/0	4 UN		S	16/12/2009	0,01
M	964501209	ARAND.PLANA D.INT= 2,7D.EXT= 6,5 AC	0/0	8 UN		S	16/12/2009	0,23
M	964502009	ARAND.GRWER D 2,6X 5,1X1,4 AC	0/0	4 UN		S	16/12/2009	0,01
M	964502011	ARAND.GRWER D 3,1X 6,2X0,8 AC	0/0	11 UN		S	21/01/2015	0,01
M	964507009	ARAND.DEN.E D 2,7X 5,5X0,4 AC	0/0	4 UN		S	16/12/2009	0,01
M	973002026	CONDUCT. LED COMBICON PASO 3.5MM(TIRA10)	0/0	4 UN	J-2	S	23/10/2012	4,00
M	973002044	AISLAD.SILICONA 28X22 TIP3 0,55°C/W	0/0	1 UN	Q-5	S	16/12/2009	0,27
M	973002121	MATERIAL TERMOCONDUCTOR 4MM S/ADHESIVO	0/0	2 C2		S	04/07/2012	0,24
M	P01462000	RST.OXIM S OR 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-21	S	28/05/2010	0,00

M	P07516106	CON.CERM S 100N 50V K X7R 1206	0/0	1 UN	C-29	S	16/12/2009	0,01
M	P07519105	CON.CERM S 10N0 50V K X7R 0805	0/0	2 UN	C-7	S	16/12/2009	0,01
M	P07519105	CON.CERM S 10N0 50V K X7R 0805	0/0	2 UN	C-42	S	16/12/2009	0,00
M	P07519225	CON.CERM S 22N 50V K X7R 0805	0/0	1 UN	C-52	S	16/12/2009	0,04
M	P19280017	TRANSIS. S PMBT3904 NPN SOT 23	0/0	3 UN	Q-4	S	16/12/2009	0,09
M	P19280017	TRANSIS. S PMBT3904 NPN SOT 23	0/0	3 UN	Q-10	S	16/12/2009	0,00
M	P19280017	TRANSIS. S PMBT3904 NPN SOT 23	0/0	3 UN	Q-7	S	16/12/2009	0,00
M	P25300360	DIO.SCHT A MBR360 60V 3A	0/0	1 UN	D-46	S	16/12/2009	0,08
M	P25390014	DIO.PIN S BAR14-1 100V 140MA	0/0	3 UN	D-7	S	04/07/2012	1,44
M	P25390014	DIO.PIN S BAR14-1 100V 140MA	0/0	3 UN	D-63	S	04/07/2012	0,00
M	P25390014	DIO.PIN S BAR14-1 100V 140MA	0/0	3 UN	D-11	S	04/07/2012	0,00
M	P25400017	DIO.RECT S CD1408-R11000 1KV 1A	0/0	5 UN	D-59	S	04/07/2012	0,24
M	P25400017	DIO.RECT S CD1408-R11000 1KV 1A	0/0	5 UN	D-57	S	04/07/2012	0,00
M	P25400017	DIO.RECT S CD1408-R11000 1KV 1A	0/0	5 UN	D-47	S	04/07/2012	0,00
M	P25400017	DIO.RECT S CD1408-R11000 1KV 1A	0/0	5 UN	D-39	S	04/07/2012	0,00
M	P25400017	DIO.RECT S CD1408-R11000 1KV 1A	0/0	5 UN	D-10	S	04/07/2012	0,00
M	P25416075	DIO. S BAS16	0/0	3 UN	D-53	S	04/07/2012	0,04
M	P25416075	DIO. S BAS16	0/0	3 UN	D-40	S	04/07/2012	0,00
M	P25416075	DIO. S BAS16	0/0	3 UN	D-19	S	04/07/2012	0,00
M	P37596005	CIR INTG S 78M05CDT (MC)	0/0	1 UN	U-11	S	16/12/2009	0,25
M	P37596012	CIR INTG S 78M12CDT (MC) REGUL	0/0	2 UN	U-6	S	16/12/2009	0,23
M	P37596012	CIR INTG S 78M12CDT (MC) REGUL	0/0	2 UN	U-1	S	16/12/2009	0,00
M	PFL20501600A	FUS.LENT 1A6 5X20	0/0	2 UN	F-3	S	04/07/2012	0,17
M	PFL20501600A	FUS.LENT 1A6 5X20	0/0	2 UN	F-2	S	04/07/2012	0,00
M	PS0220I01	CIRCUITO IMPR. CONVERT. 110/220VAC 48VDC	0/0	1 UN		S	16/12/2009	6,33
M	PS0220Y04	DISIPADOR 5 ELEMENTOS CU 15X6X51MM	0/0	3 UN		S	16/12/2009	36,99
M	PS0220Y05	CASQUILLO DI03,5 DE0006 L09,5 LA	0/0	4 UN		S	22/07/2021	5,32
X	CC0220P01	CIRCUITO CTROL. 110/220VAC 48VDC/+12+5V	0/0	1 UN	H-1	S	28/11/2014	59,36

Recursos

R	15	M.O. FABRICACIÓN BTESA	0/1	4,42	HC	S	15/04/2013	106,26
R	20	M.O. AJUSTE FINAL	0/2	1,63	HC	S	15/04/2013	48,98

COSTE
TOTAL: **335,33**

BTESA MADRID PLOTTER 17/04/23 09:14

Listado de
Escandallo de
Productos

X **PS0220P02**
CONVERTIDOR 110 Y
220VAC 12V 5V 65W RM

Escandallo del
Producto:

