



GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS
INDUSTRIALES

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO Y PRUEBA DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR Y SU
CONTROL PARA POSTERIOR FABRICACIÓN DE UN
CONVERTIDOR DE POTENCIA CC-CC
(ELEVADOR+REDUCTOR).**

Fernando Martínez-Cattáneo Amich

Director: Aurelio García Cerrada

Curso 2021/2022

Madrid, 31 de mayo de 2022

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título
**‘Diseño y prueba de un convertidor reductor y su control para posterior
fabricación de un convertidor de potencia CC-CC (elevador-reductor)’**
en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el
curso académico 2021/22 es de mi autoría, original e inédito y
no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos.

El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido
tomada de otros documentos está debidamente referenciada.

Fdo.: Fernando Martínez-Cattáneo Amich Fecha: 31/05/2022



Autorizada la entrega del proyecto
EL DIRECTOR DEL PROYECTO



Fdo.: Aurelio García Cerrada Fecha: 31/05/2022



GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS
INDUSTRIALES

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO Y PRUEBA DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR Y SU
CONTROL PARA POSTERIOR FABRICACIÓN DE UN
CONVERTIDOR DE POTENCIA CC-CC
(ELEVADOR+REDUCTOR).**

Fernando Martínez-Cattáneo Amich

Director: Aurelio García Cerrada

Curso 2021/2022

Madrid, 31 de mayo de 2022

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, agradecer a Javier Martín de San Pablo su colaboración en el proyecto. Su diseño del convertidor elevador ha sido fundamental para conseguir desarrollar el control elevador reductor en su totalidad. Sin su participación no habría sido posible desarrollar la tecnología.

También reconocer a la Universidad de Michigan, en especial a Wentao Xu y Weifan Zhang, quienes han sido un apoyo clave para el correcto desarrollo del proyecto. Principalmente por la instrucción proporcionada para aprender a usar las tecnologías utilizadas y su contribución durante las largas y tediosas horas de soldadura de la PCB.

Por último, agradecer el apoyo de los profesores de ICAI, Jesús Alonso Alonso y Aurelio García Cerrada, quienes han confiado en todo momento en mí para que el proyecto saliera delante de forma autónoma y profesional.

DISEÑO Y PRUEBA DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR Y SU CONTROL PARA POSTERIOR FABRICACIÓN DE UN CONVERTIDOR DE POTENCIA CC-CC (ELEVADOR+REDUCTOR).

Autor: Martínez-Cattáneo Amich, Fernando

Director: García Cerrada, Aurelio

Entidad Colaboradora: University of Michigan

RESUMEN

Palabras Clave: Electrónica de Potencia, Convertidor CC-CC, LEDs, Iluminación Inteligente

1. Introducción

2022 abre con una gran crisis energética y en la iluminación doméstica es dónde la mayor parte de nosotros podemos contribuir de manera fácil y sencilla a reducir estos problemas. El cambio a un sistema de iluminación LED favorece no solo al medioambiente, sino también al usuario de forma económica. Sin embargo, los sistemas de alumbrado LED cuentan con una instalación bastante más compleja que los sistemas de alumbrado tradicional. Es necesario implementar tecnología de electrónica de potencia para conseguir que estos funcionen de manera óptima.

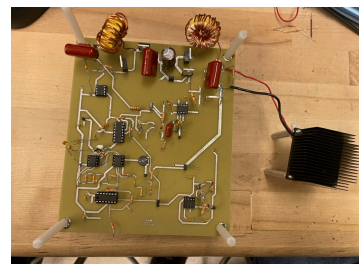


Figura 1. Imagen del convertidor elevador reductor fabricado

2. Definición del Proyecto

Este Trabajo de Fin de Grado lleva a cabo la solicitud de diseño y fabricación de una placa convertidora CC-CC (elevador + reductor) cuya finalidad es controlar un sistema de alumbrado LED. El objetivo de este proyecto es ofrecer al solicitante, en el período de tiempo determinado, un producto final que cumple con todas las especificaciones requeridas. Dichas

especificaciones estipulan que ante una entrada variable de tensión continua 6-12V, el objetivo es obtener una tensión superior a los 24V a la salida del convertidor elevador con la que poder alimentar el convertidor reductor, cuyo objetivo es mantener una corriente constante de 1A a través del LED. Además, se deberá conseguir un rendimiento superior al 85% a máxima potencia y unos rizados de corriente en los inductores inferiores al 5%.

3. Descripción del modelo

Con el fin de garantizar el cumplimiento del trabajo, este se estructura de forma metódica para así conseguir un proceso de desarrollo bien estructurado. Por tanto, la placa convertidora solicitada se divide en un bloque elevador y un bloque reductor (ver Figura 2) más sencillos que se estudian de manera individual para, finalmente, reunir estos diseños y obtener uno final que entregar al solicitante.

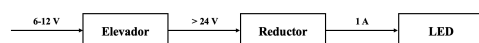


Figura 2. Diagrama de bloques general

Este trabajo profundiza en el diseño y fabricación del bloque reductor que incluye: el convertidor reductor, su

control asociado y un circuito temporizador. El convertidor reductor tiene como finalidad mantener la corriente a la salida de la placa al valor deseado, es decir, al valor que necesita el sistema LED para funcionar correctamente. Este convertidor se encuentra con que tiene una entrada de tensión variable, así pues, es necesario introducir un control automático para regular el ciclo de trabajo y mantener la corriente de salida constante independientemente de la entrada. Si bien es cierto que al existir subcircuitos que trabajan a tensiones diferentes podría ser beneficioso proporcionar aislamiento galvánico entre la entrada y la salida, pero no es expresamente necesario si se trabaja de manera rigurosa y el diseño de este se simplifica sin introducir este.

Se determina que el controlador a utilizar es un controlador PI con retroalimentación negativa. Frente a las alternativas P y PD, que no anulan el error de seguimiento, el PI lo hace si conseguimos mantener referencia y perturbación constante. En comparación al PID, si es verdad que este control es bastante más rápido también aumenta la complejidad de diseño, y teniendo en cuenta que se quiere controlar una respuesta mecánica, la respuesta

eléctrica es siempre mucho más rápida. Así que la velocidad que proporciona el PI es más que suficiente para la aplicación necesaria y, además, simplifica el diseño.

El circuito se ha simulado en PLECS para ver si el diseño y los parámetros seleccionados funcionan adecuadamente. Ante la resolución positiva de estas simulaciones, se escogen componentes (MOSFETs, diodos, resistencias y condensadores) de los valores diseñados. Previo a la compra de estos, se procede a una nueva simulación teniendo en cuenta las pérdidas reales que pueden acarrear para así verificar el rendimiento. De nuevo, al superar esta simulación de forma satisfactoria, se encargan los componentes.

Con total convicción de que el sistema diseñado es funcional se procede a unir este con el bloque elevador diseñado por mi compañero de curso Javier Martín de San Pablo. Usando el software de Altium se unen todos los subcircuitos, se crean esquemáticos de los mismos, se diseña una placa que incorpore los diseños y se genera un archivo *gerber* para que la empresa fabricante de placas pueda entregar la placa base.

Una vez el fabricante ha entregado la placa base y los componentes, montamos el circuito final acorde a los esquemáticos previamente creados. Al no tener un sistema aislado, se prueba cada subcircuito de forma independiente para garantizar la seguridad del resto de subcircuitos antes de integrarlos. Una vez se comprueba que el funcionamiento individual de cada subcircuito es el deseado, se pasa a la última fase del proceso.

4. Resultados

Durante la fase de experimentación, se estudia el comportamiento de la placa convertidora en su conjunto. Los resultados obtenidos muestran que el diseño asegura que se cumple con todas las especificaciones de diseño del solicitante. Se consigue mantener una corriente constante de 1A a través del LED, un rendimiento del 93% a máxima potencia y rizados por debajo de los límites permitidos.

5. Conclusiones

Por lo tanto, el producto está listo para ser entregado y producido a gran escala. A partir de aquí se abre una ventana de trabajo para pulir errores e incluir mejoras a posibles futuras versiones.

DESIGN AND TESTING OF A STEP-DOWN CONVERTER AND ITS CONTROL FOR SUBSEQUENT MANUFACTURING OF A DC-DC POWER CONVERTER (BUCK+BOOST).

Author: Martinez-Cattáneo Amich, Fernando

Supervisor: García Cerrada, Aurelio

Collaborating Entity: University of Michigan

ABSTRACT

Keywords: Power Electronics, DC-DC converter, LEDs, Smart Lighting

1. Introduction

2022 opens with a major energy crisis and domestic lighting is where most of us can easily and simply contribute to reduce these problems. Switching to an LED lighting system not only benefits the environment, but also the user in an economical way. However, LED lighting systems are considerably more complex to install than traditional lighting systems. It is necessary to implement power electronics technology to make them work optimally.

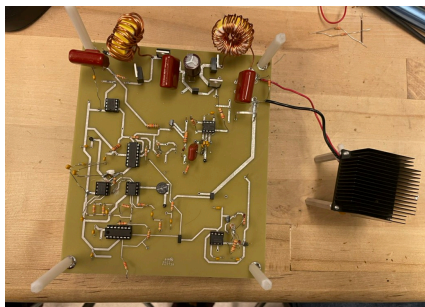


Figure 3. Image of the manufactured buck-boost converter

2. Project Definition

This Final Degree Project carries out the application for the design and manufacture of a DC-DC converter board (boost + buck) whose purpose is to control an LED lighting system. The objective of this project is to offer the applicant, in the given period, a final product that meets all the required specifications. These specifications stipulate that with a variable input voltage of 6-12V, the objective is to obtain a voltage higher than 24V at the output of the boost converter with which to feed the step-down converter, whose objective is to maintain a constant current of 1A through the LED. In addition, an efficiency of more than 85% at full power and current ripple in the inductors of less than 5% must be achieved.

3. Model Description

To ensure that the work is completed, it is structured in a methodical way to achieve a well-structured development process. Therefore, the requested converter board is divided into a simpler step-up block and a simpler step-down block (see Figure 4) which are studied individually to finally put these designs together and obtain a final design to be delivered to the applicant.

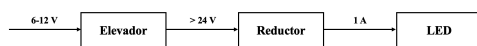


Figure 4. General Block Diagram

This work delves into the design and fabrication of the step-down block which includes: the buck converter, its associated control, and a timer circuit. The purpose of the step-down converter is to maintain the current at the output of the board at the desired value, i.e., the value that the LED system needs to function properly. This converter is found to have a variable voltage input, so it is necessary to introduce an automatic control to regulate the duty cycle and keep the output current constant regardless of the input. While it is true that as there are subcircuits working at different voltages it could be beneficial

to provide galvanic isolation between the input and output, but it is not expressly necessary if working rigorously and the design of this is simplified without introducing this.

It is determined that the controller to be used is a PI controller with negative feedback. Compared to the alternatives P and PD, which do not cancel the tracking error, the PI does so if we manage to maintain constant reference and disturbance. Compared to the PID, if it is true that this control is much faster it also increases the complexity of design and considering that you want to control a mechanical response, the electrical response is always much faster. So, the speed provided by the PI is more than sufficient for the required application and simplifies the design.

The circuit has been simulated in PLECS to see if the design and the selected parameters work properly. Upon positive resolution of these simulations, components (MOSFETs, diodes, resistors, and capacitors) are chosen from the designed values. Prior to the purchase of these components, a new simulation is carried out, considering the real losses that they may entail to verify the performance. Again, once this

simulation has been successfully passed, the components are ordered.

With total conviction that the designed system is functional, we proceed to join it with the elevator block designed by my classmate Javier Martín de San Pablo. Using Altium software, all the subcircuits are joined, schematics are created, a board is designed incorporating the designs and a gerber file is generated so that the board manufacturer can deliver the motherboard.

Once the manufacturer has delivered the motherboard and components, we assemble the final circuit according to the previously created schematics. Since we do not have an isolated system, each subcircuit is tested independently to ensure the safety of the rest of the subcircuits before integrating them. Once it is verified that

the individual operation of each subcircuit is as desired, the last phase of the process begins.

4. Results

During the experimental phase, the behavior of the converter plate is studied. The results obtained show that the design ensures that all the applicant's design specifications are met. It manages to maintain a constant current of 1A through the LED, an efficiency of 93% at full power and ripple below the allowed limits.

5. Conclusion

Therefore, the product is ready for delivery and mass production. From this point on, there is a window of work to polish errors and include improvements to possible future versions.

INDICE DE LA MEMORIA

ABREVIATURAS	1
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	2
1.1 La Electrónica de Potencia	
1.2 Motivación del Proyecto	
CAPÍTULO 2. ESTADO DE LA CUESTIÓN.....	5
2.1 Sistemas de Iluminación LED	
2.2 Tipos de Convertidores	
CAPÍTULO 3. INFORME DE RESPONSABILIDAD SOCIAL Y OBJETIVOS DE DESARROLLO SOSTENIBLE.....	11
CAPÍTULO 4. DEFINICIÓN DEL TRABAJO.....	12
4.1 Objetivos	
4.1.1 Especificaciones de diseño	
4.1.2 Planteamiento de diseño	
4.2 Metodología	
CAPÍTULO 5. DESCRIPCIÓN DE LAS TECNOLOGÍAS.....	17
CAPÍTULO 6. DISEÑO DEL SISTEMA.....	18
6.1 Introducción a los Convertidores DC-DC	
6.2 Convertidor Reductor	
6.3 Controlador de Corriente Promedio de Lazo Cerrado	
6.4 Circuito Temporizador	
6.5 Fabricación de la Bobina	
6.6 Selección de los Componentes	
6.6.1 Mosfet	
6.6.2 Diodo	
CAPÍTULO 7. SIMULACIONES DEL MODELO DESARROLLADO.....	43
CAPÍTULO 8. PROCESO DE FABRICACIÓN.....	46
8.1 Plano de Diseño de la Placa Base	
8.1.1 Integración del Circuito Elevador junto al Reductor	
8.1.2 Amortiguador RC	
8.2 Creación de los Planos y Proceso de Montaje	
CAPÍTULO 9. FASE EXPERIMENTAL Y RESULTADOS.....	53

9.1	Circuito Temporizador	
9.2	Convertidor Elevador	
9.3	Convertidor Reductor	
9.4	PCB en Funcionamiento	
9.4.1	Tensión de Entrada	
9.4.2	Resultados del Elevador	
9.4.3	Resultados del Reductor	
9.4.4	Eficiencia	
9.4.5	Atenuación del LED	
9.4.6	Densidad de Potencia	
9.4.7	Resultados Obtenidos	
CAPÍTULO 10.	CÁLCULO DE COSTES	66
CAPÍTULO 11.	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	70
11.1	Aprendizaje y Mejoras	
11.1.1	Problemas	
11.1.2	Mejoras	
11.1.3	Consejos	
11.2	Éxito del Proyecto	
CAPÍTULO 12.	BIBLIOGRAFÍA	74
ANEXO I.	ANÁLISIS DE INVERSIÓN	76
ANEXO II.	BOM	77
ANEXO III.	CALIBRE ALAMBRE AMERICANO	79
ANEXO IV.	CÓDIGO DE MATLAB PARA EL CONTROL	80
ANEXO V.	ESQUEMÁTICOS DEL CONVERTIDOR	81
ANEXO VI.	HOJAS DE DATOS	86
	Componentes Finales	
	Diodo 1N4148	
	Transistor PNP 2N3906	
	Diodo MBR1045	
	MOSFET IPP040N06N	
	Otros Componentes Consultados	
	Diodo MBR735	
	MOSFET STP130N6F7	
ANEXO VII.	INFORMACIÓN GENERAL DEL LED XLAMP CXA1512	92

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 5. UNIÓN PN EN LA QUE SE BASAN LOS LEDS.....	6
FIGURA 6. ESPECTROS DE LUZ EMITIDOS POR DIFERENTES MÉTODOS.....	7
FIGURA 7. DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL.....	12
FIGURA 8. DIAGRAMA DE BLOQUES DETALLADO	15
FIGURA 9. CRONOGRAMA DE TRABAJO	16
FIGURA 10. CONVERTIDOR REDUCTOR.....	18
FIGURA 11. ESTADOS DE FUNCIONAMIENTO. A) INTERRUPTOR CERRADO, B) INTERRUPTOR ABIERTO.....	19
FIGURA 12. GRÁFICOS I-V DE LA BOBINA.....	21
FIGURA 13. CURVA I-V DEL LED	22
FIGURA 14. CONVERTIDOR REDUCTOR CON CONEXIÓN AL CONTROL	23
FIGURA 15. CIRCUITO DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE	24
FIGURA 16. CIRCUITO EQUIVALENTE DE PEQUEÑA SEÑAL.....	29
FIGURA 17. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE	30
FIGURA 18. COMPARATIVA DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE LAZO ABIERTO.....	31
FIGURA 19. COMPARATIVA DE RESULTADOS DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE LAZO CERRADO	31
FIGURA 20. GENERADOR PWM	32
FIGURA 21. CIRCUITO PARA GENERAR LA SEÑAL DIENTE DE SIERRA.....	33
FIGURA 22. SIMULACIÓN PARA EL TEMPORIZADOR EN LTSPICE	35
FIGURA 23. PRIMERA PRUEBA REAL DEL TEMPORIZADOR. AMARILLO: SEÑAL PWM. VERDE: SEÑAL DIENTE DE SIERRA.....	35
FIGURA 24. SALIDA DEL CIRCUITO CON $f_s = 204.5 \text{ kHz}$	36
FIGURA 25. DIFERENTES CICLOS DE TRABAJO SEGÚN LA TENSIÓN DE ENTRADA.....	37
FIGURA 26. CICLO DE TRABAJO DEL TEMPORIZADOR.....	37
FIGURA 27. CIRCUITO SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR EN PLECS. EL CONJUNTO DIODO (D2) Y LA FUENTE INMEDIATAMENTE INFERIOR SIMULAN EL LED. EL CONJUNTO DE BLOQUES PERIODIC AVG 5 JUNTO CON LA GANANCIA DE 2.5 PERMITEN MODIFICAR LA TENSIÓN VARIABLE DEL LED.....	43
FIGURA 28. ONDAS OBTENIDAS DE LA SIMULACIÓN EN PLECS. DE ARRIBA A ABAJO: V_{IN} , I_{IN} , P_{IN} , I_{LED} , V_{LED} , I_{BOBINA}	44

FIGURA 29. VALORES OBTENIDOS DE LAS ONDAS DE LA FIGURA 28.....	44
FIGURA 30. CIRCUITO CONVERTIDOR ELEVADOR.....	46
FIGURA 31. CIRCUITO CONTROLADOR CONVERTIDOR ELEVADOR.....	47
FIGURA 32. MODELO EN ALTUM DE LA PCB.....	51
FIGURA 33. SALIDA DEL CIRCUITO TEMPORIZADOR (CIRCUITO FINAL).....	53
FIGURA 34. PRUEBA INDEPENDIENTE DEL ELEVADOR (VERDE: IIND (A), AMARILLO: VOUT,BOOST (V)).....	54
FIGURA 35. PRUEBA INDEPENDIENTE DEL REDUCTOR (VERDE: IIND (A), AMARILLO: CANAL DEL OSCILOSCOPIO DESCONECTADO)	55
FIGURA 36. TENSIÓN DE ENTRADA (IZQ: VIN = 6.83V, DCHA: VIN = 13.0 V)	56
FIGURA 37. VOUT DEL ELEVADOR A 12V	57
FIGURA 38. TENSIÓN DE SALIDA DEL ELEVADOR (IZQ: VIN = 6V, DCHA: VIN = 12V)	57
FIGURA 39. SALIDA DEL CONVERTIDOR ELEVADOR FRENTE A TENSIÓN DE ENTRADA	58
FIGURA 40. CORRIENTE A TRAVÉS DE LA BOBINA DEL ELEVADOR (IZQ: VIN = 6V, DCHA: VIN = 12V).....	59
FIGURA 41. CORRIENTE A TRAVÉS DEL LED (IZQ: VIN = 6V, DCHA: VIN = 12V).	59
FIGURA 42. SEÑALES DE SALIDA A 12V (AMARILLO: V _{LED} , VERDE: I _{LED} , ROJO: PWM)	61
FIGURA 43. RENDIMIENTO FRENTE A TENSIÓN DE ENTRADA	62
FIGURA 44. 10-100% ATENUACIÓN DEL LED, POTENCIA V EFICIENCIA.....	63
FIGURA 45. RESPUESTA A ESCALÓN DE REFERENCIA A MÁXIMA POTENCIA (12V) (AMARILLO: REFERENCIA, VERDE: RESPUESTA).....	64
FIGURA 46. YO CON EL CONVERTIDOR FUNCIONANDO, LED ILUMINADO	73

INDICE DE TABLAS

TABLA 1. CICLO DE TRABAJO DEL TEMPORIZADOR	37
TABLA 2. NÚCLEOS MICROMETALES.....	38
TABLA 3. SALIDA DEL CONVERTIDOR ELEVADOR	58
TABLA 4. MEDIDAS DE EFICIENCIA	61
TABLA 5. MEDIDAS DURANTE LA ATENUACIÓN	63
TABLA 6. RESULTADOS DEL CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR	65
TABLA 7. HORAS DE TRABAJO (FERNANDO)	67
TABLA 8. COSTE DE PERSONAL	68
TABLA 9. COSTE DE PERSONAL FASE ADICIONAL DE DESARROLLO	68
TABLA 10. COSTES MATERIALES	69

ABREVIATURAS

- **LED** – *Light-Emitting Diode* por sus siglas en inglés o diodo emisor de luz en español.
- **CFL** – *Compact Fluorescent Lamp* por sus siglas en inglés o bombilla fluorescente compacta en español.
- **PCB** – *Printed Circuit Board* por sus siglas en inglés o placa de circuito impreso en español
- **PWM** – *Pulse Width Modulation* por sus siglas en inglés o modulación por ancho de pulso en español
- **MOSFET** – *Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor* por sus siglas en inglés, es un transistor utilizado para amplificar o conmutar señales electrónicas.
- **BOM** – *Bill of Materials* por sus siglas en inglés o lista de materiales en español.