CTO.CONVERT.110/220VAC
65W

Num. estruct. 1

T/Producto	Descripcion	F/S	Cantidad	Rep.	Pos Plan	Mermas	Ult. Mod.	Fecha añadido	Coste (€)
Componentes									
I	PS0220DBA	ESQUEMA EL. CONVERTIDOR 110 Y 220VAC 12V	0/0	1	UN		S	28/02/2023	0,00
I	PS0220DDB	PLANO MONTAJE CONVERTIDOR 110 Y 220VAC	0/0	1	UN		S	28/02/2023	0,00
M	033.18.A	AI SLAD.SILICONA TO220	0/0	6	UN		S	11/04/2023	0,70
M	90,89	CIR INTG R L7912CV 12V	0/0	1	UN	U-4	S	28/02/2023	0,12
M	561,45	CASQUILLO D 5.97X3.68X2.9X3.9+1.2 NYLON	0/0	7	UN		S	11/04/2023	0,48
M	901400003	RST.NTC R 10R 3A D9,5MM	0/0	3	UN	RN-3	S	28/02/2023	0,73
M	901400003	RST.NTC R 10R 3A D9,5MM	0/0	3	UN	RN-2	S	28/02/2023	0,00
M	901400003	RST.NTC R 10R 3A D9,5MM	0/0	3	UN	RN-1	S	28/02/2023	0,00
M	901401105	RST.NTC R 10K MINI LUG	0/0	1	UN	U-15	S	28/02/2023	1,22
M	901422123	RST.OXIM S R120 2W 1% 2512	0/0	1	UN	R-68	S	28/02/2023	0,33
M	901454103	RST.OXIM S 100R 1/8W 1% 0805	0/0	1	UN	R-60	S	28/02/2023	0,00
M	901454104	RST.OXIM S 1K 1/8W 1% 0805	0/0	1	UN	R-61	S	28/02/2023	0,00
M	901454204	RST.OXIM S 2K 1/8W 1% 0805	0/0	1	UN	R-46	S	28/02/2023	0,00
M	901454205	RST.OXIM S 20K 1/8W 1% 0805	0/0	1	UN	R-33	S	28/02/2023	0,00
M	901454221	RST.OXIM S 2R2 1/8W 5% 0805	0/0	1	UN	R-45	S	28/02/2023	0,00
M	901454276	RST.OXIM S 270K 1/8W 1% 0805	0/0	1	UN	R-51	S	28/02/2023	0,00

M	901454288	RST.OXIM S 255R 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-1	S	28/02/2023	0,00
M	901454306	RST.OXIM S 300K 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-63	S	28/02/2023	0,00
M	901454333	RST.OXIM S 330R 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-85	S	28/02/2023	0,00
M	901454461	RST.OXIM S 7K15 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-25	S	28/02/2023	0,00
M	901454487	RST.OXIM S 2K1 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-83	S	28/02/2023	0,00
M	901454529	RST.OXIM S 17K4 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-100	S	28/02/2023	0,00
M	901454564	RST.OXIM S 5K6 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-98	S	28/02/2023	0,00
M	901454596	RST.OXIM S 80K6 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-62	S	28/02/2023	0,00
M	901454605	RST.OXIM S 95K3 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-66	S	28/02/2023	0,00
M	901454754	RST.OXIM S 7K5 1/8W 1% 0805	0/0	1 UN	R-71	S	28/02/2023	0,00
M	901462123	RST.OXIM S 120R 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-86	S	28/02/2023	0,00
M	901462125	RST.OXIM S 12K 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-54	S	28/02/2023	0,01
M	901462131	RST.OXIM S 1R3 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-29	S	28/02/2023	0,01
M	901462151	RST.OXIM S 1R5 1/4W 5% 1206	0/0	3 UN	R-31	S	28/02/2023	0,02
M	901462151	RST.OXIM S 1R5 1/4W 5% 1206	0/0	3 UN	R-32	S	28/02/2023	0,00
M	901462151	RST.OXIM S 1R5 1/4W 5% 1206	0/0	3 UN	R-30	S	28/02/2023	0,00
M	901462244	RST.OXIM S 2K4 1/4W 5% 1206	0/0	3 UN	R-48	S	28/02/2023	0,01
M	901462244	RST.OXIM S 2K4 1/4W 5% 1206	0/0	3 UN	R-47	S	28/02/2023	0,00
M	901462244	RST.OXIM S 2K4 1/4W 5% 1206	0/0	3 UN	R-49	S	28/02/2023	0,00
M	901462475	RST.OXIM S 47K 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-35	S	28/02/2023	0,01
M	901462475	RST.OXIM S 47K 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-34	S	28/02/2023	0,00
M	901462511	RST.OXIM S 5R1 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-59	S	28/02/2023	0,01
M	901462516	RST.OXIM S 510K 1/4W 5% 1206	0/0	3 UN	R-38	S	28/02/2023	0,02
M	901462516	RST.OXIM S 510K 1/4W 5% 1206	0/0	3 UN	R-37	S	28/02/2023	0,00
M	901462516	RST.OXIM S 510K 1/4W 5% 1206	0/0	3 UN	R-36	S	28/02/2023	0,00
M	901462561	RST.OXIM S 5R6 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-72	S	28/02/2023	0,01

M	901462563	RST.OXIM S 560R 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-41	S	28/02/2023	0,01
M	901462563	RST.OXIM S 560R 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-40	S	28/02/2023	0,00
M	901462824	RST.OXIM S 8K2 1/4W 5% 1206	0/0	1 UN	R-50	S	28/02/2023	0,00
M	901462915	RST.OXIM S 91K 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-53	S	28/02/2023	0,01
M	901462915	RST.OXIM S 91K 1/4W 5% 1206	0/0	2 UN	R-52	S	28/02/2023	0,00
M	901474000	RST.OXIM S 0R 1/10W 1% 0603	0/0	2 UN	R-94	S	28/02/2023	0,00
M	901474000	RST.OXIM S 0R 1/10W 1% 0603	0/0	2 UN	R-95	S	28/02/2023	0,00
M	901474103	RST.OXIM S 100R 1/10W 1% 0603	0/0	2 UN	R-11	S	28/02/2023	0,00
M	901474103	RST.OXIM S 100R 1/10W 1% 0603	0/0	2 UN	R-12	S	28/02/2023	0,00
M	901474104	RST.OXIM S 1K 1/10W 1% 0603	0/0	7 UN	R-3	S	28/02/2023	0,01
M	901474104	RST.OXIM S 1K 1/10W 1% 0603	0/0	7 UN	R-5	S	28/02/2023	0,00
M	901474104	RST.OXIM S 1K 1/10W 1% 0603	0/0	7 UN	R-7	S	28/02/2023	0,00
M	901474104	RST.OXIM S 1K 1/10W 1% 0603	0/0	7 UN	R-4	S	28/02/2023	0,00
M	901474104	RST.OXIM S 1K 1/10W 1% 0603	0/0	7 UN	R-9	S	28/02/2023	0,00
M	901474104	RST.OXIM S 1K 1/10W 1% 0603	0/0	7 UN	R-8	S	28/02/2023	0,00
M	901474104	RST.OXIM S 1K 1/10W 1% 0603	0/0	7 UN	R-6	S	28/02/2023	0,00
M	901474105	RST.OXIM S 10K 1/10W 1% 0603	0/0	9 UN	R-22	S	28/02/2023	0,01
M	901474105	RST.OXIM S 10K 1/10W 1% 0603	0/0	9 UN	R-19	S	28/02/2023	0,00
M	901474105	RST.OXIM S 10K 1/10W 1% 0603	0/0	9 UN	R-17	S	28/02/2023	0,00
M	901474105	RST.OXIM S 10K 1/10W 1% 0603	0/0	9 UN	R-21	S	28/02/2023	0,00
M	901474105	RST.OXIM S 10K 1/10W 1% 0603	0/0	9 UN	R-16	S	28/02/2023	0,00
M	901474105	RST.OXIM S 10K 1/10W 1% 0603	0/0	9 UN	R-20	S	28/02/2023	0,00
M	901474105	RST.OXIM S 10K 1/10W 1% 0603	0/0	9 UN	R-23	S	28/02/2023	0,00
M	901474105	RST.OXIM S 10K 1/10W 1% 0603	0/0	9 UN	R-18	S	28/02/2023	0,00
M	901474105	RST.OXIM S 10K 1/10W 1% 0603	0/0	9 UN	R-102	S	28/02/2023	0,00
M	901474106	RST.OXIM S 100K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-13	S	28/02/2023	0,00

M	901474125	RST.OXIM S 12K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-15	S	28/02/2023	0,00
M	901474126	RST.OXIM S 120K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-24	S	28/02/2023	0,00
M	901474134	RST.OXIM S 1K3 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-99	S	28/02/2023	0,00
M	901474185	RST.OXIM S 18K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-82	S	28/02/2023	0,00
M	901474202	RST.OXIM S 20R 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-73	S	28/02/2023	0,00
M	901474203	RST.OXIM S 200R 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-77	S	28/02/2023	0,03
M	901474204	RST.OXIM S 2K 1/10W 1% 0603	0/0	2 UN	R-70	S	28/02/2023	0,00
M	901474204	RST.OXIM S 2K 1/10W 1% 0603	0/0	2 UN	R-69	S	28/02/2023	0,00
M	901474245	RST.OXIM S 24K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-55	S	28/02/2023	0,00
M	901474274	RST.OXIM S 2K7 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-92	S	28/02/2023	0,00
M	901474304	RST.OXIM S 3K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-75	S	28/02/2023	0,00
M	901474332	RST.OXIM S 33R 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-58	S	28/02/2023	0,00
M	901474333	RST.OXIM S 330R 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-2	S	28/02/2023	0,03
M	901474334	RST.OXIM S 3K3 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-93	S	28/02/2023	0,00
M	901474335	RST.OXIM S 33K 1/10W 1% 0603	0/0	3 UN	R-27	S	28/02/2023	0,00
M	901474335	RST.OXIM S 33K 1/10W 1% 0603	0/0	3 UN	R-28	S	28/02/2023	0,00
M	901474335	RST.OXIM S 33K 1/10W 1% 0603	0/0	3 UN	R-26	S	28/02/2023	0,00
M	901474345	RST.OXIM S 698R 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-89	S	28/02/2023	0,03
M	901474346	RST.OXIM S 715R 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-65	S	28/02/2023	0,00
M	901474365	RST.OXIM S 36K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-91	S	28/02/2023	0,00
M	901474393	RST.OXIM S 390R 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-80	S	28/02/2023	0,03
M	901474395	RST.OXIM S 39K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-90	S	28/02/2023	0,00
M	901474472	RST.OXIM S 47R 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-14	S	28/02/2023	0,00
M	901474475	RST.OXIM S 47K 1/10W 1% 0603	0/0	2 UN	R-57	S	28/02/2023	0,00
M	901474475	RST.OXIM S 47K 1/10W 1% 0603	0/0	2 UN	R-56	S	28/02/2023	0,00
M	901474476	RST.OXIM S 470K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-97	S	28/02/2023	0,03

M	901474481	RST.OXIM S 9K09 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-64	S	28/02/2023	0,00
M	901474551	RST.OXIM S 30K1 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-88	S	28/02/2023	0,00
M	901474603	RST.OXIM S 90K9 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-78	S	28/02/2023	0,00
M	901474684	RST.OXIM S 6K8 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-79	S	28/02/2023	0,00
M	901474754	RST.OXIM S 7K5 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-76	S	28/02/2023	0,00
M	901474813	RST.OXIM S 34K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-87	S	28/02/2023	0,00
M	901474822	RST.OXIM S 82R 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-44	S	28/02/2023	0,00
M	901474823	RST.OXIM S 820R 1/10W 1% 0603	0/0	2 UN	R-43	S	28/02/2023	0,00
M	901474823	RST.OXIM S 820R 1/10W 1% 0603	0/0	2 UN	R-42	S	28/02/2023	0,00
M	901474825	RST.OXIM S 82K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-74	S	28/02/2023	0,00
M	901474834	RST.OXIM S 59K 1/10W 1% 0603	0/0	1 UN	R-81	S	28/02/2023	0,00
M	907023104	CON.CERM S 1N0 300VAC 20% CLASE X1	0/0	6 UN	C-64	S	28/02/2023	5,54
M	907023104	CON.CERM S 1N0 300VAC 20% CLASE X1	0/0	6 UN	C-69	S	28/02/2023	0,00
M	907023104	CON.CERM S 1N0 300VAC 20% CLASE X1	0/0	6 UN	C-67	S	28/02/2023	0,00
M	907023104	CON.CERM S 1N0 300VAC 20% CLASE X1	0/0	6 UN	C-65	S	28/02/2023	0,00
M	907023104	CON.CERM S 1N0 300VAC 20% CLASE X1	0/0	6 UN	C-68	S	28/02/2023	0,00
M	907023104	CON.CERM S 1N0 300VAC 20% CLASE X1	0/0	6 UN	C-66	S	28/02/2023	0,00
M	907040156	CON.PLTR R 0U15 275VAC 5% M6	0/0	1 UN	C-72	S	28/02/2023	0,11
M	907177474	CON.CEDS R 4N7 +-20% 760VAC M5	0/0	1 UN	C-73	S	28/02/2023	0,36
M	907502104	CON.CERM S 1N0 50V 5% NPO 0603	0/0	1 UN	C-79	S	28/02/2023	0,01
M	907502332	CON.CERM S 33P 50V 5% NPO 0603	0/0	1 UN	C-40	S	28/02/2023	0,00
M	907502472	CON.CERM S 47P 50V 5% NPO 0603	0/0	2 UN	C-71	S	28/02/2023	0,01
M	907502472	CON.CERM S 47P 50V 5% NPO 0603	0/0	2 UN	C-70	S	28/02/2023	0,00
M	907510102	CON.CERM S 10P0 250V 0603	0/0	1 UN	C-51	S	28/02/2023	0,34
M	907511103	CON.CERM S 100P0 5% 500V 800B	0/0	1 UN	C-63	S	28/02/2023	2,43
M	907515101	CON.CERM S 1KV 1NF 10% COG 1206	0/0	3 UN	C-57	S	28/02/2023	0,97