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN

1.1 LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

¿Alguna vez te has parado a pensar que sería de la humanidad si nos quedáramos sin electricidad? Caos total y absoluto. Acostumbrados a las comodidades tecnológicas, sería ciertamente traumático vivir en un mundo donde no existiesen sistemas de comunicación modernos, medios de transporte avanzados, sin neveras ni cocinas con las que poder tratar los alimentos, viviríamos la involución de los sistemas de producción o el retroceso del sistema sanitario. El ser humano ha creado una simbiosis con la tecnología de la que ahora es totalmente dependiente. La mayoría de nuestras necesidades humanas se satisfacen gracias a la tecnología y la electricidad.

La electricidad es un recurso básico en el mundo moderno. De toda la energía consumida a nivel mundial, en 2020 la electricidad representaba entorno a un 15% (Enerdata, 2021), eso sin tener en cuenta la electricidad requerida para producir otros tipos de energía. De tener esto en cuenta, estaríamos hablando de porcentajes mucho mayores. Con el fin de conseguir una entrega energética eficiente y sostenible, a la vez que lograr utilizar la energía proveniente de sistemas renovables, es necesario el estudio de la electrónica de potencia.

Ante la gran crisis energética del año 2022, el mercado de generación eléctrica híbrida (aquellos métodos que generan energía a partir de dos o más fuentes) es muy prometedor. Si bien es verdad que supone un gran reto tecnológico, el estudio de la electrónica de potencia es la puerta de entrada a este nuevo mundo (Hemmati & Saboori, 2016). El principal objetivo es conseguir hibridar los sistemas de almacenamiento de energía, baterías y supercondensadores que permitan absorber los ciclos de carga y descarga típicos de los sistemas de generación híbrida.

Los sistemas de electrónica de potencia no solo se usan para el control de los sistemas energéticos sino también tienen un impacto fundamental en otras áreas de la industria y de nuestro día a día (Nohan, Robbins, & Undeland, 2007). Desde calculadoras hasta cirugía asistida por robots, medios de transporte o un simple microondas hacen un uso imprescindible de la ingeniería y la electrónica de potencia. En general, cualquier dispositivo que requiera una entrada eléctrica para funcionar, hará uso de un sistema de electrónica de potencia que le permitirá hacer uso adecuado de la energía que recibe transformando la energía de un tipo a otro. El uso de esta tecnología permite no solo reducir los costes de fabricación si no también hacer un uso eficiente de la energía y alargar la vida de los aparatos eléctricos.

El control del flujo de energía nos permite, a través de la modificación de las variables eléctricas como son la corriente, la tensión o la frecuencia, alterar variables no eléctricas como la velocidad de reacción de un proceso electroquímico, la velocidad de un motor, la temperatura de nuestro refrigerador o la intensidad de la luz.

1.2 MOTIVACIÓN DEL PROYECTO

El acceso a un buen sistema de iluminación fue uno de los cambios más revolucionarios del siglo XX permitiendo así prolongar las horas de estudio y trabajo, además de favorecer las horas de descanso. Sin embargo, no fue hasta 1962 que Nick Holonyak Jr. descubrió el LED (Ahlberg Touchstone, 2021). Este frente a las CFL o la aún más antigua bombilla incandescente tiene innumerables ventajas que han sido cuestión de estudio durante las últimas décadas.

La ventaja que más peso ha tenido en los últimos años es el hecho de que el LED frente a la CFL se ilumina de forma instantánea y brilla durante mucho más tiempo y de manera más eficiente. Comparando ambas tecnologías con la bombilla incandescente, la CFL es entorno a un 30% más eficiente, pero es que la bombilla LED alcanza valores de hasta un 75%. Mientras que las bombillas CFL pierden muchísima energía en forma de calor, el LED soluciona este problema mucho mejor que todos sus rivales y, por tanto, son la opción más deseada ahora mismo (Matvoz & Maksic, 2012).

El otro gran punto a favor de los LED es su reducido impacto medioambiental. Se trata de un sistema de iluminación mucho más limpio. La ausencia de mercurio favorece significativamente el reciclaje y la reutilización de estas bombillas.

Los sistemas de electrónica de potencia son los responsables de que estas ventajas existan, permitiendo así reducir de manera significativa el impacto que tiene la iluminación, imprescindible en la vida cotidiana, sobre el medioambiente.

El principal objetivo de este Trabajo de Fin de Grado es entender las investigaciones en este campo y aprender sobre el desarrollo tecnológico y alguna de las contribuciones al salto de calidad de vida entre el siglo XX y XXI (Roser, Ortiz-Espina, & Ritchie, 2013). Contribuyendo de forma positiva tanto a trabajar en tecnologías que aporten beneficios sociales reales y que tengan un impacto medioambiental positivo.

Capítulo 2. ESTADO DE LA CUESTIÓN

2.1 *SISTEMAS DE ILUMINACIÓN LED*

En un primer momento, la iluminación más tradicional (incandescente y halógena) se valía de una batería, una bombilla y un par de cables de cobre para cerrar el circuito y que conectara ambos componentes. El verdadero mérito de este método nace en la ciencia detrás de la propia bombilla. Se hace pasar la corriente por un filamento resistivo, generalmente de tungsteno o cuarzo, incrementando su temperatura hasta conseguir que emita radiaciones en el espectro visible gracias al fenómeno de incandescencia. A pesar de la gran capacidad de estos materiales para soportar altísimas temperaturas, con el paso del tiempo, el filamento puede llegar a sufrir evaporación y, por tanto, este se sitúa en el interior de una ampolla de vidrio. En el interior de esta se almacena un gas inerte que ejerce la presión suficiente sobre el filamento para contrarrestar este efecto de evaporación y mantenerlo incandescente durante el tiempo necesario. El uso de este modelo de iluminación se hizo muy popular durante todo el siglo XX dada la facilidad de su instalación. Para hacer funcionar este tipo de bombillas no es necesario equipos auxiliares, vale con conectarlos directamente a la red, pues la tensión de esta y la corriente por el filamento son proporcionales.

Con el paso de los años y la aparición de nuevas tecnologías en el sector de la iluminación se han conseguido mejoras muy significativas. Pasando por la tecnología CFL hasta acabar en el LED. Las ventajas de la iluminación LED ya se han mencionado anteriormente. Se puede resumir en que, frente al resto de alternativas, se trata del sistema de iluminación con mayor brillo por unidad de consumo, con mejor rendimiento energético, con mayor vida útil y son, de forma general, el método más comprometido con el medio ambiente.

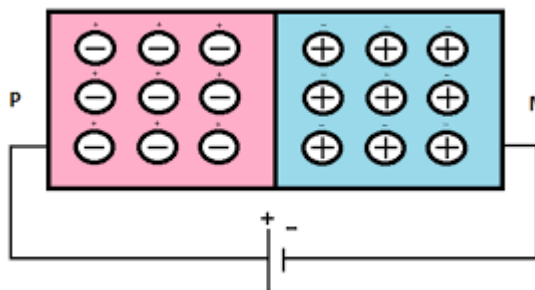


Figura 5. Unión PN en la que se basan los LEDs

La estructura básica de un LED es una unión PN (ver Figura 5) formada por determinados materiales semiconductores, en los cuales existen dos tipos de portadores de carga, electrones y huecos. La unión PN es una estructura que bajo ciertas condiciones permite separar estos dos tipos de carga, así bajo polarización directa, es decir, aplicar mayor voltaje en P que en N, se da lugar a la inyección de portadores. Durante este proceso fluye una corriente a través de la estructura favoreciendo así que electrones y huecos se encuentren en la misma región del espacio, la capa activa. Cuando hay un desequilibrio de cargas se favorece la recombinación de portadores y se emite energía en forma de calor o radiación electromagnética. Para fomentar la recombinación radiactiva, la unión PN se sustituye por una heteroestructura (unión de materiales semiconductores diferentes) que consigue llevar electrones y huecos a la misma zona del espacio aumentando la tasa de recombinación y, por tanto, la energía emitida. Dependiendo de los materiales utilizados se consigue emitir la energía deseada y así conseguir cualquier longitud de onda del espectro de luz. (Nisa Khan, 2013)

No es hasta 2014 cuando se otorga el Premio Nobel de Física a Isamu Akasaki, Hiroshi Amano y Shuji Nakamura tras conseguir trabajar con materiales que emiten luz de forma eficiente. Tras este descubrimiento, los LEDs se basan en emisión azul que se recubre en una sustancia fosforescente que absorbe parte de la luz azul y la reemite con longitudes de onda mayores, amplificando el resto de los colores. Así, la mezcla de fotones consigue emitir luz blanca con tonos azulados o anaranjados según que fotones dominen. (Akasaki, Amano, & Nakamura, 2014)

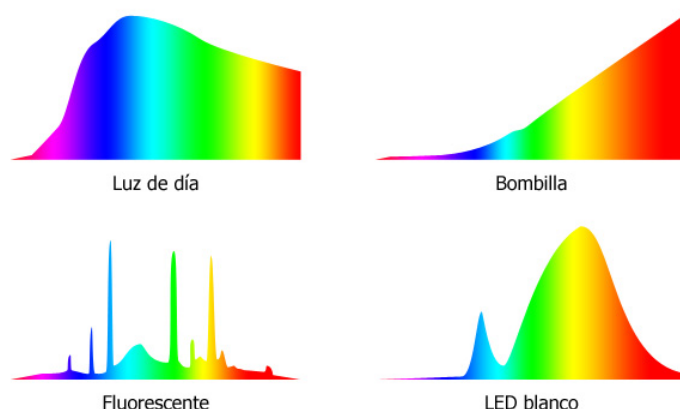


Figura 6. Espectros de luz emitidos por diferentes métodos (Seed Studio, 2016)

Cómo se puede observar en la Figura 6, comparando el LED blanco con la bombilla incandescente, esta última emite gran parte de su energía en el espectro infrarrojo, irradiando mucha energía en un rango no útil. Así estas se calientan y se vuelven mucho más ineficientes que el último descubrimiento.

Los LEDs están formados íntegramente por elementos sólidos, así su tamaño puede ser muy reducido. Sin embargo, la gran ventaja del LED es que puede ser controlado de manera inteligente, abriendo paso a infinidad de aplicaciones no consideradas hasta este momento. Los LED permiten la generación de cualquier espectro luminoso visible bajo demanda, la optimización de costes energéticos y la transmisión de información. Así es cómo aparece la Iluminación Inteligente o *Smart Lighting*.

Diferentes sectores tecnológicos se han ido acercando al sector de la iluminación para probar este avance. Así pues, la electrónica de potencia se ve cada vez más y más vinculada a la iluminación inteligente, pues ofrece mecanismos de control y regulación que dan lugar a mejoras energéticas todavía mayores.

2.2 TIPOS DE CONVERTIDORES

Como se venía explicando, la electrónica de potencia es una rama de la electrónica que viene creciendo y que ofrece un enorme potencial, pues su utilización no se limita a un área única, sino que se extiende por diferentes sectores tales como el militar, el industrial o el residencial, y en lo que a este TFG respecta, al sector de la iluminación.

El papel fundamental que adquiere la electrónica de potencia viene ligado a su importante contribución a la conservación de la energía y el medioambiente. Su crecimiento está en constante evolución, pues al igual que la electrónica es un campo cambiante y en constante evolución, los semiconductores de los que depende esta disciplina también están en continuo desarrollo.

La electricidad es un tipo de energía producida por el movimiento de electrones a través de un material conductor que permite el flujo de estos en su interior. La corriente eléctrica es la cantidad de carga que pasa por el conductor en una unidad de tiempo. Según el movimiento de los electrones se distinguen dos tipos de corriente. La corriente continua (CC) es la que lleva los electrones desde un punto A hasta un punto B sin cambiar de sentido con el tiempo. Por el contrario, en la corriente alterna (CA) estos electrones oscilan de un lado a otro a una frecuencia, variando así la magnitud y el sentido cíclicamente. Con el fin de poder adaptar los sistemas eléctricos al tipo de corriente utilizada, existen cuatro tipos de convertidores de potencia:

- CC-CC también conocidos como Reguladores DC
- CC-CA también conocidos como Inversores
- CA-CA también conocidos como Reguladores AC
- CA-CC también conocidos como Rectificadores

A su vez, estos convertidores de potencia se pueden clasificar no solo por el tipo de corriente que los alimenta, si no por otra serie de características como el tipo de semiconductor utilizado, el modo de conmutación o su aplicación (Nohan, Robbins, & Undeland, 2007).

El enfoque de este Trabajo de Fin de Grado se centrará en los convertidores de potencia CC-CC, así como en sus aplicaciones. Estos convertidores son unos circuitos electrónicos de potencia que se emplean para conseguir un valor de tensión estable a la salida sin importar la carga conectada a la salida o las posibles fluctuaciones en la entrada. Su principal aplicación es la estabilización de la tensión continua procedente de baterías o fuentes de alimentación. Gracias a estos convertidores, se pueden obtener y alimentar diferentes equipos a tensiones distintas con una única batería o fuente. Esto otorga a estos convertidores unas aplicaciones muy deseadas en el mundo de la electrónica (Erickson & Maksimovic, 2001).

Dentro del amplio abanico de convertidores, los podemos clasificar en una serie de grupos que serán más o menos útiles dependiendo de la aplicación. Atendiendo a los niveles de tensión entre la entrada y la salida (Erickson & Maksimovic, 2001):

- Convertidor reductor, reduce la tensión a la salida.
- Convertidor elevador, aumenta la tensión a la salida.
- Convertidor reductor-elevador, reduce o aumenta la tensión a la salida según se desee. Algunos de los más utilizados son:
 - Elevador-Reductor
 - Cuk
 - SEPIC
 - Push-Pull
 - Flyback

Si bien los dos primeros grupos son los más básicos, son los que sientan las bases para desarrollar todos los convertidores del último grupo, que es el más amplio. Las características que diferencian a unos de otros pueden variar desde una tensión de salida inversa hasta algunos contar con aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida.

Las diferentes aplicaciones de estos convertidores de potencia crean una simbiosis entre esta disciplina y el sector de la iluminación. Consiguiendo llevar a niveles impensados años atrás el concepto de *Smart Lighting*.

Capítulo 3. INFORME DE RESPONSABILIDAD SOCIAL Y OBJETIVOS DE DESARROLLO SOSTENIBLE

En línea con las propuestas del Consejo Europeo, quienes acordaron en el marco sobre clima y energía para 2030 (Comisión Europea, 2021):

- Reducir un 40% las emisiones de efecto invernadero
- Conseguir elevar el consumo de energía renovables hasta un 32% a nivel europeo
- Mejorar la eficiencia energética hasta un 32.5%

También muy consciente de los Objetivos de Desarrollo Sostenible (Neshovski, 2022), iniciativa aprobada por los 193 estados miembros de la ONU en 2016, más en concreto con los objetivos:

- 7: Garantizar el acceso a una energía asequible, segura, sostenible y moderna
- 12: Garantizar modalidades de consumo y producción sostenibles

Este Trabajo de Fin de Grado se ha llevado a cabo de tal manera que tiene como objetivo fundamental seguir trayendo mejoras de rendimiento y eficiencia al sector eléctrico y habilitando nuevas tecnologías que fomenten el cambio a energías renovables y limpias. Desde el enfoque inicial del proyecto se busca crear una tecnología que fomente y facilite un consumo de energía responsable.

Capítulo 4. DEFINICIÓN DEL TRABAJO

4.1 OBJETIVOS

Ante la solicitud del diseño de un convertidor de potencia CC-CC para controlar la corriente a través de un LED (Cree XLamp CXA1512), el objetivo de este Trabajo de Fin de Grado es el diseño y fabricación de dicho convertidor. El Trabajo de Fin de Grado permitirá seguir todo el proceso de desarrollo de esta tecnología para así poder entender mejor las aplicaciones modernas de la electrónica de potencia.

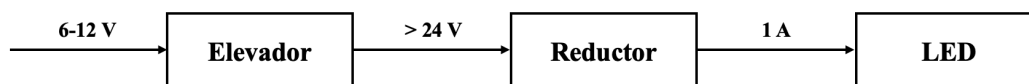


Figura 7. Diagrama de bloques general

Con el fin de garantizar el éxito de la investigación y del desarrollo del convertidor de potencia, será clave realizar una buena segmentación del proyecto. De esta forma el circuito electrónico general quedará en un bloque elevador y uno reductor más sencillos y fáciles de analizar cómo se puede ver en la Figura 7. Se entrará en detalle en cada uno de estos subsistemas para luego terminar uniéndolos y así se logrará obtener una perspectiva global del funcionamiento del convertidor.