M	907515101	CON.CERM S 1KV 1NF 10% COG 1206	0/0	3 UN	C-78	S	28/02/2023	0,00
M	907515101	CON.CERM S 1KV 1NF 10% COG 1206	0/0	3 UN	C-58	S	28/02/2023	0,00
M	907515104	CON.CERM S 1N0 50V 10% X7R 0603	0/0	4 UN	C-44	S	28/02/2023	0,01
M	907515104	CON.CERM S 1N0 50V 10% X7R 0603	0/0	4 UN	C-43	S	28/02/2023	0,00
M	907515104	CON.CERM S 1N0 50V 10% X7R 0603	0/0	4 UN	C-42	S	28/02/2023	0,00
M	907515104	CON.CERM S 1N0 50V 10% X7R 0603	0/0	4 UN	C-41	S	28/02/2023	0,00
M	907515105	CON.CERM S 10N0 50V 10% X7R 0603	0/0	5 UN	C-19	S	28/02/2023	0,01
M	907515105	CON.CERM S 10N0 50V 10% X7R 0603	0/0	5 UN	C-21	S	28/02/2023	0,00
M	907515105	CON.CERM S 10N0 50V 10% X7R 0603	0/0	5 UN	C-20	S	28/02/2023	0,00
M	907515105	CON.CERM S 10N0 50V 10% X7R 0603	0/0	5 UN	C-18	S	28/02/2023	0,00
M	907515105	CON.CERM S 10N0 50V 10% X7R 0603	0/0	5 UN	C-22	S	28/02/2023	0,00
M	907515106	CON.CERM S 100N 16V 10% X7R 0603	0/0	6 UN	C-16	S	28/02/2023	0,01
M	907515106	CON.CERM S 100N 16V 10% X7R 0603	0/0	6 UN	C-77	S	28/02/2023	0,00
M	907515106	CON.CERM S 100N 16V 10% X7R 0603	0/0	6 UN	C-15	S	28/02/2023	0,00
M	907515106	CON.CERM S 100N 16V 10% X7R 0603	0/0	6 UN	C-14	S	28/02/2023	0,00
M	907515106	CON.CERM S 100N 16V 10% X7R 0603	0/0	6 UN	C-13	S	28/02/2023	0,00
M	907515106	CON.CERM S 100N 16V 10% X7R 0603	0/0	6 UN	C-12	S	28/02/2023	0,00
M	907515231	CON.CERM S 10N0 1000V 10% X7R 1206	0/0	1 UN	C-36	S	28/02/2023	0,30
M	907515232	CON.CERM S 22N 1000V 10% X7R 1206	0/0	1 UN	C-35	S	28/02/2023	0,16
M	907519107	CON.CERM S 1U0 50V 10% X7R 0805	0/0	2 UN	C-46	S	28/02/2023	0,05
M	907519107	CON.CERM S 1U0 50V 10% X7R 0805	0/0	2 UN	C-45	S	28/02/2023	0,00
M	907528474	CON.CERM S 4N7 100V J NPO 0805	0/0	1 UN	C-85	S	28/02/2023	0,08
M	907547107	CON.CERM S 1U0 16V X7R 0805	0/0	2 UN	C-81	S	28/02/2023	0,02
M	907547107	CON.CERM S 1U0 16V X7R 0805	0/0	2 UN	C-80	S	28/02/2023	0,00
M	907548478	CON.CERM S 47U 6,3V X5R 1210	0/0	2 UN	C-24	S	28/02/2023	0,29
M	907548478	CON.CERM S 47U 6,3V X5R 1210	0/0	2 UN	C-23	S	28/02/2023	0,00

M	907552103	CON.CERM S 100P 50V NPO 5% 0603	0/0	9 UN	C-8	S	28/02/2023	0,08
M	907552103	CON.CERM S 100P 50V NPO 5% 0603	0/0	9 UN	C-5	S	28/02/2023	0,00
M	907552103	CON.CERM S 100P 50V NPO 5% 0603	0/0	9 UN	C-3	S	28/02/2023	0,00
M	907552103	CON.CERM S 100P 50V NPO 5% 0603	0/0	9 UN	C-2	S	28/02/2023	0,00
M	907552103	CON.CERM S 100P 50V NPO 5% 0603	0/0	9 UN	C-10	S	28/02/2023	0,00
M	907552103	CON.CERM S 100P 50V NPO 5% 0603	0/0	9 UN	C-6	S	28/02/2023	0,00
M	907552103	CON.CERM S 100P 50V NPO 5% 0603	0/0	9 UN	C-4	S	28/02/2023	0,00
M	907552103	CON.CERM S 100P 50V NPO 5% 0603	0/0	9 UN	C-9	S	28/02/2023	0,00
M	907552103	CON.CERM S 100P 50V NPO 5% 0603	0/0	9 UN	C-7	S	28/02/2023	0,00
M	907554477	CON.CERM S 4U7 25V X5R 0805	0/0	2 UN	C-47	S	28/02/2023	0,05
M	907554477	CON.CERM S 4U7 25V X5R 0805	0/0	2 UN	C-48	S	28/02/2023	0,00
M	907563107	CON.CERM S 1U0 25V 10% X7R 0603	0/0	3 UN	C-39	S	28/02/2023	0,10
M	907563107	CON.CERM S 1U0 25V 10% X7R 0603	0/0	3 UN	C-38	S	28/02/2023	0,00
M	907563107	CON.CERM S 1U0 25V 10% X7R 0603	0/0	3 UN	C-37	S	28/02/2023	0,00
M	907612107	CON.CERM S 1U0 100V 10% X7R 1210	0/0	3 UN	C-56	S	28/02/2023	0,61
M	907612107	CON.CERM S 1U0 100V 10% X7R 1210	0/0	3 UN	C-55	S	28/02/2023	0,00
M	907612107	CON.CERM S 1U0 100V 10% X7R 1210	0/0	3 UN	C-54	S	28/02/2023	0,00
M	907620106	CON.CERM S 100N 100V 10% X7R 0805	0/0	2 UN	C-84	S	28/02/2023	0,07
M	907620106	CON.CERM S 100N 100V 10% X7R 0805	0/0	2 UN	C-82	S	28/02/2023	0,00
M	907621108	CON.CERM S 10U0 16V X5R 0805	0/0	1 UN	C-17	S	28/02/2023	0,02
M	907621210	CON.CERM S 10U0 50V 10%X7R 1210	0/0	1 UN	C-52	S	28/02/2023	0,37
M	908205109	CON.ELEC R 120U 35V M CON.ELEC R 120U 63V	0/0	1 UN	C-49	S	28/02/2023	0,09
M	908207129	CON.ELEC R 120U 63V 0.33A@120HZ	0/0	3 UN	C-75	S	28/02/2023	0,36
M	908207129	CON.ELEC R 120U 63V 0.33A@120HZ	0/0	3 UN	C-74	S	28/02/2023	0,00
M	908207129	CON.ELEC R 120U 63V 0.33A@120HZ	0/0	3 UN	C-76	S	28/02/2023	0,00
M	908218189	CON.ELEC R 180U 16V @10KHZ 1M	0/0	1 UN	C-53	S	28/02/2023	0,10
M	908225129	CON.ELEC R 120U 400V D=18X31,5 20%	0/0	2 UN	C-25	S	28/02/2023	2,50

M	908225129	CON.ELEC R 120U 400V D=18X31,5 20%	0/0	2 UN	C-26	S	28/02/2023	0,00
M	908227279	CON.ELEC R 270U +-20% 16V D=8X12	0/0	4 UN	C-29	S	28/02/2023	2,12
M	908227279	CON.ELEC R 270U +-20% 16V D=8X12	0/0	4 UN	C-30	S	28/02/2023	0,00
M	908227279	CON.ELEC R 270U +-20% 16V D=8X12	0/0	4 UN	C-32	S	28/02/2023	0,00
M	908227279	CON.ELEC R 270U +-20% 16V D=8X12	0/0	4 UN	C-31	S	28/02/2023	0,00
M	910006035	CONVERT.DC/DC 4,5-14V IN/0,59-6V OUT 6A	0/0	1 UN	U-5	S	28/02/2023	7,24
M	910006524	CONV DC-DC ISO IN 5V OUT 24V 1W	0/0	1 UN	U-10	S	28/02/2023	1,33
M	913100064	BOBINA FILTRO RED 1MH 2X2A PCB	0/0	1 UN	L-1	S	28/02/2023	1,05
M	913330012	TRF.FLYBACK +-12VDC 65W RM10 FERROXCUBE	0/0	2 UN	T-1	S	28/02/2023	9,72
M	913330012	TRF.FLYBACK +-12VDC 65W RM10 FERROXCUBE	0/0	2 UN	T-2	S	28/02/2023	0,00
M	919290170	TRANSIS. S MMBF170 MFET 60V OA5 SOT 23	0/0	1 UN	Q-10	S	28/02/2023	0,03
M	919290838	TRANSIS.S PJT7838 2N-MFET 50V OA4 SOT363	0/0	1 UN	Q-9	S	28/02/2023	0,11
M	919530103	TRANSIS. R IPP180N10N3G 100V 43A TO220	0/0	2 UN	Q-4	S	28/02/2023	0,05
M	919530103	TRANSIS. R IPP180N10N3G 100V 43A TO220	0/0	2 UN	Q-3	S	28/02/2023	0,00
M	919538055	TRANSIS. R MOSFET 55V 80A TO220	0/0	2 UN	Q-2	S	28/02/2023	1,45
M	919538055	TRANSIS. R MOSFET 55V 80A TO220	0/0	2 UN	Q-1	S	28/02/2023	0,00
M	919540084	TRANSIS. S BSS84 MFET P" 50V SOT 23"	0/0	2 UN	Q-12	S	28/02/2023	0,05
M	919540084	TRANSIS. S BSS84 MFET P" 50V SOT 23"	0/0	2 UN	Q-11	S	28/02/2023	0,00
M	919548127	TRANSIS. R IPP220N25NFD 250V 61A TO220	0/0	2 UN	Q-8	S	28/02/2023	8,00
M	919548127	TRANSIS. R IPP220N25NFD 250V 61A TO220	0/0	2 UN	Q-7	S	28/02/2023	0,00
M	925180917	DIO.LED S REC VE 20MA 0805	0/0	2 UN	DL-2	S	28/02/2023	0,07
M	925180917	DIO.LED S REC VE 20MA 0805	0/0	2 UN	DL-1	S	28/02/2023	0,00
M	925300012	PUENTE RECT R 1200V 12A MONO	0/0	1 UN	CR-1	S	28/02/2023	0,52
M	925301045	DIO.SCHT R MBR1045 45V 10A	0/0	1 UN	D-10	S	28/02/2023	0,43
M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-22	S	28/02/2023	0,60
M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-21	S	28/02/2023	0,00