Cada subcircuito será tratado de forma individual. Se diseñará para cumplir ciertos requisitos que se especificarán más adelante en este trabajo. Una vez obtenido un diseño prometedor, este será evaluado utilizando medios de simulación. Si los resultados obtenidos de este proceso son positivos y concluyentes, se procederá a juntar los subcircuitos (también en simulación) y ver cómo responden entre sí. Este proceso se repetirá tantas veces como sea necesario hasta diseñar un modelo final que satisfaga todos los requisitos previamente establecidos.

Por último, una vez se obtenga un modelo que haya superado todas las simulaciones, basándose en los esquemas obtenidos, se procederá al diseño de un modelo real para así encargar la placa de circuito impreso, ensamblar el modelo y proceder con las pruebas empíricas. La fase experimental permitirá obtener las prestaciones del convertidor y así se determinará el éxito del proyecto.

4.1.1 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

La solicitud de diseño proporciona la ficha de datos del LED (ver Anexo VII. Información General del LED XLAMP CXA1512) con el que se va a trabajar y establece una serie de restricciones adicionales para el diseño del convertidor. Consecuentemente, se diseñará un convertidor de potencia CC-CC (elevador-reductor) cuya salida será 1A y cuya entrada variará entre 6-12 Vcc para dicha carga LED. Además, se espera poder cumplir con los siguientes requisitos para satisfacer las restricciones de la solicitud.

- Especificaciones generales
 - ⇒ Frecuencia de Conmutación $f_s > 200 \text{ kHz}$
 - ⇒ Eficiencia del sistema a máxima potencia $> 85\%$
 - ⇒ Posibilidad de atenuación entre un 10-100%
- Especificaciones del Convertidor Elevador
 - ⇒ Tensión de entrada V_g : $6\text{V} < V_g < 12\text{V}$
 - ⇒ Tensión de salida $V_{\text{out,elevador}} \geq 24\text{V}$
 - ⇒ Rizado de la tensión de salida $\Delta V_{\text{out,elevador}} < 10\%$
- Especificaciones del Convertidor Reductor
 - ⇒ Tensión de entrada $V_{\text{in,reductor}} \geq 24\text{V}$
 - ⇒ Corriente de salida $I_{\text{out,reductor}} \leq 1 \text{ A}$.
 - ⇒ Rizado de la corriente de salida $\Delta I_{\text{out,reductor}} < 5$
- Tamaño máximo de la placa: 60 pulgadas cuadradas

4.1.2 PLANTEAMIENTO DE DISEÑO

Atendiendo a las especificaciones del encargo, el convertidor reductor-elevador a diseñar sigue un modelo como el mostrado en la Figura 7. Ante la complejidad y carga de trabajo que supone el diseño de ambos convertidores de manera independiente, el estudio de este Trabajo de Fin de Grado se centrará solo en uno de ellos, el convertidor reductor. Por tanto, el diseño del convertidor elevador queda fuera del alcance de este estudio. Para poder ensamblar un producto final que entregar al solicitante, cuento con la ayuda de mi compañero Javier Martín de San Pablo, quien se encarga del convertidor elevador. Con la puesta en común entre ambos diseños, una vez terminado el diseño se ha fabricado un convertidor de potencia CC-CC (elevador-reductor) funcional que poder ensayar y entregar como producto terminado.

La entrada del convertidor reductor, tal y como se determina en las especificaciones de diseño, tiene que ser una tensión superior a 24 V. La función principal del convertidor reductor será aprovechar la salida del otro convertidor para transformarla en una corriente estable de 1A y alimentar el LED. Para conseguir mantener constante esta corriente de manera continuada en el tiempo sin importar la tensión en la entrada, es necesario que haya un circuito de control que modifique el ciclo de trabajo del convertidor. Adaptando el esquema de la Figura 7 se obtiene el diagrama de bloques de la Figura 8. En este también se ha incluido el circuito de control correspondiente al primer convertidor. El funcionamiento de este par es similar al del ya explicado anteriormente, pues ahora se modifica el ciclo de trabajo del elevador para mantener una tensión superior a 24 V de forma constante sin importar la tensión de entrada.

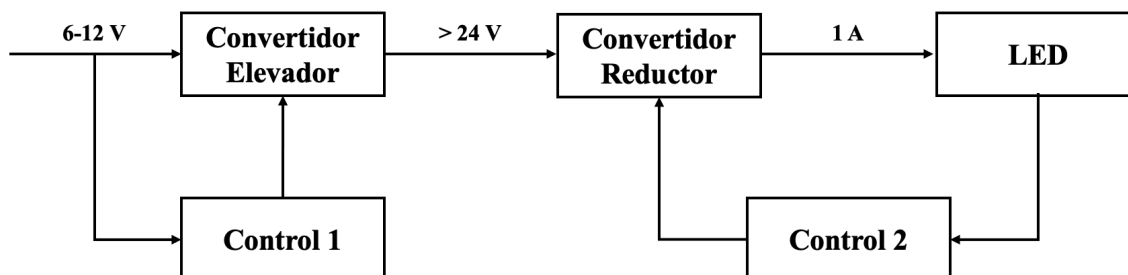


Figura 8. Diagrama de bloques detallado

El estudio de este Trabajo de Fin de Grado incluirá entonces el diseño tanto del convertidor reductor como de su control asociado.

4.2 METODOLOGÍA

Este Trabajo de Fin de Grado se enfoca de tal manera que se puedan cumplir los objetivos mencionados con anterioridad. Es por estas razones que el trabajo se divide en cuatro secciones muy definidas.

- 1) *Diseño teórico del convertidor reductor y su control asociado.* Durante esta fase se analizarán de manera teórica los objetivos a cumplir. Se prevé un estudio del circuito a diseñar para concluir los rangos de operación de este.
- 2) *Diseño de la placa de circuito impreso.* Con el modelo terminado en la fase anterior, se procede a diseñar la placa de circuito impreso sobre la que se montará el circuito final. Se encargará junto con todos los componentes necesarios. Es el momento donde se juntan ambos convertidores y se unen en un solo diseño común.
- 3) *Montaje.* Una vez recibida la PCB se procederá a montar todos los componentes en ella y ha asegurar su correcto funcionamiento. Si el diseño original está bien llevado a cabo, este proceso no debería ser muy extenso, por el contrario, algún error podría prolongar este punto.
- 4) *Fase Experimental.* Para poder entregar un producto finalizado, será necesario comprobar que cumple todos los requisitos del solicitante. Se

realizará un control de calidad al producto para determinar el éxito del trabajo.

El reparto del trabajo se muestra en el siguiente cronograma (Figura 9).

Tareas	Tiempo [semanas]																							
	Febrero				Marzo				Abril				Mayo				Junio							
Fase 1																								
Convertidor	■	■																						
Control			■	■																				
Fase 2																								
Diseño en Altium					■	■																		
Encargo PCB							■																	
Fase 3																								
Montaje PCB								■	■	■														
Fase 4																								
Ensayos									■	■														
Análisis de Resultados										■	■													
Conclusiones											■	■												
Redacción																								
Finalizar el documento										■	■	■	■	■	■	■								
Preparar presentación														■	■	■	■							
Presentación	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■

Figura 9. Cronograma de Trabajo

Capítulo 5. DESCRIPCIÓN DE LAS TECNOLOGÍAS

Con el fin de poder diseñar y analizar los circuitos en los que se va a trabajar se utilizarán diferentes softwares.

Durante la primera fase del proyecto, *Diseño teórico del convertidor reductor y su control asociado*, se estudiarán las mejores alternativas de diseño tanto del convertidor como de su control. Se trabajará con PLECS. Desarrollada por PLEXIM, PLECS es una herramienta de simulaciones, especialmente enfocada para el área de la electrónica de potencia y el estudio de circuitos electrónicos. Gracias a esta herramienta podremos no solo diseñar el sistema electrónico, si no que ofrece la posibilidad de variar los sistemas físicos que envuelven el diseño, así como trabajar de manera sencilla en el control de corriente del convertidor (PLECS | Plexim, 2021).

Durante la segunda fase del proyecto, *Diseño de la placa de circuito impreso*, se trata de trabajar los esquemáticos y diseñar la PCB que se mandará fabricar. Esta parte es fundamental, pues un diseño óptimo ahorrará mucho tiempo a la hora de ensamblar el producto final. Para trabajar en esta parte se utilizará Altium Designer. Este es un paquete de software de automatización para diseños de circuitos electrónicos y placas de circuito impreso (Altium Designer, 2022).

Normalmente los procesos de fabricación de una placa de circuito impreso suelen alargarse unas semanas. Con el fin de acelerar el proceso, utilizaré la placa BareBone que ofrece la compañía Advanced Circuits. A diferencia de PCBs más tradicionales, las placas BareBone no tienen máscara de soldadura, ni serigrafía, ni cortes internos lo que acorta el proceso de fabricación y distribución de estas a tan solo unos días. Esto las convierte en placas ideales para prototipos y una excepcional alternativa para este estudio (Advanced Circuits, 2015).

Capítulo 6. DISEÑO DEL SISTEMA

6.1 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES DC-DC

Los convertidores DC-DC son unos circuitos electrónicos de potencia que se emplean para conseguir un valor de tensión estable a la salida sin importar la carga conectada a la salida o las posibles fluctuaciones en la entrada.

Los convertidores de potencia están operados por una serie de semiconductores que actúan como interruptores. Existen diferentes métodos para controlar el ritmo al que estos semiconductores operan, en este Trabajo de Fin de Grado se empleará la modulación por ancho de pulsos (PWM). Este método se basa en modificar el tiempo de conmutación de los semiconductores consiguiendo así variar la tensión de salida. La relación entre el tiempo durante el cuál el semiconductor conduce (t_{on}) y el período total de la señal (T) se conoce como ciclo de trabajo D . Este ciclo de trabajo es por tanto variable y permite obtener la salida deseada independientemente del resto de variables.

$$(6.1) \quad D = \frac{t_{on}}{T}$$

6.2 CONVERTIDOR REDUCTOR

En particular, el convertidor reductor parte de una fuente de tensión continua V_g (variable o fija) y obtiene una salida V_o de valor medio inferior al de la entrada. En la Figura 10 se muestra su circuito.

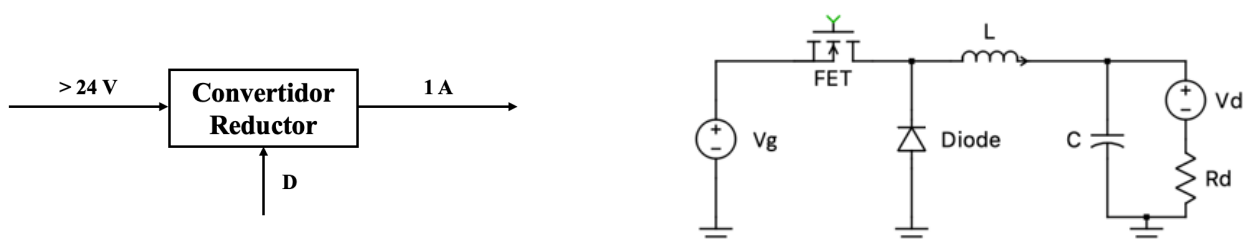


Figura 10. Convertidor Reductor

Para estudiar el comportamiento del convertidor reductor se asume:

1. Componentes ideales.
2. El convertidor actúa en el modo de conducción continuo.
3. Condensador lo suficiente grande como para que V_o sea constante.
4. Régimen permanente.

Durante el modo de conducción continuo la corriente en la bobina nunca se anula. Esto significa que durante el tiempo que el interruptor está activo, la bobina no tiene tiempo suficiente para descargarse.

Puesto que el funcionamiento del circuito depende de la activación del semiconductor, para el análisis se diferencian dos estados independientes según la condición de este (ver Figura 11).

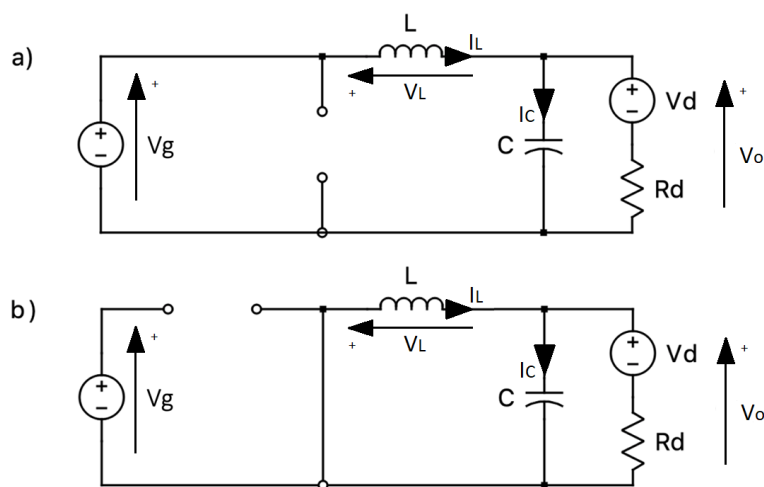


Figura 11. Estados de funcionamiento. a) Interruptor cerrado, b) Interruptor abierto

Se estudia la tensión en la bobina a lo largo de un período de activación. Durante la primera parte del período (t_{on}) el semiconductor está conduciendo y por tanto actúa como un interruptor cerrado, el diodo se polariza inversamente. La tensión en la bobina V_L corresponde a la diferencia entre la tensión de entrada V_g y la tensión de salida V_o . Esta diferencia de potencial provoca un aumento lineal de la corriente en la bobina i_L . Durante el segundo período, el interruptor se abre, liberando la corriente almacenada en

la inductancia, que circula por el diodo, y la tensión de esta pasa a ser la inversa de la tensión de salida.

$$(6.2) \quad a) \quad V_L = V_g - V_o$$

$$(6.3) \quad b) \quad V_L = -V_o$$

Atendiendo a la ecuación i-v de un inductor, se concluye que la tensión a través de este es proporcional al cambio de la corriente.

$$(6.4) \quad v_L(t) = \frac{di_L}{dt}$$

El objetivo de este convertidor es entregar una corriente constante, por lo tanto, el cambio de la corriente es cero. Esto significa que la tensión media a través de la bobina durante un período también es cero. Así, estudiando el equilibrio voltios-segundo en la bobina obtenemos la siguiente ecuación:

$$(6.5) \quad \langle V_L \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_L dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{D \cdot T_s} (V_g - V_o) dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (-V_o) dt \right] = 0$$

De la ecuación (6.5) se obtiene la siguiente relación:

$$(6.6) \quad \frac{V_o}{V_g} = D$$

Siguiendo el mismo razonamiento, se puede estudiar el comportamiento de la corriente en el condensador. Pues como la corriente en el condensador es la variación de la tensión en este y se asume la tensión de salida constante, entonces la corriente media a través del condensador es cero. Además, no importa el estado del interruptor que la corriente en el condensador i_c siempre responde ante la siguiente ecuación:

$$(6.7) \quad i_c = i_L - \frac{V_o}{R_d}$$

Por lo tanto, al ser la corriente media en el condensador cero, se obtiene:

$$(6.8) \quad \langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_s} \left(i_L - \frac{V_o}{R} \right) dt \right] = 0$$

$$(6.9) \quad I_L = \frac{V_o}{R_d}$$

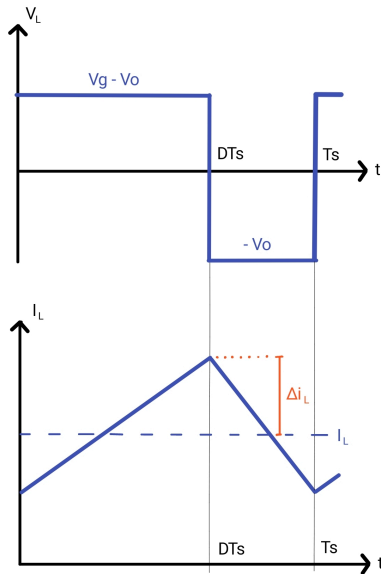


Figura 12. Gráficos I-V de la bobina

El resultado del análisis se resume en los gráficos mostrados en la Figura 12. Se diferencian los dos estados de funcionamiento del convertidor.

La condición de diseño del convertidor especifica un rizado de la corriente de salida menor al 5%. Atendiendo al segundo gráfico de la Figura 12 se puede sacar la ecuación de este rizado, la cual queda de la siguiente forma.

$$(6.10) \quad \frac{2\Delta i_L}{DT_s} = \frac{V_g - V_o}{L} \rightarrow \Delta i_L = \frac{(V_g - V_o)D}{2Lf_s} = \frac{V_g DD'}{2Lf_s} = \frac{V_o D'}{2Lf_s}$$

Donde $D' = (1-D)$ y f_s es la frecuencia de conmutación.

Antes de empezar a diseñar los parámetros de los componentes que se van a utilizar en el diseño, es necesario analizar cómo se comporta la carga que se va a conectar.

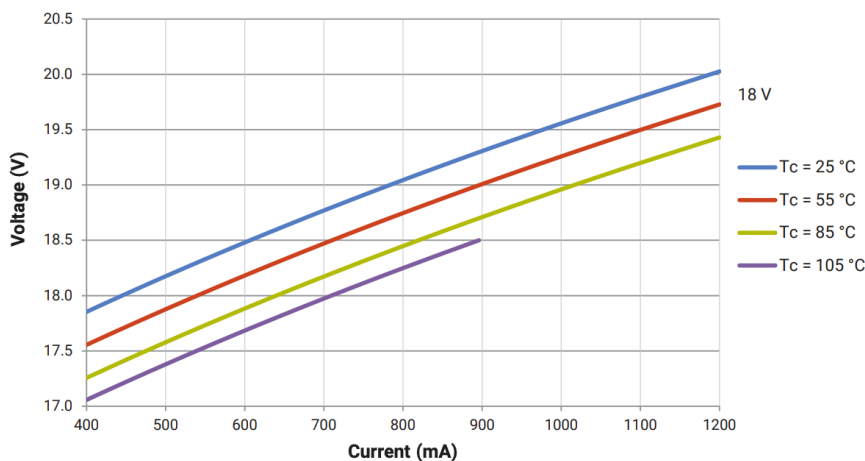


Figura 13. Curva I-V del LED

De acuerdo con la curva I-V del LED mostrada en la Figura 13, el LED se puede modelar como un diodo ideal con los siguientes parámetros (a 25 °C):

- $R_d \approx \frac{19.8 - 19.3 \text{ V}}{1100 - 900 \text{ mA}} = 2.5 \Omega$
- $V_d \approx 19.6 \text{ V (a 1A)}$

Por lo tanto, atendiendo a la ecuación (6.6), si la tensión de entrada más desfavorable se trata de 24V, entonces, el ciclo de trabajo crítico es **D = 0.8167**.