M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-20	S	28/02/2023	0,00
M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-19	S	28/02/2023	0,00
M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-18	S	28/02/2023	0,00
M	925301064	DIO.FAST S STTH112U (1200V 1A)	0/0	6 UN	D-17	S	28/02/2023	0,00
M	925350005	DIO.TRAN S 5V 400W SMAJ 5.0A	0/0	1 UN	D-7	S	28/02/2023	0,08
M	925350012	DIO.TRAN S 12V 600W SMBJ12 BIDIRECC	0/0	2 UN	D-24	S	28/02/2023	0,09
M	925350012	DIO.TRAN S 12V 600W SMBJ12 BIDIRECC	0/0	2 UN	D-23	S	28/02/2023	0,00
M	925350015	DIO.TRAN S 15V 600W SMBJ15A	0/0	1 UN	D-35	S	28/02/2023	0,07
M	925350018	DIO.TRAN S 18V 600W SMBJ18A	0/0	4 UN	D-6	S	28/02/2023	0,17
M	925350018	DIO.TRAN S 18V 600W SMBJ18A	0/0	4 UN	D-5	S	28/02/2023	0,00
M	925350018	DIO.TRAN S 18V 600W SMBJ18A	0/0	4 UN	D-4	S	28/02/2023	0,00
M	925350018	DIO.TRAN S 18V 600W SMBJ18A	0/0	4 UN	D-3	S	28/02/2023	0,00
M	925350024	DIO.TRAN S 24V 600W SMBJ24	0/0	3 UN	D-16	S	28/02/2023	0,13
M	925350024	DIO.TRAN S 24V 600W SMBJ24	0/0	3 UN	D-15	S	28/02/2023	0,00
M	925350024	DIO.TRAN S 24V 600W SMBJ24	0/0	3 UN	D-14	S	28/02/2023	0,00
M	925410160	DIO. SCHK. 60V 1A MBR160HWTR	0/0	5 UN	D-29	S	28/02/2023	0,33
M	925410160	DIO. SCHK. 60V 1A MBR160HWTR	0/0	5 UN	D-28	S	28/02/2023	0,00
M	925410160	DIO. SCHK. 60V 1A MBR160HWTR	0/0	5 UN	D-27	S	28/02/2023	0,00
M	925410160	DIO. SCHK. 60V 1A MBR160HWTR	0/0	5 UN	D-26	S	28/02/2023	0,00
M	925410160	DIO. SCHK. 60V 1A MBR160HWTR	0/0	5 UN	D-25	S	28/02/2023	0,00
M	925410200	DIO.SCHK R MBR20200CT 200V 2X10A	0/0	1 UN	D-32	S	28/02/2023	1,48
M	925416046	DIO.SCHK S STPS4S200UF 200V 4A SMB-FLAT	0/0	2 UN	D-31	S	28/02/2023	0,42
M	925416046	DIO.SCHK S STPS4S200UF 200V 4A SMB-FLAT	0/0	2 UN	D-30	S	28/02/2023	0,00
M	925444448	DIO. S MMBD4448HTM-7-F	0/0	3 UN	D-39	S	28/02/2023	0,10
M	925444448	DIO. S MMBD4448HTM-7-F	0/0	3 UN	D-37	S	28/02/2023	0,00
M	925444448	DIO. S MMBD4448HTM-7-F	0/0	3 UN	D-36	S	28/02/2023	0,00
M	925484027	DIO.ZENR S 2V7 BZX84	0/0	1 UN	D-40	S	28/02/2023	0,01
M	925484100	DIO.ZENR S 10V 5% 0W35 BZX84	0/0	1 UN	D-1	S	28/02/2023	0,01

		CIR INTG S 2371IDBVT (TLV)							
M	937090371	OPAMP SOT23-5	0/0	1	UN	U-3	S	28/02/2023	0,38
M	937552431	CIR INTG 431CLP	0/0	1	UN	D-41	S	28/02/2023	0,05
M	937590432	CIR INTG S 432BCPK (TL) REG. 2,5V 0,5%	0/0	2	UN	D-34	S	28/02/2023	0,29
M	937590432	CIR INTG S 432BCPK (TL) REG. 2,5V 0,5%	0/0	2	UN	D-33	S	28/02/2023	0,00
M	937692391	CIR INTG S TS391 COMPA 36V DUAL SOT23-5	0/0	3	UN	U-9	S	28/02/2023	1,75
M	937692391	CIR INTG S TS391 COMPA 36V DUAL SOT23-5	0/0	3	UN	U-8	S	28/02/2023	0,00
M	937692391	CIR INTG S TS391 COMPA 36V DUAL SOT23-5	0/0	3	UN	U-7	S	28/02/2023	0,00
M	937723123	CIR INTG R BM2SCQ123T CTRL FLYBACK 1700V	0/0	1	UN	U-13	S	28/02/2023	16,88
M	937790050	CIR INTG S LM5050-2 O- RING FET 75V SOT-6	0/0	1	UN	U-12	S	28/02/2023	2,06
M	937790107	CIR INTG S 1107(TCMT) OPTOACOPL	0/0	2	UN	U-2	S	28/02/2023	0,27
M	937790107	CIR INTG S 1107(TCMT) OPTOACOPL	0/0	2	UN	U-1	S	28/02/2023	0,00
M	937790246	CIR INTG S UCC24612 CTRL RECT SINCR	0/0	1	UN	U-6	S	28/02/2023	0,32
M	937790684	CIR INTG S BD7684FJ Q-RES CTRL CONV	0/0	1	UN	U-14	S	28/02/2023	1,98
M	943210019	RELE PCB 6A 24VDC 250VAC	0/0	1	UN	K-1	S	28/02/2023	3,28
M	945063104	FUS.RAPD S 4A 125V 3,1X7,4MM OFM125	0/0	1	UN	F-1	S	28/02/2023	0,27
M	945130522	CNT.PCB M 4C 8A 160VAC 3,5	0/0	1	UN	J-1	S	28/02/2023	0,48
M	945160001	VARISTOR S 56VDC 40VAC 180A	0/0	2	UN	RV-2	S	28/02/2023	1,13
M	945160001	VARISTOR S 56VDC 40VAC 180A	0/0	2	UN	RV-1	S	28/02/2023	0,00
M	945162022	VARISTOR R 60VAC 81VDC 100V@1MA	0/0	1	UN	RV-6	S	28/02/2023	0,08
M	945162036	VARISTOR R 320VAC 415VDC 6KA	0/0	2	UN	RV-3	S	28/02/2023	2,20
M	945162036	VARISTOR R 320VAC 415VDC 6KA	0/0	2	UN	RV-4	S	28/02/2023	0,00
M	945162057	VARISTOR R 510VAC 675VDC 450A 8/20US	0/0	1	UN	RV-5	S	28/02/2023	0,14
M	949700353	CNT.RED M 3C PAN PCB L+N+G+2 PORTFUS	0/0	1	UN	J-2	S	28/02/2023	1,58
M	949911116	CNT.PCB M 5C 12A 250VAC TUBO AISL. DI3.2 DE4.8 L9.5	0/0	1	UN	J-3	S	28/02/2023	1,25
M	956001102	NY	0/0	2	UN		S	11/04/2023	0,22
M	961060908	TOR. MET 2X08 ALO CR AC DIN7985	0/0	2	UN		S	11/04/2023	0,01
M	961090908	TOR. MET 2.5X08 ALO CR AC DIN7985	0/0	2	UN		S	11/04/2023	0,01

M	961090915	TOR. MET 2.5X15 ALO CR AC DIN7985	0/0	4 UN		S	11/04/2023	0,00
M	961110910	TOR. MET 3X10 ALO CR AC DIN7985	0/0	2 UN		S	11/04/2023	0,00
M	961110912	TOR. MET 3X12 ALO CR AC DIN7985	0/0	1 UN		S	11/04/2023	0,00
M	961119215	TOR. MET 3X15 CIL RAN NY DIN 84	0/0	2 UN		S	11/04/2023	0,20
M	964000009	TUERCA HEX M02.5X 4 X2 AC	0/0	4 UN		S	11/04/2023	0,01
M	964501209	ARAND.PLANA D.INT= 2,7D.EXT= 6,5 AC	0/0	8 UN		S	11/04/2023	0,23
M	964501211	ARAND.PLANA D.INT= 3,2 D.EXT= 7 AC	0/0	3 UN		S	11/04/2023	0,00
M	964502009	ARAND.GRWER D 2,6X 5,1X1,4 AC	0/0	4 UN		S	11/04/2023	0,01
M	964502011	ARAND.GRWER D 3,1X 6,2X0,8 AC	0/0	5 UN		S	11/04/2023	0,00
M	964599911	ARAND.PLANA D.INT= 3,2D.EXT= 7 NY	0/0	2 UN		S	11/04/2023	0,01
M	973002026	CONDUCT. LED COMBICON PASO 3.5MM(TIRA10)	0/0	4 UN		S	11/04/2023	4,00
M	973002075	AISLAD.SILICONA 13X18MM TO220 7/3KV	0/0	1 UN		S	11/04/2023	0,05
M	973002125	MATERIAL TERMOCONDUCTOR 1MM 6W/MK	0/0	1 C2		S	11/04/2023	0,15
M	P01470012	RST.OXIM S 3K48 1/4W 1% 1206	0/0	1 UN	R-67	S	28/02/2023	0,01
M	P01470152	RST.OXIM S 15R 1/4W 1% 1206	0/0	1 UN	R-84	S	28/02/2023	0,01
M	P01470218	RST.OXIM S 84R5 1/4W 1% 1206	0/0	1 UN	R-39	S	28/02/2023	0,01
M	P07519224	CON.CERM S 2N2 50V K X7R 0805	0/0	1 UN	C-50	S	28/02/2023	0,02
M	P07519225	CON.CERM S 22N 50V K X7R 0805	0/0	1 UN	C-1	S	28/02/2023	0,04
M	P07600683	CON CERM 0805 680PF 100V COG 5%	0/0	3 UN	C-83	S	28/02/2023	0,05
M	P07600683	CON CERM 0805 680PF 100V COG 5%	0/0	3 UN	C-60	S	28/02/2023	0,00
M	P07600683	CON CERM 0805 680PF 100V COG 5%	0/0	3 UN	C-59	S	28/02/2023	0,00
M	P19280017	TRANSIS. S PMBT3904 NPN SOT 23	0/0	2 UN	Q-6	S	28/02/2023	0,06
M	P19280017	TRANSIS. S PMBT3904 NPN SOT 23	0/0	2 UN	Q-5	S	28/02/2023	0,00
M	P25400017	DIO.RECT S CD1408-R11000 1KV 1A	0/0	2 UN	D-9	S	28/02/2023	0,10
M	P25400017	DIO.RECT S CD1408-R11000 1KV 1A	0/0	2 UN	D-8	S	28/02/2023	0,00
M	P25416075	DIO. S BAS16	0/0	3 UN	D-13	S	28/02/2023	0,04
M	P25416075	DIO. S BAS16	0/0	3 UN	D-12	S	28/02/2023	0,00

M	P25416075	DIO. S BAS16	0/0	3 UN	D-11	S	28/02/2023	0,00
M	P37092358	CIR INTG S 358D(LM) OPAMP	0/0	1 UN	U-11	S	28/02/2023	0,10
M	P37592431	CIR INTG S 431CD(TL) REGUL	0/0	1 UN	D-2	S	28/02/2023	0,04
M	PFL20501600A	FUS.LENT 1A6 5X20	0/0	2 UN		S	11/04/2023	0,17
M	PS0220I02A	PENDIENTES DE DATOS DE ANTONIO	0/0	1 UN		S	12/04/2023	9,10
M	PS0220Y04	DISIPADOR 5 ELEMENTOS CU 15X6X51MM	0/0	1 UN		S	11/04/2023	12,33
M	PS0220Y07	DISIPADOR 6ELEMENTOS ALUMINIO 2MM PS 65W	0/0	1 UN		S	11/04/2023	3,81
M	XF8136	CERAMIC CAPACITOR 100NF 50V X7R 0603	0/0	2 UN	C-34	S	28/02/2023	0,01
M	XF8136	CERAMIC CAPACITOR 100NF 50V X7R 0603	0/0	2 UN	C-33	S	28/02/2023	0,00
Recursos								
R	15	M.O. FABRICACIÓN BTESA	0/1	1,6 HC		S	16/02/2023	38,46
R	20	M.O. AJUSTE FINAL	0/2	0,3 HC		S	16/02/2023	9,02