Para cumplir con la especificación de diseño $\Delta I_{\text{out, reductor}} < 5\%$, si se despeja la ecuación (6.10) se puede obtener el valor crítico que debe tener la inductancia.

$$\Delta i_L \leq 5\% * I_L \rightarrow L \geq \frac{V_o D'}{2f_s * 5\% I_L} = \frac{19.6 \text{ V} * (1 - 0.8167)}{2 * 200 * 10^{-3} \text{ Hz} * 5\% * 1 \text{ A}} = 180 \mu\text{H}$$

Para poder determinar el tamaño del condensador se debe estudiar la tensión de salida V_c . Hay que tener en cuenta el término de segundo orden debido al rizado de corriente que proviene de la bobina. La carga Q_c a través del condensador es:

$$(6.11) \quad Q_c = 2C\Delta v_c = \frac{\Delta i_L}{4f_s}$$

De la ecuación (6.11) se obtiene la relación entre el rizado de la corriente de la bobina y el de la tensión de salida. Si asumimos que este también debe ser menor al 5%, entonces podemos obtener un valor crítico para el condensador:

$$(6.12) \quad \frac{\Delta v_c}{V_o} = \frac{\Delta i_L}{8CV_o f_s} = \frac{D'}{16LC f_s^2} \leq 5\%$$

$$C \geq \frac{(1 - 0.8167)}{16 * 180 * 10^{-6} * (200kHz)^2 * 5\%} = 31.8 \text{ nF}$$

Obtenidos una vez los valores de L y C el convertidor quedaría definido. De esta manera me aseguro de que se cumpla con las especificaciones de diseño. Para el condensador se selecciona el valor nominal más cercano. Así, **C = 0.1 μF**. La bobina se fabricará a mano, con el fin de asegurar un margen de error, se escoge **L = 200 μH**.

6.3 CONTROLADOR DE CORRIENTE PROMEDIO DE LAZO CERRADO

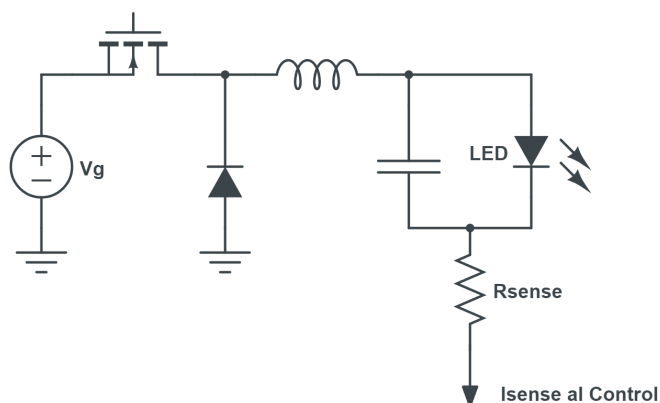


Figura 14. Convertidor Reductor con conexión al control

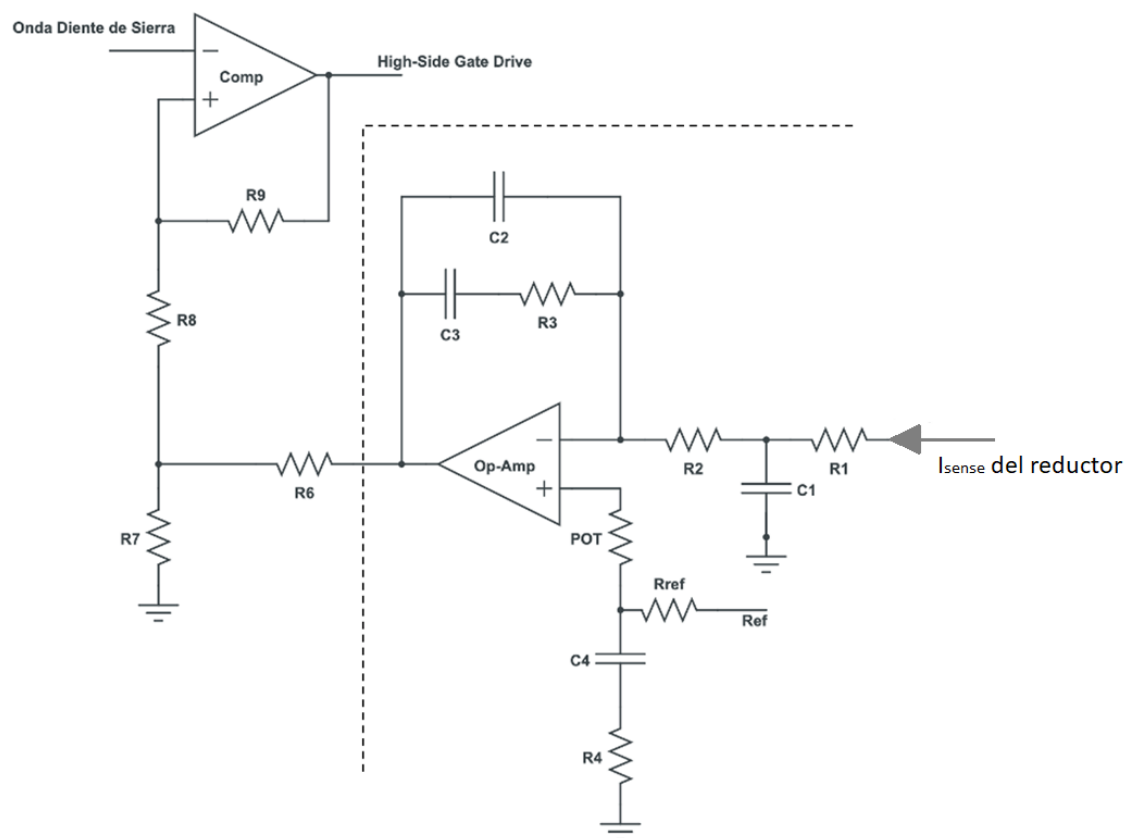


Figura 15. Circuito del Controlador de Corriente

El objetivo del controlador de corriente es proporcionar una señal de activación al convertidor tal que el ciclo de trabajo de este varíe para **mantener la corriente de salida (I_{sense}) en el valor deseado.**

En este caso se decide implementar un control proporcional integral (PI). Este control frente a las otras alternativas (proporcional [P], proporcional-diferencial [PD] y proporcional-integral-diferencial [PID]) ofrece diferentes ventajas. En primer lugar, es un control capaz de anular el error de seguimiento, cosa que ni el control P ni el PD pueden garantizar. Esto asegura que la señal con la que se trabaja sea siempre la deseada. Por otro lado, se trata de un control relativamente más sencillo de diseñar que el PID. La clara desventaja del control PI es su velocidad de actuación, siendo claramente el control más lento de todos. Sin embargo, esta desventaja se puede regatear durante el diseño, a la hora de seleccionar parámetros y conseguir que prácticamente no afecte. Es por ello que se

trabjará con el control PI y se montará sobre el circuito mostrado en la Figura 15.
Circuito del Controlador de Corriente

Se divide el circuito de la Figura 15. Circuito del Controlador de Corriente en dos partes. La mitad izquierda incluye un comparador que buscará comparar dos seales y su salida será la seala encargada de modificar el ciclo de trabajo del convertidor. El controlador PI se muestra en la mitad derecha y proporcionará la seala adecuada al comparador. El circuito tiene tres entradas: el voltaje (V_s) proveniente de una resistencia de sensibilidad situada a la salida del LED, un voltaje de referencia para variar el control (V_{ref}) y una onda de dientes de sierra (V_{sierra}) que proviene de un circuito temporizador que se explicará más adelante. Por el contrario, la única salida del circuito es la seala que activará el semiconductor del convertidor.

A la entrada del controlador de PI se monta un filtro RC paso bajo:

$$(6.13) \quad \frac{\frac{1}{sC_1}}{\frac{1}{sC_1} + R_1} = \frac{1}{sR_1C_1 + 1}$$

El objetivo de este filtro es eliminar todas las posibles perturbaciones de la seala de entrada (V_s). Puesto que esta seala es la salida del convertidor buck va a tener armónicos de muy alta frecuencia, además solo nos interesa la componente continua, así que sirve casi cualquier un filtro cuya frecuencia de corte sea baja. Se escoge $C_1 = 10 \text{ nF}$ y $R_1 = 300 \text{ } \Omega$. Así, la frecuencia de corte del filtro es $F_c = 1/(2\pi R_1C_1) = 53 \text{ kHz}$. Un valor más que razonable para el propósito de este filtro.

El objetivo del controlador PI ya se ha explicado anteriormente. Ahora se explicarán los pasos a seguir para que el diseo cumpla con el trabajo deseado. Analizando el amplificador operacional, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$(6.14) \quad V_+ = V_{ref} \frac{R_4 + \frac{1}{sC_4}}{R_{ref} + R_4 + \frac{1}{sC_4}}$$

$$(6.15) \quad I = \frac{V'_s - V_s}{R_1} = \frac{V_+ - V'_s}{R_2} = \frac{V_o - V_+}{Z_{eq}}$$

De donde se puede obtener que $V'_s \approx V_s$ si R_2 es mucho mayor que R_1 . Además, La impedancia equivalente se puede escribir de la siguiente forma:

$$(6.16) \quad Z_{eq} = \frac{1}{sC_2} // \left(R_3 + \frac{1}{sC_3} \right) = \frac{1 + s R_3 C_3}{s(C_2 + C_3)(1 + s \frac{R_3 C_2 C_3}{C_2 + C_3})}$$

Si se considera C_2 mucho más pequeño que C_3 entonces de la ecuación (6.16) se puede simplificar a la siguiente:

$$(6.17) \quad Z_{eq} = \frac{1 + s R_3 C_3}{s C_3 (1 + s R_3 C_2)}$$

Si se quiere basar el diseño en el polo dominante, existe la posibilidad de simplificar esto todavía más:

$$(6.18) \quad si \frac{1}{sC_2} \gg R_3 + \frac{1}{sC_3} \rightarrow Z_{eq_{simp}} = R_3 + \frac{1}{sC_3}$$

Volviendo a la ecuación (6.15) y reorganizando los términos se obtiene:

$$(6.19) \quad V_+ - V_s = \frac{R_2}{Z_{eq}} (V_o - V_+)$$

Llamando $A = \frac{R_4 + \frac{1}{sC_4}}{R_{ref} + R_4 + \frac{1}{sC_4}}$ y $B = \frac{R_2}{Z_{eq}}$, si se introduce la ecuación (6.14 en la

ecuación (6.19 se obtiene:

$$(6.20) \quad (A + AB)V_{ref} = BV_o + V_s$$

Utilizando la forma simplificada de Zeq, $B = \frac{R_2}{R_3 + \frac{1}{sC_3}}$ y haciendo $BV_o + V_s = V_{ref}$

o lo que es lo mismo $A + AB = 1$ en la ecuación (6.20), se obtiene:

$$(6.21) \quad A + AB = 1 \rightarrow \frac{R_4 + \frac{1}{sC_4}}{R_{ref} + R_4 + \frac{1}{sC_4}} * \frac{R_3 + \frac{1}{sC_3} + R_2}{R_3 + \frac{1}{sC_3}} = 1$$

De la ecuación (6.21) se obtiene la relación entre diferentes parámetros:

$$C_3 = C_4 \quad R_3 = R_4 \quad R_2 = R_{ref}$$

Volviendo a la ecuación (6.20), si se trata de mirar el error que hay entre las señales se obtiene la función de transferencia $G_{fb}(s)$ del control PI que se va a implantar.

$$(6.22) \quad \hat{V}_{error} = \hat{V}_{ref} - \hat{V}_s = B\hat{V}_o$$

$$(6.23) \quad G_{fb}(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_{error}(s)} = \frac{1}{B} = \frac{Zeq}{R_2} = \frac{1}{sR_2C_3} * \frac{1 + sR_3C_3}{1 + sR_3C_2}$$

$$(6.24) \quad G_{fb_{simp}}(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_{error}(s)} = \frac{1}{B} = \frac{Zeq_{simp}}{R_2} = \frac{R_3 + \frac{1}{sC_3}}{R_2} = \frac{1 + sR_3C_3}{sR_2C_3} =$$

$$= \frac{R_3}{R_2} + \frac{1}{sR_2C_3} = Kp + \frac{Ki}{s}$$

Se obtienen dos funciones de transferencia para el control dependiendo de si se opta por la opción simplificada o la completa. Ambas opciones son prácticamente idénticas, pero como se ha mencionado anteriormente, la opción simplificada solo conserva el polo dominante y nos permite diseñar mejor el controlador. Más adelante se comprobará si dicha simplificación es cierta.

Para completar el modulador de control de corriente, el comparador se encargará de comparar la señal de corriente proveniente del sensor, ya amplificada después del operacional, con una rampa de diente de sierra con tensión V_p de pico que servirá como voltaje de referencia. Así se conseguirá controlar el ciclo de trabajo.

$$(6.25) \quad Km = \frac{\hat{d}(s)}{\hat{V}_o(s)} = \frac{1}{V_p} \frac{R_7}{R_7 + R_6}$$

Es necesario contar con un divisor de tensión a la salida del operacional, sin embargo, este existe solo en caso de que sea estrictamente necesario modificar la tensión de salida. Por lo tanto, en un primer lugar, no se considera necesario diseñar R_6 y R_7 pues se diseñan para ello. Sin embargo, se mantienen en el esquema por si fuera necesario reducir el valor de la señal durante la fase experimental.

Con el fin de poder montar un diagrama de bloques con el que simular el control, es necesario estudiar el circuito equivalente de pequeña señal del propio convertidor. De esta forma se obtiene la relación entre la señal de corriente a la salida y el ciclo de trabajo. Aplicando las perturbaciones de pequeña señal,

$$(6.26) \quad \begin{aligned} d(t) &= D + \hat{d}(t) & v_g(t) &= V_g + \hat{v}_g(t) \\ v_o(t) &= V_o + \hat{v}_o(t) & i_L(t) &= I_L + \hat{i}_L(t) \end{aligned}$$

a las ecuaciones (6.5) y (6.8), se obtiene;

$$(6.27) \quad \begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} &= (V_g + \hat{v}_g)(D + \hat{d}) - (V_o + \hat{v}_o) \\ C \frac{dv_o(t)}{dt} &= I_L + \hat{i}_L - \frac{V_o + \hat{v}_o}{R_d} \end{aligned}$$

Ignorando el término de mayor orden y aplicando la transformada de Laplace:

$$\begin{aligned}
 (6.28) \quad sL\hat{i}_L(s) &= V_g * \hat{d}(s) + D\hat{v}_g(s) - \hat{v}_o(s) \\
 sC\hat{v}_o(s) &= \hat{i}_L(s) - \frac{\hat{v}_o(s)}{R_d}
 \end{aligned}$$

Así con estas relaciones se puede construir el circuito equivalente en pequeña señal del convertidor reductor.

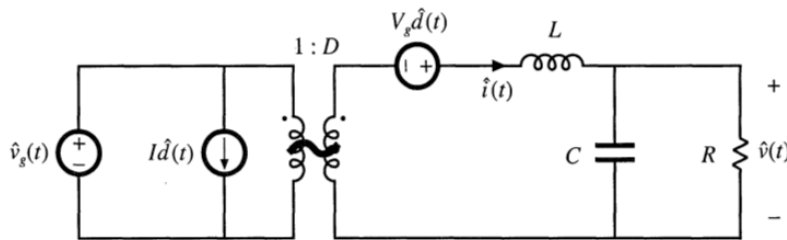


Figura 16. Circuito Equivalente de Pequeña Señal (Erickson & Maksimovic, 2001, pág. 205)

De la Figura 16 se puede obtener la relación de mencionada con anterioridad, obteniendo así la función de transferencia de la planta $G_p(s)$ que se quiere controlar. Dicha relación se puede expresar de la siguiente manera:

$$(6.29) \quad G_p(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = V_g * \frac{R_dCs + 1}{R_dLCs^2 + Ls + R_d}$$

Por último, es necesario tener en cuenta que la señal V_{error} es la diferencia de dos señales, V_{ref} y V_s . Donde V_s es directamente proporcional a la corriente de salida del sensor según la siguiente ecuación:

$$(6.30) \quad H(s) = \frac{\hat{V}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{1}{sR_1C_1 + 1}$$

Por tanto, el diagrama de bloques queda de la siguiente manera:

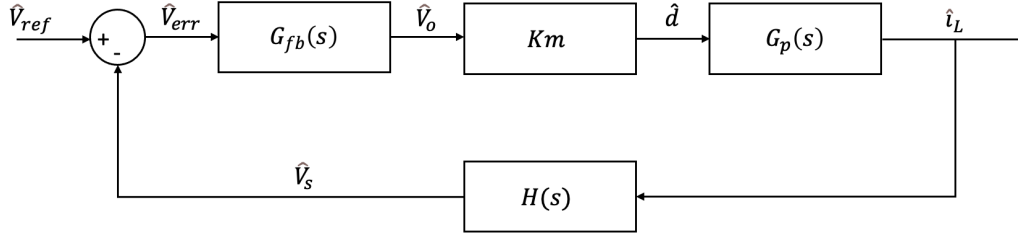


Figura 17. Diagrama de Bloques del Controlador de Corriente

Con la ayuda de MATLAB, se estudia el controlador para poder diseñar los parámetros restantes. El código utilizado se puede encontrar de manera íntegra en el Anexo IV. Código de MATLAB para el Control. En primer lugar, se sustituyen los valores de la planta diseñados con anterioridad, además se considera una tensión de entrada (V_g) de 26V, pues la salida del convertidor elevador tendrá que ser mayor que 24V. La función de transferencia de la planta queda de la siguiente manera:

$$(6.31) \quad G_p(s) = \frac{5.07 * 10^{-5} * s + 26}{3.9 * 10^{-10} * s^2 + 0.0002 * s + 19.5}$$

El control al que se llega a través de MATLAB es el siguiente:

$$(6.32) \quad G_{fb}(s) = \frac{5.07 * 10^{-6} * s + 1}{2.601 * 10^{-14} s^2 + 5.1 * 10^{-7} s}$$

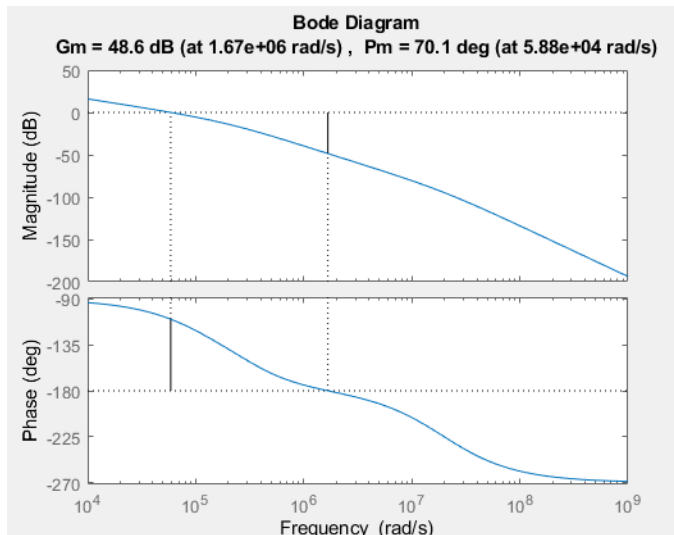
Y la función de transferencia entre la salida y la entrada es, por tanto:

$$(6.33) \quad G_{loop}(s) = G_{fb_{simp}}(s) * Km * G_p(s) \rightarrow G_{rt}(s) = \frac{G_{loop}(s)}{1 + G_{loop}(s) * H(s)}$$

$$G_{rt}(s) = \frac{6.11 * 10^{-12} s^2 + 4.33 * 10^{-6} s + 0.614}{5.97 * 10^{-22} s^4 + 5.05 * 10^{-16} s^3 + 1.38 * 10^{-10} s^2 + 1.43 * 10^{-5} s + 0.614}$$

Lazo Abierto

Con control completo



Con control simplificado

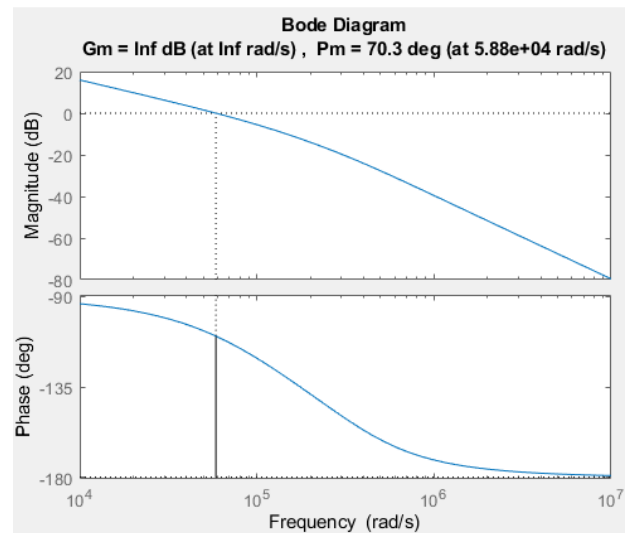
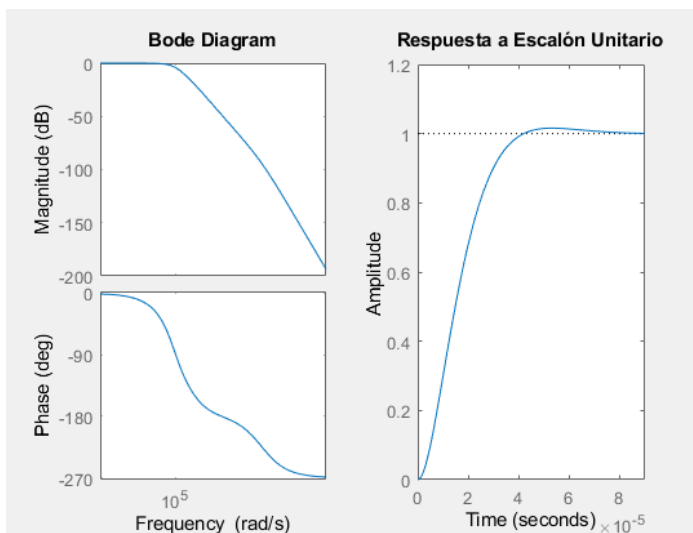


Figura 18. Comparativa de la función de transferencia de lazo abierto.