COSTE
TOTAL: **167,25**

BIBLIOGRAFÍA

- [1] S. C. Cripps, *RF power amplifiers for wireless communications*, vol. 250. Artech house Norwood, MA, 2006.
- [2] «PSIM: Unbeatable Power Electronics Software», *Powersim, Inc.* <https://powersimtech.com/products/psim/capabilities-applications/> (accedido 1 de mayo de 2023).
- [3] «LTspice® - ADI | Mouser». https://www.mouser.es/new/analog-devices/adi-ltspice/?utm_source=bing&utm_medium=cpc&utm_campaign=Analog%20Devices%20Supplier%20Spain&utm_term=ltspice&utm_content=Analog%20Devices%20LTspice (accedido 1 de mayo de 2023).
- [4] «PCB Design Software - PADS», *Siemens Digital Industries Software*. <https://eda.sw.siemens.com/en-US/pcb/pads/> (accedido 1 de mayo de 2023).
- [5] «Software de AutoCAD | Obtener precios y comprar el producto AutoCAD 2023 oficial | Autodesk». <https://www.autodesk.es/products/autocad/overview> (accedido 1 de mayo de 2023).
- [6] «Suscripción a las aplicaciones de Office de Microsoft 365 | Microsoft 365». <https://www.microsoft.com/es-es/microsoft-365> (accedido 1 de mayo de 2023).
- [7] «AS Software Group | FAS-5. Software ERP/CRM y funcionalidades ofimáticas». <https://www.assoftware.es/software-de-gestion-erp/fas-5/> (accedido 1 de mayo de 2023).
- [8] B. Zhang, S. Xie, Z. Li, P. Zhao, y J. Xu, «An optimized single-stage isolated swiss-type AC/DC converter based on single full-bridge with midpoint-clamper», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, n.º 10, pp. 11288-11297, 2021.
- [9] D. Dong, F. Luo, D. Boroyevich, y P. Mattavelli, «Leakage current reduction in a single-phase bidirectional AC–DC full-bridge inverter», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n.º 10, pp. 4281-4291, 2012.
- [10] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, y J. D. Van Wyk, «Optimal design methodology for LLC resonant converter», en *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06.*, IEEE, 2006, pp. 6-pp.
- [11] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, y G. Huang, «LLC resonant converter for front end DC/DC conversion», en *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335)*, IEEE, 2002, pp. 1108-1112.
- [12] N. Coruh, S. Urgan, y T. Erfidan, «Design and implementation of flyback converters», en *2010 5th IEEE conference on industrial electronics and applications*, IEEE, 2010, pp. 1189-1193.
- [13] C. P. Basso, «Designing control loops for linear and switching power supplies: a tutorial guide», 2012.
- [14] «BM2SCQ123T-LBZ - Data Sheet, Product Detail | ROHM.com». <https://www.rohm.com/products/power-management/ac-dc-converters-ics/ac-dc-converters-ics-pwm-qr/bm2scq123t-lbz-product> (accedido 1 de mayo de 2023).
- [15] «bm2scq123t-evk-001_ug-e.pdf». Accedido: 1 de mayo de 2023. [En línea]. Disponible en: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/acdc_converter/bm2scq123t-evk-001_ug-e.pdf

- [16] «bd7682fj-lb-e.pdf». Accedido: 1 de mayo de 2023. [En línea]. Disponible en: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/ic/power/isolated_converter/bd7682fj-lb-e.pdf
- [17] R. Co, «Design Considerations on the Gate Driving Circuit of Quasi-Resonant Controller for 1700V SiC MOSFET», n.º 63, 2021.
- [18] J. E.-G. Carrasco, «Control directo de potencia de convertidores electrónicos conectados a la red», *Univ. Carlos III Madr. Tesis Dr.*, 2007.
- [19] P. C. Todd, «Snubber circuits: Theory, design and application», en *Unitrode-Power Supply Design Seminar*, 1993, p. 1993.
- [20] A. García-Caraveo, Á. Soto, R. González, y P. Bañuelos-Sánchez, «Brief review on snubber circuits», en *2010 20th International Conference on Electronics Communications and Computers (CONIELECOMP)*, IEEE, 2010, pp. 271-275.
- [21] B.-R. Lin, G.-H. Lin, y A. Jian, «Resonant converter with voltage-doubler rectifier or full-bridge rectifier for wide-output voltage and high-power applications», *Electronics*, vol. 8, n.º 1, p. 3, 2018.
- [22] S. Arab Ansari, J. S. Moghani, y M. Mohammadi, «Analysis and implementation of a new zero current switching flyback inverter», *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 47, n.º 1, pp. 103-132, 2019.
- [23] «lm5050-1.pdf». Accedido: 1 de mayo de 2023. [En línea]. Disponible en: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5050-1.pdf>
- [24] «NSR006A0X_DS-1919965.pdf». Accedido: 1 de mayo de 2023. [En línea]. Disponible en: https://www.mouser.es/datasheet/2/167/NSR006A0X_DS-1919965.pdf
- [25] «tl431.pdf». Accedido: 1 de mayo de 2023. [En línea]. Disponible en: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1682920423609&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.com%252F
- [26] P. Horowitz, W. Hill, y I. Robinson, *The art of electronics*, vol. 2. Cambridge university press Cambridge, 1989.
- [27] A. Laverde, «IPC 2221 para Diseño de PCB como usarla y actualización», *[Normas IPC|Certificación|ALDELTA]*, 23 de febrero de 2021. <https://www.aldeltatec.com/blog-diseno-con-normas-y-certificaciones/norma-ipc-2221b-para-diseno-de-pcb-actualizacion/> (accedido 1 de mayo de 2023).
- [28] «IPC-6011 - Standard Only Generic Performance Specification for Printed Boards», 1 de julio de 1996. <https://shop.ipc.org/ipc-6011/ipc-6011-standard-only/Revision-0/english> (accedido 1 de mayo de 2023).