Lazo Cerrado

Con control completo



Con control simplificado

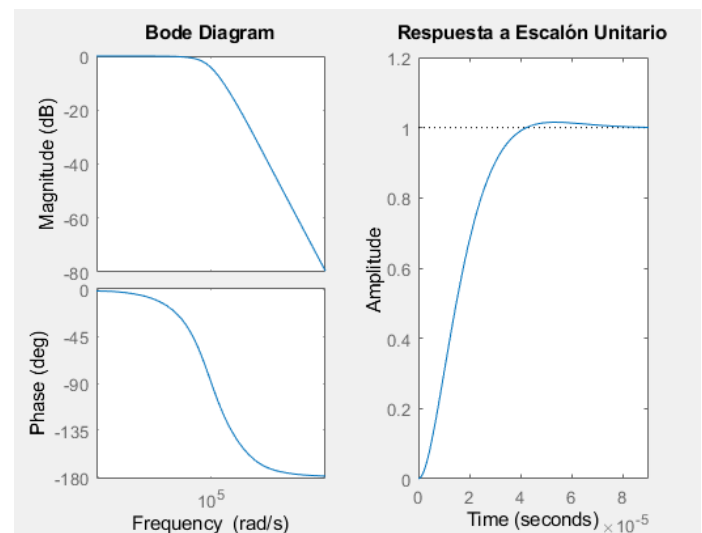


Figura 19. Comparativa de resultados de la función de transferencia de lazo cerrado

En la Figura 18 se observa que tanto el control completo como su simplificación son muy parecidas, obteniendo un margen de fase prácticamente idéntico de 70.1° y 70.3°. Aunque la ecuación (6.33) solo muestra la función de transferencia numérica para el control simplificado (con el polo dominante), la Figura 19 muestra la comparativa de

ambas. Se puede observar que el comportamiento es casi idéntico ante una misma entrada. Ambos controles tienen el mismo sobrepaso, el cual cabe recalcar que entra en los rangos adecuados de funcionamiento y el mínimo pico de intensidad no supondría ningún daño para los componentes. Se aprecia la diferencia entre ambos por la presencia del polo adicional en el diagrama de Bode, el cual no tiene ningún efecto práctico al ser el polo no dominante. Se trata de un control muy estable y perfectamente válido para el propósito de este Trabajo de Fin de Grado.

Los parámetros obtenidos para este control son los siguientes:

$$(6.34) \quad Kp = \frac{R_3}{R_2} = 10 \text{ y } Ki = \frac{1}{R_2 C_3} = 2 * 10^6$$

Eligiendo los valores estandarizados que más se acercan a estas relaciones se obtiene:

$$R_1 = R_{ref} = 330 \, \Omega$$

$$R_2 = 5.1 \, k\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 51 \, k\Omega$$

$$C_1 = 10 \, nF$$

$$C_2 = 1 \, pF$$

$$C_3 = C_4 = 0.1 \, nF$$

6.4 CIRCUITO TEMPORIZADOR

Se busca diseñar un generador PWM para un convertidor reductor. El circuito que tendrá la siguiente forma (ver Figura 20). Incluye un comparador TLC 319.

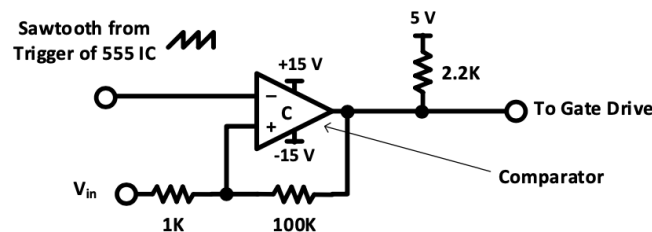


Figura 20. Generador PWM

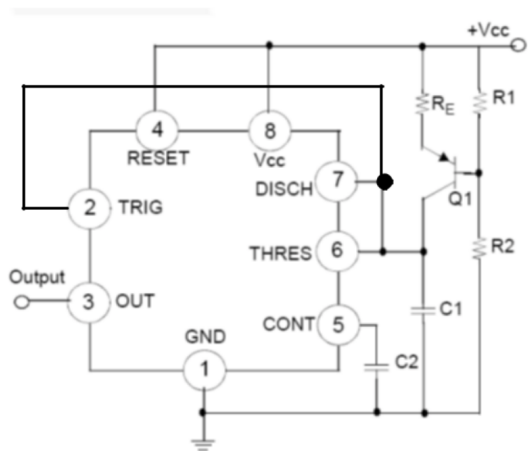


Figura 21. Circuito para generar la señal diente de sierra

La señal introducida al comparador se proporcionará con un temporizador TLC 555. El circuito que integra dicho temporizador es el siguiente (ver Figura 21). El circuito incluye un transistor PNP 2N3906 y dos diodos 1N4148 ^[1] (en el lugar de R₁).

Analizando el circuito para generar la señal diente de sierra de la Figura 21, se pueden obtener las siguientes relaciones:

$$(6.35) \quad V_{Re} + V_C + V_f = V_{CC}$$

$$(6.36) \quad I_C \approx I_E = \frac{V_{CC} - V_E}{R_E} = \frac{V_{CC} - (V_{CC} - 2V_f + V_f)}{R_E} = \frac{V_f}{R_E}$$

$$(6.37) \quad i_c = C \frac{dV_C}{dt} \rightarrow V_C = \frac{2}{3} V_{CC} = \frac{1}{C} * I_C * t$$

De aquí se saca la relación que debe tener Re:

$$(6.38) \quad R_E = \frac{V_f}{C * f_s * \frac{2}{3} V_{CC}}$$

¹ Hojas de datos de los componentes en el Anexo VI. Hojas de Datos.

Atendiendo a esta relación, se selecciona un valor estándar para C de 10 nF, así R_E queda 90 Ω . Así seleccionamos un valor estandarizado de 82 Ω . Por tanto, **C = 10 nF** y **$R_E = 82 \Omega$** .

Por último, debemos establecer una condición de diseño. Ya que el circuito temporizador es auxiliar en nuestro diseño, en este caso se decide que la potencia consumida por este debe estar entre 10 y 20 mW cuando el circuito opera a 200 kHz. Así atendiendo a la siguiente fórmula:

$$(6.39) \quad P_{in} = V_{CC} * (I_C + I_{R2}) = V_{CC} * \left(\frac{V_f}{R_E} + \frac{V_{CC} - 2V_f}{R_2} \right)$$

Se diseña el circuito de tal forma que para que la potencia consumida esté en el rango, $1140 \Omega < R_2 < 2850 \Omega$. Se selecciona una resistencia de **$R_2 = 2.2 \text{ k}\Omega$** .

Con la ayuda de LTSpice y la prueba en una placa de ensayos se obtienen los siguientes resultados:

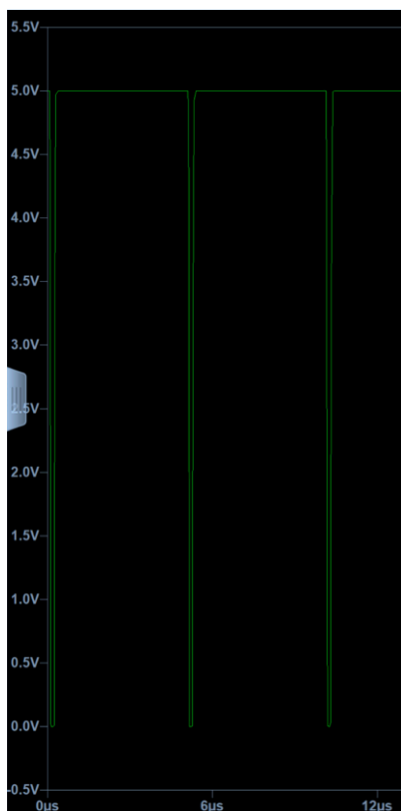


Figura 22. Simulación para el temporizador en LTSpice

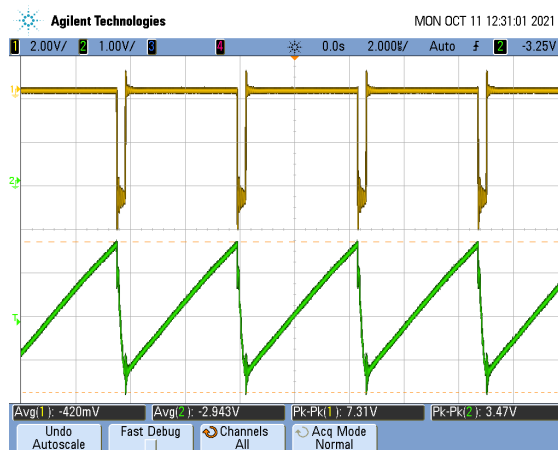


Figura 23. Primera prueba real del temporizador.
Amarillo: Señal PWM. Verde: Señal diente de sierra

A pesar de haber diseñado estos valores para obtener una salida de 200kHz (como se puede ver en la simulación Figura 22), en la Figura 23, si contamos aproximadamente dos divisiones del osciloscopio de 2μs, se obtiene una salida de 250kHz. Por lo tanto, el valor de R_E se modifica para obtener una salida deseada. El nuevo valor de R_E para el que obtiene una salida práctica de alrededor de 200 kHz es 150 Ω .

Con $R_E = 150 \Omega$ se obtiene la siguiente salida de 204,5 kHz (ver $\frac{1}{\Delta x}$ en la Figura 24). La cual se acerca mucho a la deseada y nos ayuda a trabajar en nuestro circuito.

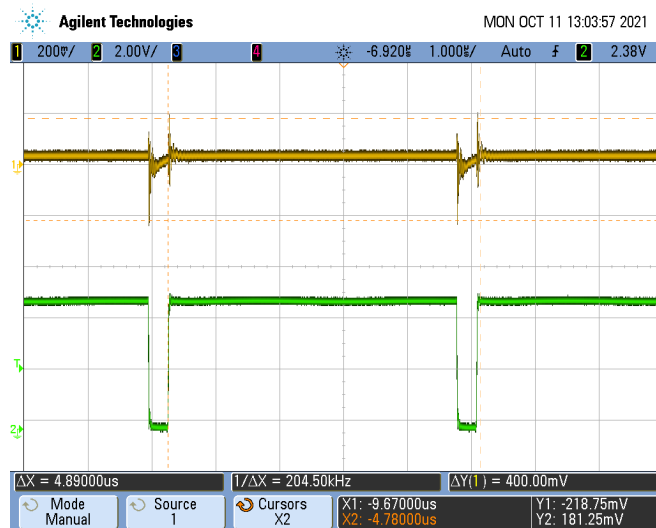


Figura 24. Salida del circuito con $f_s = 204.5\text{ kHz}$

En la nueva rampa obtenida se miden $V_{\min}$ y $V_{\max}$, obteniéndose los siguientes valores:

- $V_{\min} = 3.41\text{ V}$
- $V_{\max} = 0.11\text{ V}$

El circuito de la Figura 20 se construye utilizando la señal de diente de sierra obtenida. El comparador es un LM319. Al barrer V_{in} de 0 a 5 V se obtienen los siguientes resultados (ver Figura 25):





Figura 25. Diferentes Ciclos de Trabajo según la tensión de entrada

Agrupando los resultados medidos en una tabla se obtiene:

Vin [V]	ton [s]	t [s]	D
0,5	1,93E-07	4,88E-06	3,9%
0,75	5,43E-07	4,88E-06	11,1%
1	9,10E-07	4,88E-06	18,7%
1,25	1,30E-06	4,88E-06	26,5%
1,5	1,66E-06	4,88E-06	34,1%
1,75	2,05E-06	4,88E-06	42,0%
2	2,43E-06	4,88E-06	49,9%
2,25	2,82E-06	4,88E-06	57,7%
2,5	3,20E-06	4,88E-06	65,7%
2,75	3,61E-06	4,88E-06	73,9%
3	4,01E-06	4,88E-06	82,1%
3,25	4,41E-06	4,88E-06	90,4%
3,3	4,48E-06	4,88E-06	91,8%
3,4	4,64E-06	4,88E-06	95,0%
3,5	4,88E-06	4,88E-06	100,0%
4,25	4,88E-06	4,88E-06	100,0%
4,5	4,88E-06	4,88E-06	100,0%
4,75	4,88E-06	4,88E-06	100,0%
5	4,88E-06	4,88E-06	100,0%

Tabla 1. Ciclo de Trabajo del Temporizador

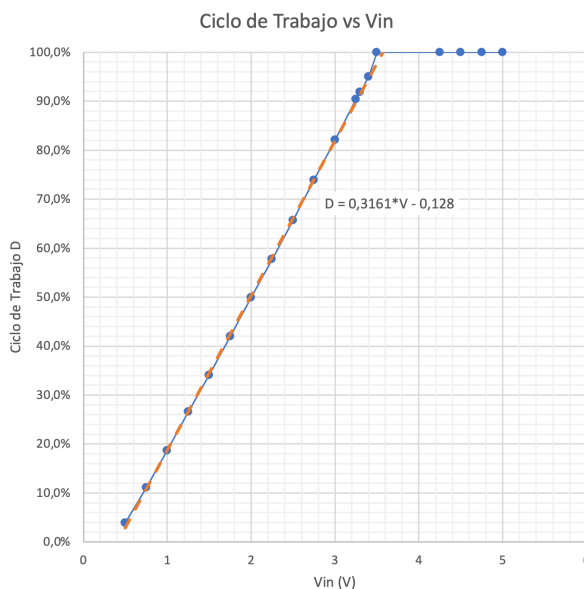


Figura 26. Ciclo de Trabajo del Temporizador

En la Tabla 1 se observa que el circuito montado funciona correctamente, llegando al 100% del ciclo de trabajo para una tensión de 3.5V superado el valor máximo de la onda diente de sierra (3.41V).

Se decide implementar este circuito para controlar el ciclo de trabajo del convertidor reductor.

6.5 FABRICACIÓN DE LA BOBINA

Según el diseño realizado anteriormente, la bobina a utilizar en el convertidor reductor será de 200 μH . A continuación, se realizará un procedimiento de diseño para elegir el núcleo de la bobina. Se asume que la pérdida de potencia de la bobina debe ser estrictamente inferior a un tercio de la pérdida de potencia permitida. Las pérdidas totales no pueden ser superiores a $P_{\text{loss}} = 5\% \times P_{\text{out,max}} = 5\% \times 1\text{A} \times 21.5\text{V} = 1.075\text{W}$. Por lo tanto, no podemos permitir que sean superiores a 0.3 W. Y por lo tanto, la resistencia no puede ser superior a 300 m Ω . Se especifican las siguientes cantidades, utilizando las unidades indicadas:

Resistividad del Cable, ρ	$1.724 \times 10^{-6} [\Omega - \text{cm}]$
Corriente Máxima por el Devanado, I_{max}	$1.05 \times 10^0 [\text{A}]$
Inductancia, L	$200.0 \times 10^{-6} [\text{H}]$
Resistencia del Devanado, R	$300.0 \times 10^{-3} [\Omega]$
Factor de Llenado del Devanado, K_u	0.1000×10^0
Densidad Máxima de Flujo, B_{max}	$0.250 \times 10^0 [\text{T}]$

Se especifica el tamaño del núcleo K_g :

$$(6.40) \quad K_g = \frac{A_c^2 W_A}{MLT} \geq \frac{\rho L^2 I_{\text{max}}^2}{B_{\text{max}}^2 R K_u} * 10^8 = 0.00405 [\text{cm}^5]$$

Type,	A_c ,	W_A ,	MLT ,	K_g .
T50-18,	0.112,	0.406,	2.03,	0.00251.
T68-18,	0.179,	0.621,	2.43,	0.00819.
T90-26,	0.395,	1.42,	3.70,	0.0599.
T106-18,	0.659,	1.53,	4.39,	0.151.
T106-26,	0.659,	1.53,	4.39,	0.151.
T131-26,	0.885,	1.95,	4.91,	0.311.

Tabla 2. Núcleos Micrometales (Erickson & Maksimovic, 2001)

Atendiendo a la Tabla 2, se debe seleccionar el núcleo T68-18. Falta diseñar los parámetros específicos, incluida la longitud del entre-hierro, el tamaño del cable y el número de vueltas.

$$(6.41) \quad l_g = \frac{\mu_o L I_{max}^2}{B_{max}^2 A_c} 10^4 = 0.25 mm$$

$$(6.42) \quad n = \frac{L I_{max}}{B_{max} A_c} 10^4 = 47 \text{ vueltas}$$

$$(6.43) \quad A_w \leq \frac{K_u A_w}{n} = 1.32 * 10^{-3} cm^2$$

De la ecuación (6.43) y mirando en el Anexo III. Calibre Alambre Americano, se selecciona AWG # 26 con área base de $1.28 * 10^{-3} cm^2$, resistencia de $1345 * 10^{-6} \Omega/cm$ y diámetro de 0.0452 cm.

Así las pérdidas en la bobina se pueden estimar como:

$$(6.44) \quad P_{ind} = I_{max}^2 * \frac{R}{cm} * MLT * n = 1.05^2 * 1345 * 10^{-6} * 2.43 * 47 = 0.169 W$$

6.6 SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES

6.6.1 MOSFET

Teniendo en cuenta las inductancias parásitas y de conmutación, es recomendable que la tensión drenador fuente (V_{ds}) del MOSFET debería ser superior a $1.5 \cdot V_{in}$. Teniendo en cuenta el peor de los casos, deberíamos elegir MOSFET y diodos con al menos 40 V V_{ds} y clasificación V_{rrm} .

De todos los modelos disponibles se escogen dos MOSFETs que cumplen con las especificaciones. Se trata de los modelos STP130N6F7 y IPP040N06N ^[2]. Se busca comparar cuál de los dos ofrece mejor rendimiento (menores pérdidas) para utilizarlo en el circuito reductor.

La pérdida de conmutación de los MOSFETs se puede estimar como se muestra en la siguiente ecuación donde t_{off} y t_{on} para ambos MOSFET se obtienen de su respectiva hoja de datos^[3]:

$$(6.45) \quad P_{sw,tran} = (W_{on} + W_{off}) f_s = 0.5 V_{off} I_{on,avg} (t_{off} + t_{on}) f_s$$

La pérdida de conducción de los MOSFETs, asumiendo un rizado de la corriente de salida de un 10%, se puede estimar como:

$$(6.46) \quad P_{cond,tran} = I_{rms}^2 R_{on} = 1.00167 \times I_{on,avg} R_{on}$$

Comparando los resultados que ofrecen ambos MOSFETs, se obtienen las siguientes pérdidas aproximadas:

- STP130N6F7: $P_{tot} = P_{sw} + P_{cond} = 0.16 + 0.04 = 0.2 \text{ W}$
- IPP040N06N: $P_{tot} = P_{sw} + P_{cond} = 0.06 + 0.03 = 0.09 \text{ W}$

² Hojas de datos de los componentes en el Anexo VI. Hojas de Datos.

La diferencia no es significativa y ambos MOSFETs otorgan un rendimiento esperado. Dependiendo del objetivo del diseño habría que optar por uno o por otro. En este caso, ambas opciones son válidas y cumplen con todas las especificaciones de diseño. El precio es similar, por lo tanto, se elige el IPP040N06N.

6.6.2 DIODO

Para la selección del diodo, se elige también un dispositivo con una clasificación de voltaje de bloqueo inverso de 40 V. Se restringe la gama al diodo Schottky porque tienen un tiempo de recuperación rápido y un voltaje directo bajo, lo cual es perfecto para el diodo rectificador del convertidor.

De la misma manera que con los MOSFET, de todos los modelos disponibles se escogen dos diodos que cumplen con las especificaciones. Se trata de los modelos MBR1045 y MBR735 ^[3]. Se busca comparar cuál de los dos ofrece mejor rendimiento (menores pérdidas) para utilizarlo en el circuito reductor.

La pérdida de conmutación de los diodos se puede estimar como se muestra en la siguiente ecuación donde t_r y Q_r para ambos diodos se obtienen de su respectiva hoja de datos^[4]:

$$(6.47) \quad P_{sw,diodo} = (W_{charge} + W_{off}) f_s = (V_{off} I_{on,avg} t_r + Q_r V_g)$$

$$(6.48) \quad P_{cond,diodo} = I_{avg} V_f$$

Comparando los resultados que ofrecen ambos diodos, se obtienen las siguientes pérdidas aproximadas:

- MBR1045: $P_{tot} = P_{sw} + P_{cond} = 0.033 + 0.2 = 0.233 \text{ W}$

³ Hojas de datos de los componentes en el Anexo VI. Hojas de Datos.

- MBR735: $P_{\text{tot}} = P_{\text{sw}} + P_{\text{cond}} = 0.036 + 0.18 = 0.216 \text{ W}$

De nuevo, la diferencia no es significativa. Ambos diodos son igual de válidos. Por falta de stock a la hora del pedido, se escoge el MBR1045.

Teniendo en cuenta las pérdidas de todos los elementos incluidos en el circuito, se obtiene un rendimiento de:

$$(6.49) \quad \eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} 100 = \frac{P_{\text{in}} - P_{\text{diodo}} - P_{\text{mosfet}} - P_{\text{bobina}}}{P_{\text{in}}} \approx 97.8\%$$

Capítulo 7. SIMULACIONES DEL MODELO DESARROLLADO

Antes de proceder con el encargo de la placa y el ensamblado de esta, es necesario que compruebe los parámetros diseñados. Para ello, me ayudaré de una simulación en PLECS. Tendré en cuenta valores aproximados de pérdidas parasitarias.

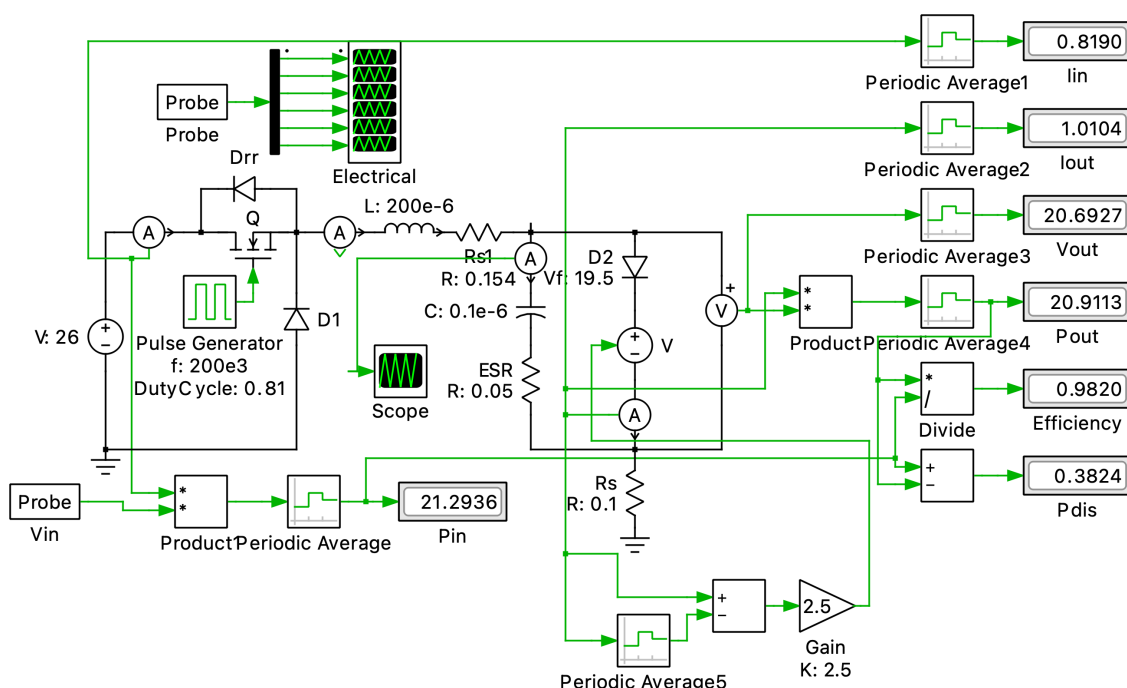


Figura 27. Circuito Simulación del convertidor en PLECS. El conjunto diodo (D2) y la fuente inmediatamente inferior simulan el LED. El conjunto de bloques Periodic Avg 5 junto con la ganancia de 2.5 permiten modificar la tensión variable del LED.

En la Figura 27 se muestra el circuito simulado. No se tiene en cuenta el control, pues este funciona atendiendo a los cálculos en MATLAB. Además, se probará más adelante, al simular el funcionamiento del convertidor elevador y reductor conjuntamente. Se introduce un pulso de la frecuencia deseada (200 kHz), junto con la tensión de entrada de 26 V que se ha considerado durante todos los cálculos.

A la hora de completar los parámetros de los componentes del circuito se tiene en cuenta cada uno de los componentes que se van a comprar y por tanto, se utilizan los valores establecidos en sus respectivas hojas de datos (ver Anexo VI. Hojas de Datos). Para el condensador y la bobina se utilizan los valores de R_{s1} y ESR medidos respectivamente en el laboratorio.

La simulación muestra una eficiencia muy similar a la calculada anteriormente, 98.2% frente a 97.8%. Ambos valores entran dentro del rango permitido. Se prevé una caída de un 5% adicional por las conexiones y el resto de componentes. Aun así, cumpliría con la especificación de diseño a máxima potencia.

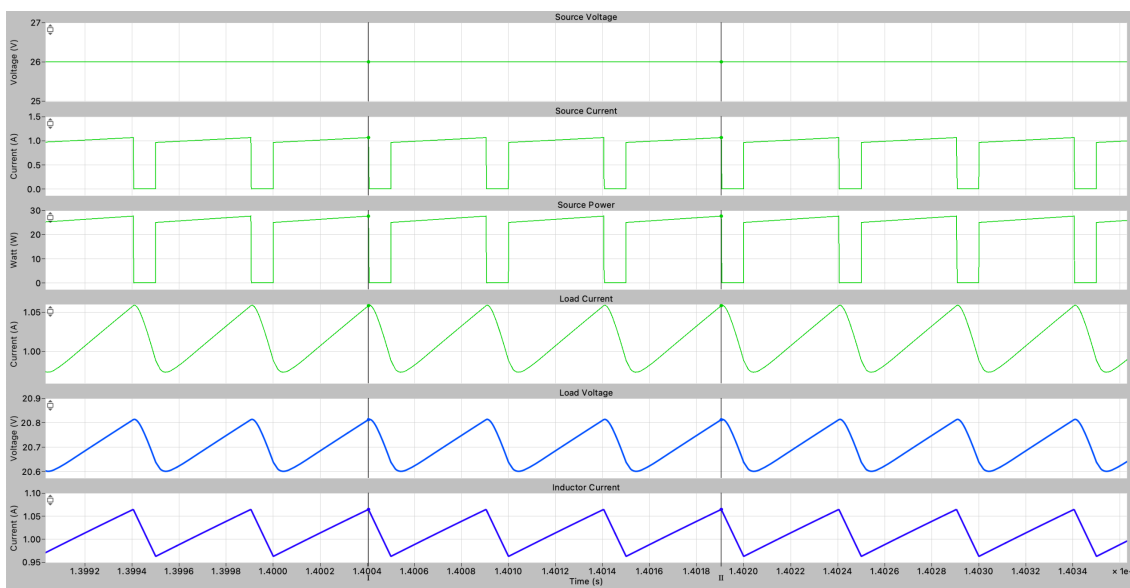


Figura 28. Ondas obtenidas de la simulación en PLECS. De arriba a abajo: V_{in} , I_{in} , P_{in} , I_{led} , V_{led} , I_{bobina}

Name		Cursor 1	Cursor 2	Abs Max	Mean
Time		0.014004	0.014019		
> Source Voltage	✓				
> Source Current	✓				
> Source Power	✓				
∨ Load Current	✓				
Am2:Measured current	✓	1.05843	1.05842	1.05894	1.01402
∨ Load Voltage	✓				
Vm1:Measured voltage	✓	20.8127	20.8127	20.814	20.7017
∨ Inductor Current	✓				
Am3:Measured current	✓	1.06458	1.06457	1.06462	1.0139

Figura 29. Valores obtenidos de las ondas de la Figura 28

La Figura 28 y la Figura 29, muestran en mayor detalle las ondas de mayor importancia del circuito. La corriente a través dla bobina indica que el convertidor trabaja siempre en conducción continua como se había supuesto. La otra onda fundamental es la corriente de salida a través del LED, pues esta debe cumplir con las especiaciones de diseño. A máxima potencia la corriente está muy ligeramente por encima del valor permitido. Esto no preocupa, pues al tratarse de una simulación es normal estar un poco por encima de los valores máximos más aun teniendo en cuenta que no se ha simulado el control. Se asume que este valor disminuirá en las pruebas reales. Por otro lado, se analiza el rizado.

$$(7.1) \quad \Delta i_{out} = \frac{1.05894 - 1.01402}{1.01402} * 100 = 4.43\% < 5\%$$

En las peores condiciones se observa que el rizado está dentro del rango permitido. En general, la simulación de PLECS respalda los cálculos y verifica el diseño general.

Capítulo 8. PROCESO DE FABRICACIÓN

8.1 PLANO DE DISEÑO DE LA PLACA BASE

8.1.1 INTEGRACIÓN DEL CIRCUITO ELEVADOR JUNTO AL REDUCTOR

Gracias al trabajo de mi compañero Javier Martín de San Pablo, cuento con el diseño del convertidor elevador que se incorpora, previo al reductor, en serie con este. De esta forma se puede fabricar una placa base con el convertidor elevador-reductor que se requiere en la solicitud.

El convertidor elevador diseñado tiene este esquema:

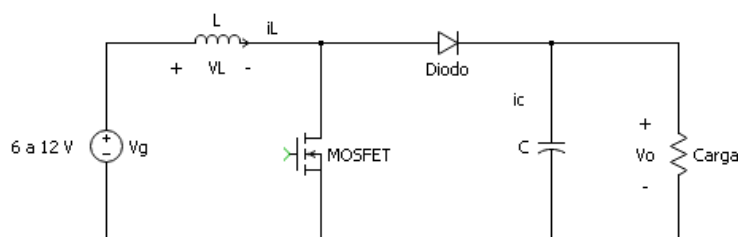


Figura 30. Circuito Convertidor Elevador

Los parámetros diseñados son $L = 150 \mu\text{H}$ y $C = 10 \mu\text{H}$. Tanto el diodo como el MOSFET seleccionados para el convertidor reductor valen para el convertidor elevador. Por lo tanto, en este modelo estos también son el MBR1045y el IPP040N06N respectivamente (Martin de San Pablo, 2022).

Al igual que el convertidor reductor, el elevador también cuenta con un circuito de control para regular el ciclo de trabajo de este. Aunque su funcionamiento queda fuera del alcance de este Trabajo de Fin de Grado, el esquema del control es el siguiente:

Además, la impedancia incremental del reductor es negativa cuando la potencia de salida es casi constante. Queremos configurar la impedancia de salida vista desde el convertidor elevador para que sea positiva.

Estas son las dos razones principales para diseñar e implementar un amortiguador RC entre el elevador y el reductor.

Se elige un condensador muy grande para que no afecte a la tensión de salida del convertidor elevador. Se escoge un valor de $C = 100 \mu\text{F}$. Un valor grande debería ayudar a reducir considerablemente el rizado. Luego, se calcula la parte de la impedancia total, que es:

$$(8.1) \quad Re \left[\frac{\left(\frac{1}{Cs} + R \right) Z_{buck}}{\frac{1}{Cs} + R + Z_{buck}} \right] \text{ donde } s = j\omega = j2\pi f$$

Midiendo la Z del reductor se obtiene un valor de aproximadamente -10Ω . Así, si se elige una $R = 1 \Omega$ se garantiza que la impedancia de salida sea positiva, consiguiendo el efecto deseado.

8.2 CREACIÓN DE LOS PLANOS Y PROCESO DE MONTAJE

Para poder tener un producto que enviar a la fábrica y que se fabrique la placa, es necesario producir un archivo Gerber. Un archivo de este tipo contiene la información necesaria para la fabricación de la PCB. Se utiliza el programa Altium Designer para este fin.

El primer paso de esta parte final del diseño consiste en la elaboración de una serie de esquemáticos representativos de cada parte fundamental del convertidor. Estos se pueden encontrar en el Anexo V. Esquemáticos del Convertidor.

Cada esquemático representa los subsistemas críticos del diseño, es decir, convertidor elevador y reductor, así como sus controles de forma independiente. También incluye un esquemático para el circuito temporizador y un vistazo general del sistema completo.

Es necesario llevar a cabo la siguiente explicación para poder entender el por qué del diseño realizado. Existen dos tipos fundamentales de componentes electrónicos:

- Componentes SMD (*Surface Mounting Device*): este tipo de componentes se suelda directamente a la superficie de la PCB a través de unos pads. Son generalmente componentes mucho más pequeños que los siguientes.
- Componentes THT (*Through-Hole Technology*): este tipo de componentes utilizan agujeros en la superficie de la PCB para montarse. Se puede así crear puentes electrónicos entre una cara y otra. Ofrece mucha mayor sujeción y su coste inicial es generalmente menor.

Otra cosa para tener en cuenta es la placa que se va a utilizar para el diseño. Como se ha explicado con anterioridad, se trata de una placa Barebone de la compañía Advanced Circuits. Se trata de una placa solo con dos capas, siendo una de ellas la tierra común. Esto me obliga a trabajar con una única capa sobre la que poder realizar las conexiones. Si bien restringe mucho el diseño, esta placa es óptima para realizar prototipos, pues los tiempos de entrega son extremadamente cortos y la sencillez de la placa facilita las pruebas. Como futura mejora se planteará actualizar a una placa más compleja.

Una vez entendido esto, se considera que la mejor solución es hacer uso de componentes THT, así se facilitará el montaje y la prueba, también la sustitución de los componentes en caso de que fuera necesario. Además, al contar con componentes grandes como los inductores y algunos condensadores, contar con agujeros en toda la placa asegura la estabilidad de estos componentes.

Con la ayuda del programa Altium Designer, se selecciona el tipo de conexión de cada uno de los componentes a la hora de realizar el esquemático. De la amplia lista de

modelos, en casi todos los casos se utiliza un modelo estandarizado THT. Una vez se ha trabajado en estos esquemas, el propio programa permite crear un diseño de PCB (de dos capas) y su archivo Gerber. Esta parte del trabajo requiere ser muy meticuloso y no cometer errores, pues si la placa está mal diseñada, será necesario encargar otra y esto solo retrasaría todo el proceso. Así, con el fin de garantizar el diseño se tienen en cuenta las siguientes consideraciones.

1. Asegurar que las trazas puedan llevar la corriente necesaria para cada conexión. Se estima que el incremento típico de temperatura de la traza es de 10°C, las placas tienen 1 oz/ft² de cobre; e importa solo el incremento en las capas externas en el aire. Para facilitar los cálculos necesarios se utiliza el propio software que incorpora la página web de Advanced Circuits. Los datos de corriente introducidos son los obtenidos en las simulaciones.
2. Incluir un *jumper* que separe el circuito elevador del reductor. Así se podrán probar por separado.
3. Optimizar el diseño final para conseguir tener que saltar el menor número de trazas posibles. Al tratarse de una única capa, probablemente sea inevitable que dos trazas se crucen, así será necesario saltar manualmente una sobre la otra. Se busca tener que realizar esto el menor número de veces posible.

Un último detalle para tener en cuenta es la restricción de diseño del solicitante que restringe el tamaño máximo de la placa a 60 pulgadas cuadradas.

El modelo al que se llega se muestra a continuación (ver Figura 32).

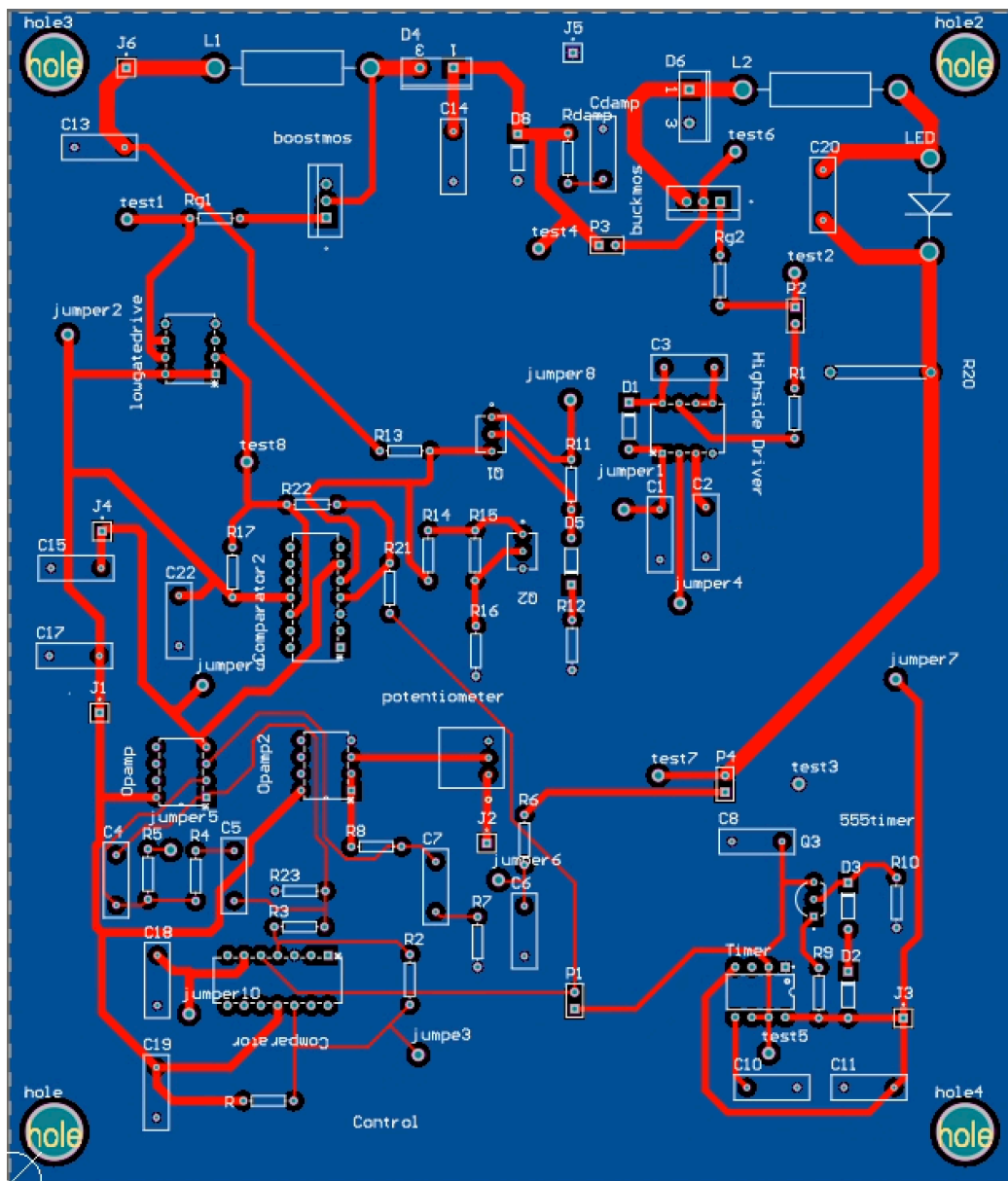


Figura 32. Modelo en Altium de la PCB

Esta placa se manda fabricar. Una vez recibida se empieza con el ensamblaje. Se monta cada circuito independientemente y se prueba su correcto funcionamiento. Las diferentes pruebas se muestran en la siguiente sección.

Cabe destacar que en el diseño final se ha implementado un potenciómetro junto con un operacional adicional (ver Anexo V. Esquemáticos del Convertidor). Esto permitirá regular la atenuación LED con un rango del 10 al 100%.

La placa completamente montada queda como se muestra en la siguiente imagen (ver Ilustración 1).

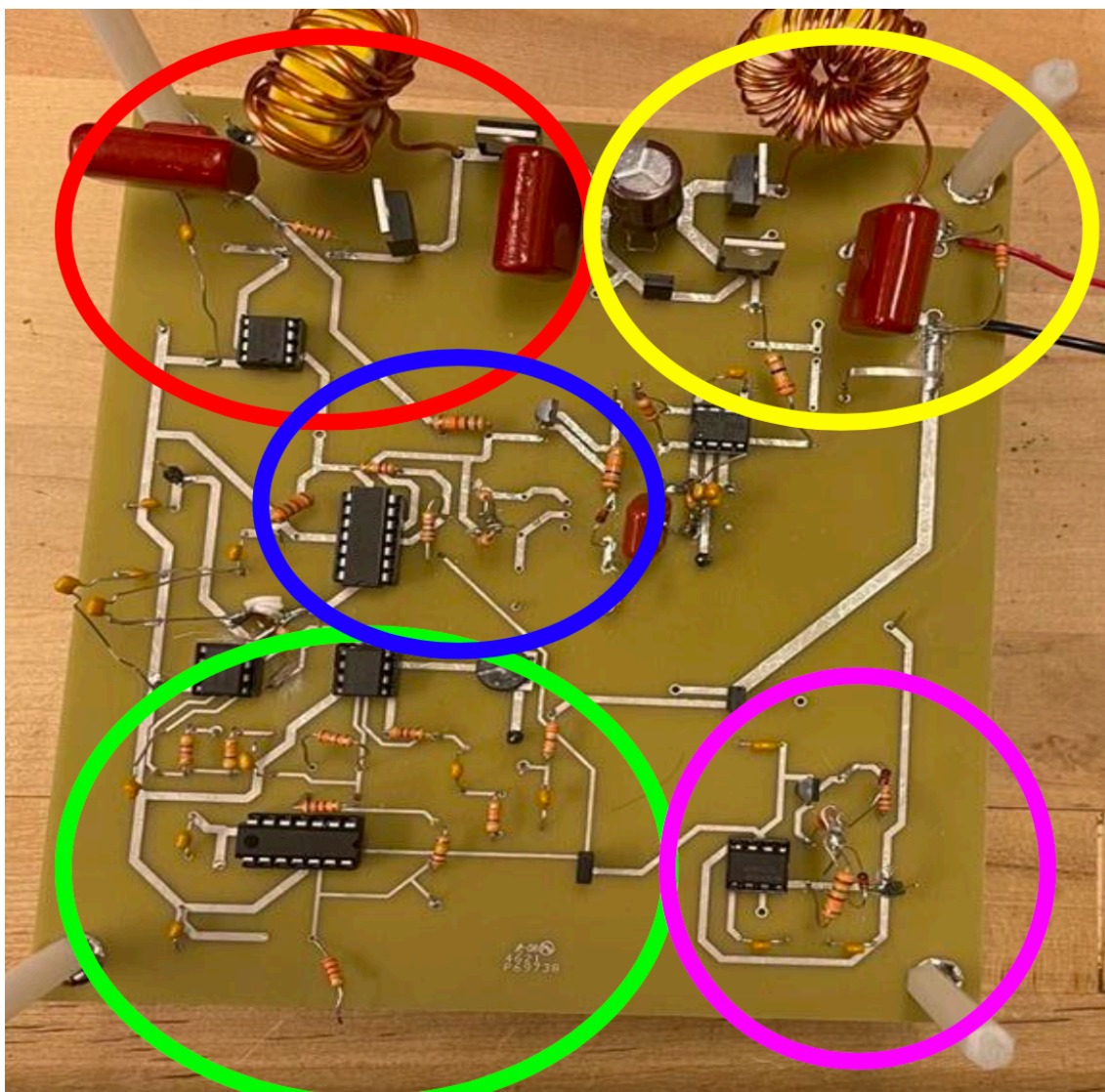


Ilustración 1. PCB ensamblada

En rojo se muestra el convertidor elevador, en azul su control asociado. En amarillo se muestra el convertidor reductor, en verde su control asociado. En rosa se muestra el circuito temporizador.

Capítulo 9. FASE EXPERIMENTAL Y RESULTADOS

9.1 CIRCUITO TEMPORIZADOR

En primer lugar, se comprueba que funciona el circuito temporizador. Este circuito se alimenta con una tensión de 5V. Se comprueba la señal de salida.

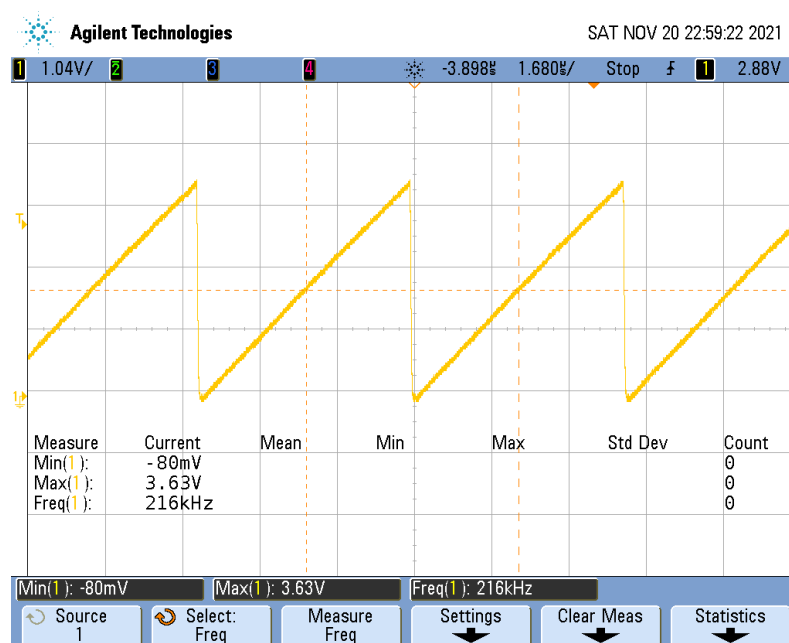


Figura 33. Salida del Circuito Temporizador (Circuito Final)

Como se puede observar en la Figura 33, los resultados obtenidos son muy similares a los que se obtuvieron durante la primera prueba, anterior a tener la PCB, mostrados en el diseño (ver Figura 23).

Se obtiene una señal con dientes de sierra con un valor pico-pico de alrededor a 3.55V. Por otro lado, hay que resaltar que se obtiene una frecuencia de trabajo de 216kHz superior a los 200 kHz tal y como se había diseñado.

9.2 CONVERTIDOR ELEVADOR

Con el circuito temporizador funcionando se procede a probar de manera independiente los dos convertidores.

En primer lugar, se trabaja únicamente con el convertidor elevador, sin el control del ciclo de trabajo que se simula de manera artificial introduciendo la señal deseada. Así, se introduce una tensión de entrada de 12V y se activa el MOSFET con una señal PWM con ciclo de trabajo 0.5. Como aún no está conectado el resto del circuito es importante conectar una carga a la salida del convertidor para poder realizar las medidas. Se observa que la salida es superior a los 24 V esperados.

El siguiente paso es retirar la señal PWM e implementar su control asociado. Para esto es también necesario alimentar la placa con ± 15 V para el correcto funcionamiento de los operacionales. En este punto, también es necesario hacer llegar la salida del circuito temporizador al comparador. Una vez está todo listo se comprueba el funcionamiento de este subcircuito.

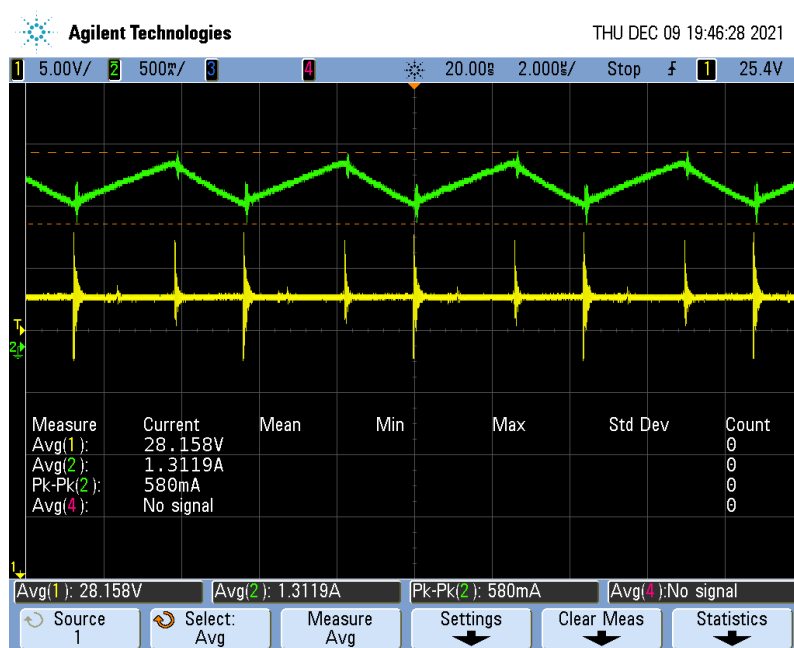


Figura 34. Prueba independiente del Elevador (Verde: I_{ind} (A), Amarillo: $V_{out,boost}$ (V))

Los resultados obtenidos se pueden observar en la Figura 34. Por otro lado, la salida del convertidor ofrece una tensión de 28.2 V, superior a la especificada. Esta tensión puede utilizarse como entrada para el circuito reductor. Los rizados se medirán solo al final, cuando esté todo el circuito operativo. Por ahora se pretende exclusivamente comprobar la correcta elección y conexión de todos componentes.

9.3 CONVERTIDOR REDUCTOR

Se repite el mismo proceso llevado a cabo en el convertidor elevador. Primero se prueba simula una señal PWM para controlar el ciclo de trabajo. Se introduce una tensión de 26V a la entrada del convertidor. En este caso, también se trabaja sin el LED como carga, así que por el momento también simulamos una carga a la salida. Se mide la corriente a través de la bobina. Como esta prueba es positiva, se incluye la conexión con el controlador de corriente. Los resultados obtenidos de la prueba del convertidor reductor junto con su control son los siguientes:

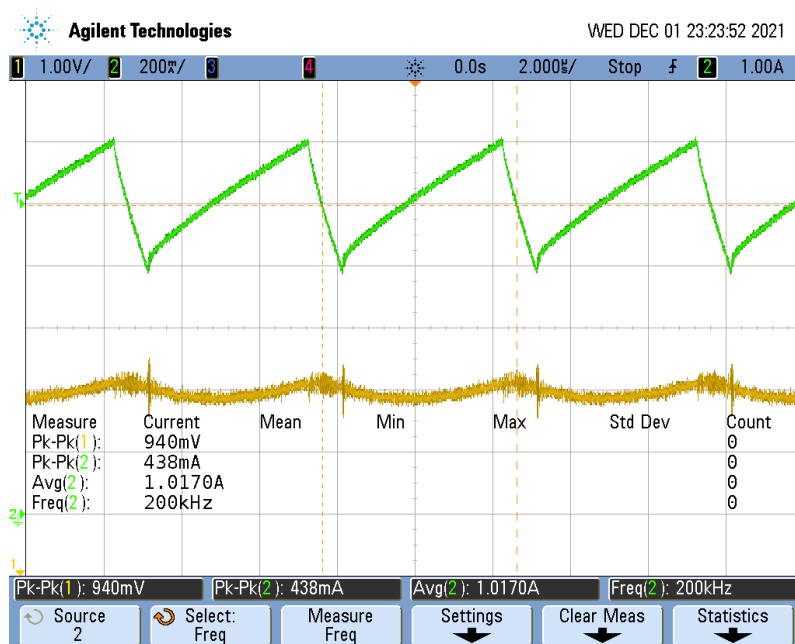


Figura 35. Prueba independiente del Reductor (Verde: I_{ind} (A), Amarillo: Canal del Osciloscopio desconectado)

Se puede observar en la Figura 35 que la corriente a través de la bobina es de 1.02 A tal y como indica la especificación de diseño, aproximadamente 1A pues aún no está conectado el control. Se da por válido el funcionamiento de este subcircuito.

9.4 PCB EN FUNCIONAMIENTO

La prueba final consiste en probar el funcionamiento de todo el circuito de manera global. Por lo tanto, se conecta el circuito elevador al circuito reductor haciendo uso del amortiguador RC. Ya no es necesario añadir ninguna carga, pues por primera vez se conecta el LED para comprobar si este se ilumina. Por tanto, las conexiones en la placa se reducen a la alimentación de los componentes y la tensión de entrada variable 6-12V.

A continuación, se muestran los resultados obtenidos.

9.4.1 TENSIÓN DE ENTRADA

Pese a que se asume que la tensión de entrada es la que queremos, pues la suministra una fuente de tensión, me aseguro de que esto sea cierto. Además, aprovecho para anotar con qué rizado entra esta tensión, pues la fuente no es perfecta. Para deshacernos de estas componentes armónicas de la fuente de entrada, se han añadido una serie de condensadores de derivación en la entrada. De esta forma se consigue una señal continua sin perturbaciones.

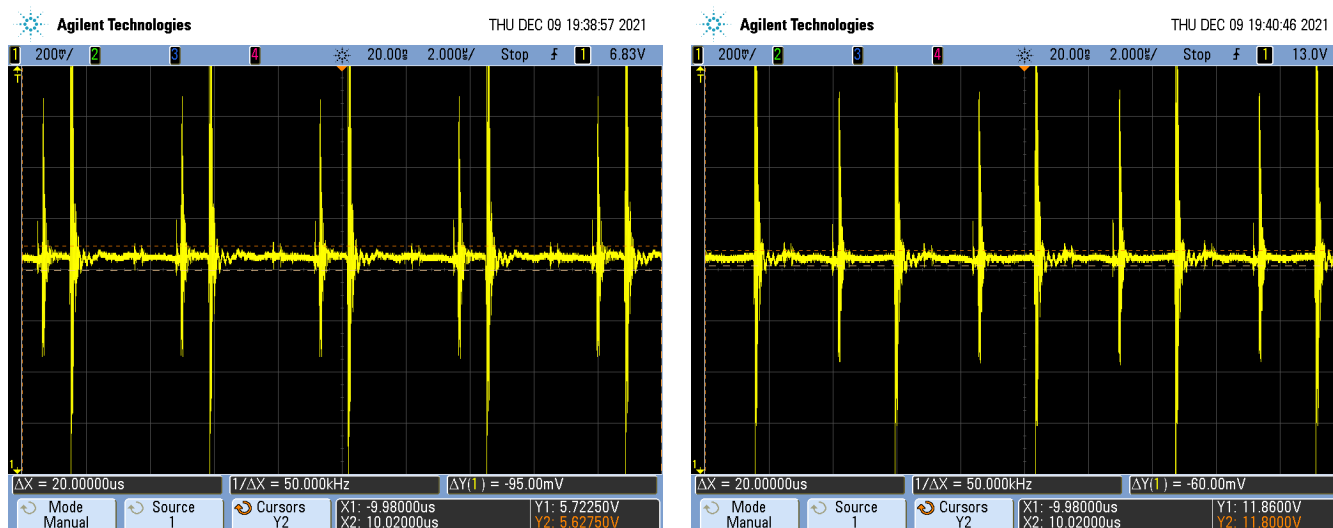


Figura 36. Tensión de Entrada (Izq: $V_{in} = 6.83V$, Dcha: $V_{in} = 13.0V$)

9.4.2 RESULTADOS DEL ELEVADOR

En el convertidor elevador se debe comprobar la tensión de salida, así como su rizado. También se aprovecha para medir la corriente a través de la bobina, para asegurar que se trabaja en un rango sin riesgo todo el tiempo. Midiendo la tensión de salida se obtiene (ver Figura 37):



Figura 37. V_{out} del elevador a 12V

Aumentando la señal de la tensión de salida y eliminando el ruido se puede medir más cómodamente el rizado (ver Figura 38).

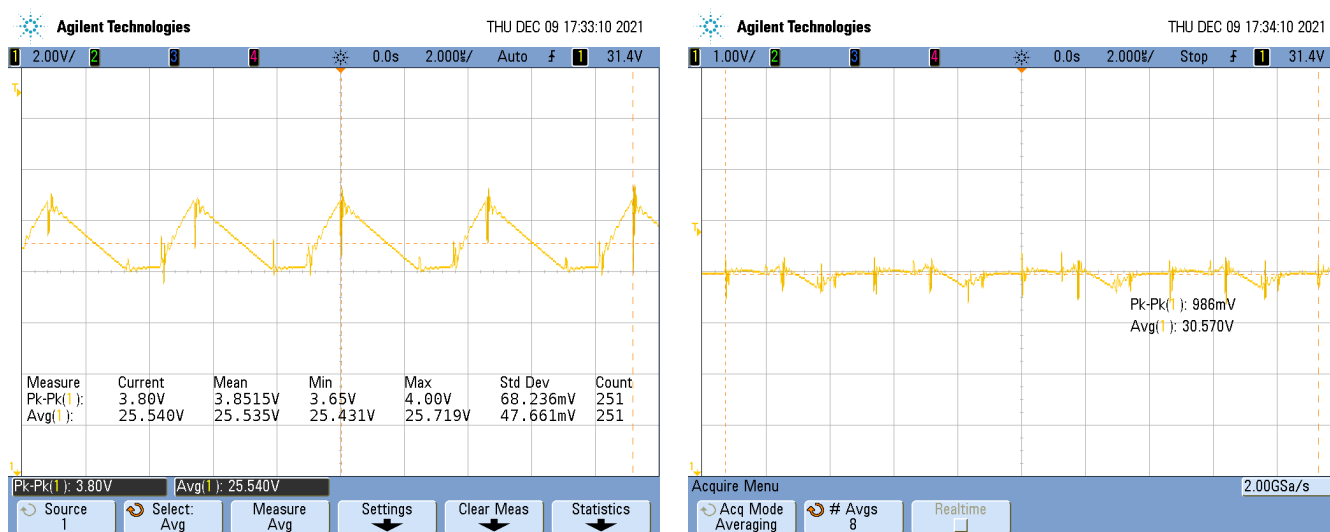


Figura 38. Tensión de salida del Elevador (I_{zq} : $V_{in} = 6V$, D_{cha} : $V_{in} = 12V$)

De la Figura 38 se extraen los siguientes datos acerca del convertidor reductor.

- Tensión de entrada 6V
 - Tensión de salida = 25.5V
 - Rizado = 1.9V (7.4%)
- Tensión de entrada 12V
 - Tensión de salida = 30.5V
 - Rizado = 0.5V (1.6%)

Por lo tanto, se cumplen todas las especificaciones de diseño. Se cuenta con una tensión de salida siempre superior a 24V, más en concreto, oscila en un rango que aproximadamente está entre 25V y 30V y un rizado siempre menor al 10%.

A continuación, se muestra como varía la tensión a la salida del convertidor elevador en todo el rango de funcionamiento (ver Figura 39). Se realiza un barrido durante todo el rango de funcionamiento y se mide con voltímetro la tensión de salida del convertidor. Los datos se recogen en la siguiente tabla (ver Tabla 3).

V _{in} [V]	V _{out,boost} [V]
6	25,773
7	26,482
8	26,783
9	27,102
10	27,617
11	27,890
12	28,017

Tabla 3. Salida del Convertidor Elevador

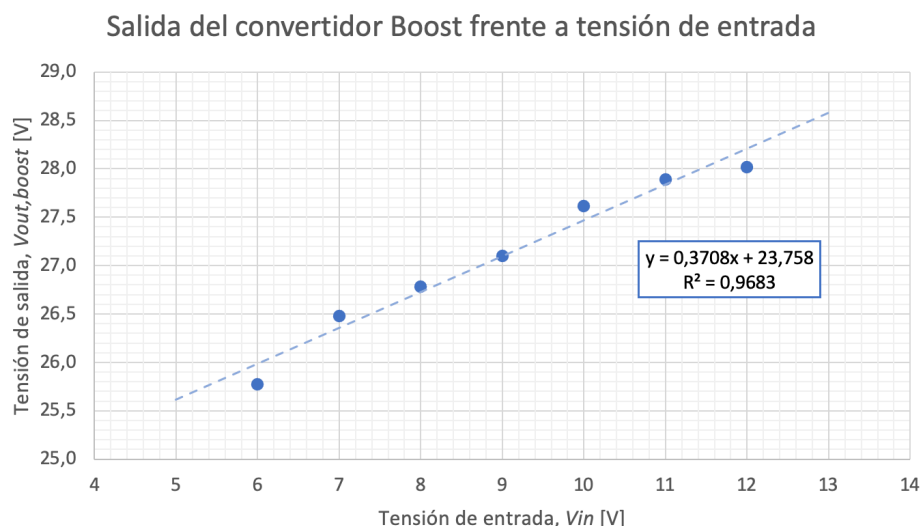


Figura 39. Salida del Convertidor Elevador frente a tensión de entrada

También se comprueba la corriente a través de la bobina (ver Figura 40).

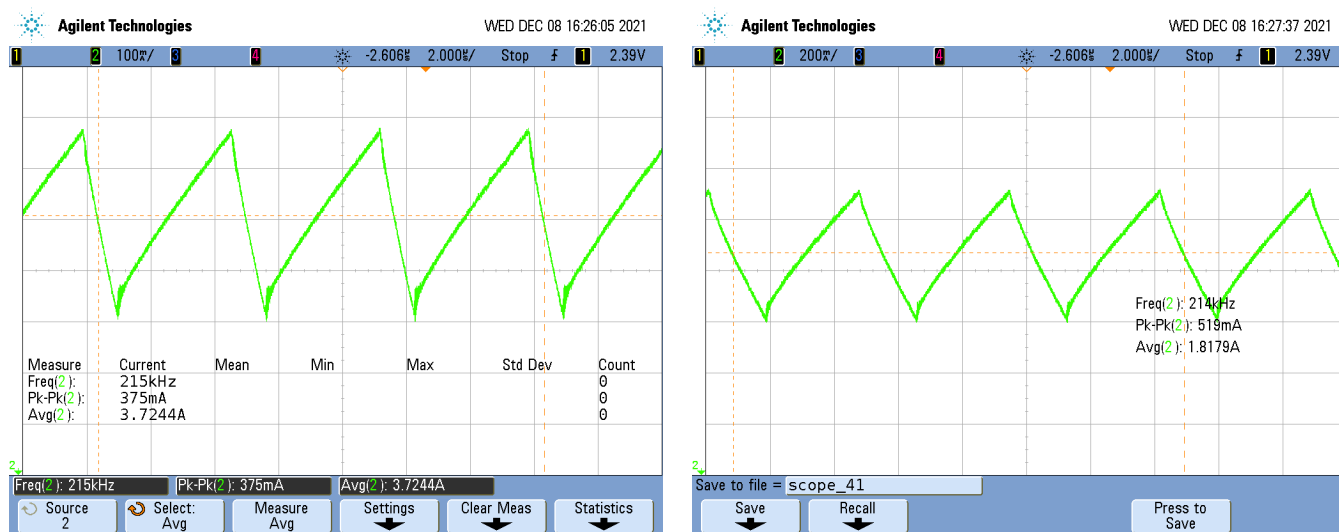


Figura 40. Corriente a través de la bobina del elevador (Izq: $V_{in} = 6V$, Dcha: $V_{in} = 12V$)

En la Figura 40, se observa que la corriente a través de la bobina varía considerablemente pero siempre dentro de un rango seguro de trabajo, siendo 3.7A lo máximo que se alcanza. Cuanto más corriente pase por el inductor más se calientan los componentes y menor rendimiento se obtiene.

9.4.3 RESULTADOS DEL REDUCTOR

Para cumplir con las especificaciones de diseño, en este caso lo importante es comprobar la corriente a través del LED. Se obtiene (ver Figura 41):

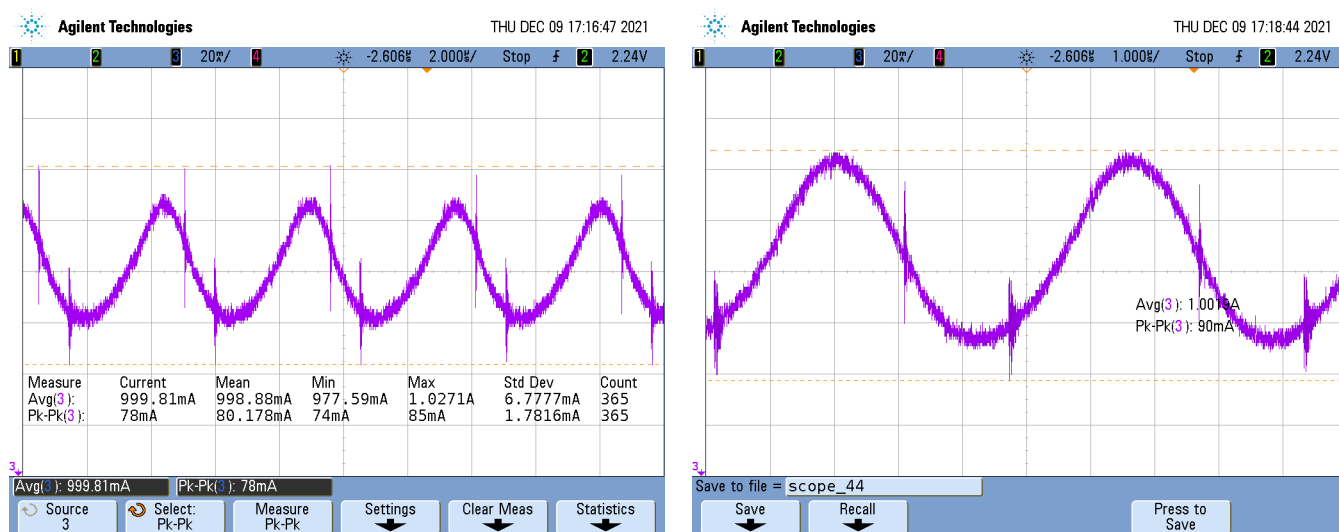


Figura 41. Corriente a través del LED (Izq: $V_{in} = 6V$, Dcha: $V_{in} = 12V$).

De la Figura 41 se extraen los siguientes datos acerca del convertidor reductor.

- Tensión de entrada 6V
 - Corriente por el LED = 999 mA
 - Rizado = 39 mA (3.9%)
- Tensión de entrada 12V
 - Corriente por el LED = 1.008 A
 - Rizado = 45 mA (4.5%)

Por lo tanto, se cumplen todas las especificaciones de diseño. Se cuenta con una corriente a través del LED de entorno a 1A durante todo el rango de funcionamiento y se obtiene un rizado siempre menor al 5%.

Cabe resaltar que, aunque esta parte del circuito es la diseñada en este Trabajo de Fin de Grado, no funcionaría correctamente sin la parte complementaria diseñada por mi compañero.

9.4.4 EFICIENCIA

En esta sección, se muestran las medidas y cálculos relacionados con la eficiencia del convertidor de potencia.

Se lleva a cabo un barrido para todo el rango de funcionamiento, desde 6V hasta 12V. Se toman medidas de la tensión y la corriente tanto de entrada como de salida. De esta forma se puede calcular la potencia como $P = VI$ en ambos sitios. La eficiencia por tanto queda como $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$.

Cabe puntualizar que:

- La tensión de entrada se asume la que ofrece la fuente.
- La corriente de entrada se mide con un amperímetro en serie con la inductancia.
- La tensión de salida se mide como con un voltímetro.
- La corriente de salida se mide con un amperímetro en serie con el LED.

Se decide realizar la medida de potencia con polímetro, pues ofrece una precisión mucho mayor a la que ofrece la misma medida llevada a cabo con el osciloscopio. Aun así, se recoge una muestra de las señales de salida en el osciloscopio (ver Figura 42).

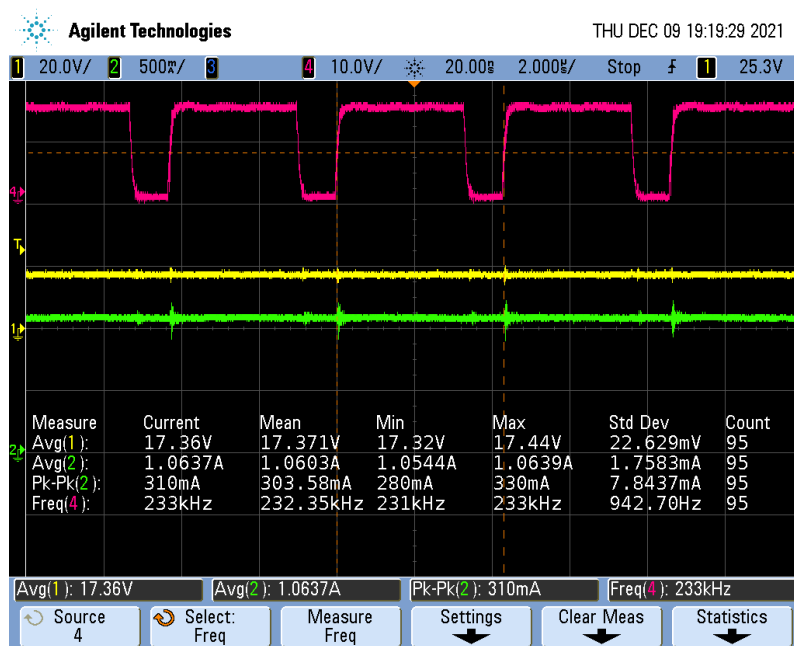


Figura 42. Señales de Salida a 12V (Amarillo: V_{led} Verde: I_{led} Rojo: PWM)

Los resultados obtenidos del barrido para calcular la eficiencia se recogen en la Tabla 4.

$V_{in}[V]$	$I_{in}[A]$	$P_{in}[W]$	$V_{out}[V]$	$I_{out}[A]$	$P_{out}[W]$	η	$f_s[kHz]$
6	3,5621	21,37	17,361	1,0637	18,47	86,40%	233
7	2,9513	20,66	17,396	1,0454	18,19	88,03%	230
8	2,5265	20,21	17,263	1,0437	18,02	89,14%	229
9	2,2516	20,26	17,280	1,0555	18,24	90,01%	229
10	2,0070	20,07	17,316	1,0512	18,20	90,70%	229
11	1,8058	19,86	17,318	1,0529	18,23	91,80%	229
12	1,6536	19,84	17,234	1,0634	18,33	92,36%	228

Tabla 4. Medidas de Eficiencia

En la Tabla 4 se observa una clara tendencia a aumentar la eficiencia según aumenta la tensión de entrada. Esto se debe principalmente a la tendencia inversa de la corriente de entrada, que disminuye según aumenta la tensión. De esta forma, se reducen

las pérdidas de conducción en el MOSFET y especialmente en el diodo del convertidor elevador. Se representa esta relación en la siguiente gráfica (ver Figura 43).

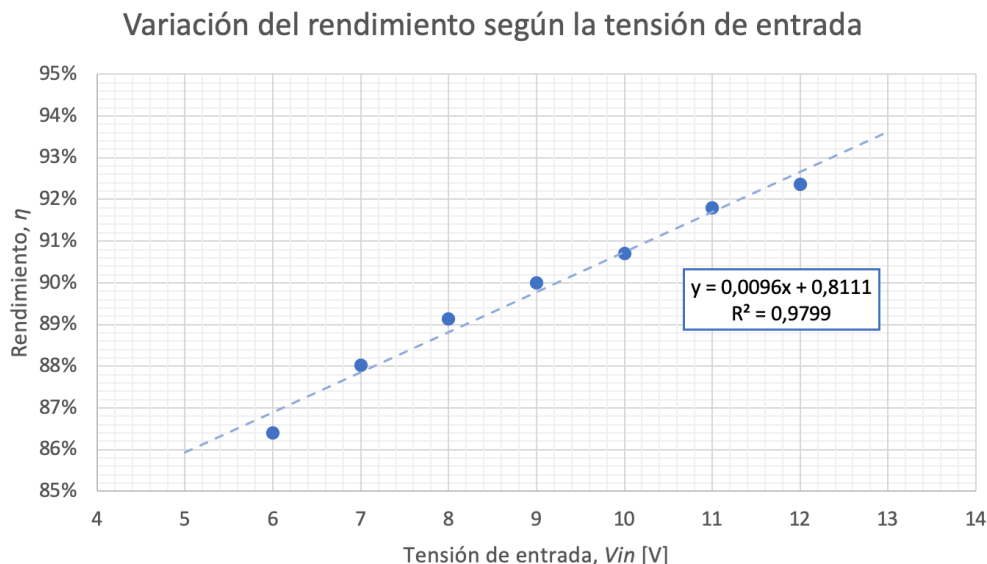


Figura 43. Rendimiento frente a tensión de entrada

Se comprueba que el rendimiento es superior a la especificación de 85% para todo el rango de funcionamiento. Cabe resaltar que este rendimiento puede verse disminuido si el convertidor trabaja durante mucho tiempo, pues se calientan los componentes y pierden eficiencia.

9.4.5 ATENUACIÓN DEL LED

Como añadido extra al diseño, se incluye la posibilidad de regular la potencia del LED. De esta manera, se incluye un módulo al controlador de corriente que modifica la corriente de salida para conseguir una menor o mayor potencia en el LED. Este añadido es principalmente un potenciómetro conectado a un operacional que altera la señal de referencia del controlador y, por tanto, modifica el ciclo de trabajo del MOSFET, variando así la corriente del convertidor reductor. Con esta pequeña incorporación se consigue regular a gusto el brillo del LED, desde un 10% hasta un 100% de potencia.

Para comprobar la esta parte del diseño, se prueba el circuito a máxima potencia y se trata de regular la corriente con el potenciómetro. Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente tabla (ver Tabla 5):

Vin[V]	Iin[A]	Pin[W]	Vout[V]	Iout[A]	Pout[W]	η
12,00	1,6527	19,83	18,410	0,9947	18,31	92,34%
12,00	1,5193	18,23	18,317	0,8967	16,42	90,09%
12,00	1,3783	16,54	18,072	0,8080	14,60	88,29%
12,00	1,2078	14,49	17,969	0,7053	12,67	87,44%
12,00	1,0105	12,13	17,745	0,5940	10,54	86,93%
12,00	0,8473	10,17	17,483	0,4993	8,73	85,85%
12,00	0,6872	8,25	17,189	0,4017	6,90	83,73%
12,00	0,5177	6,21	16,832	0,2937	4,94	79,58%
12,00	0,3787	4,54	16,484	0,2001	3,30	72,58%
12,00	0,2284	2,74	16,311	0,0986	1,61	58,68%

Tabla 5. Medidas durante la atenuación

El rendimiento aumenta con la potencia como se muestra en la siguiente gráfica (ver Figura 44):

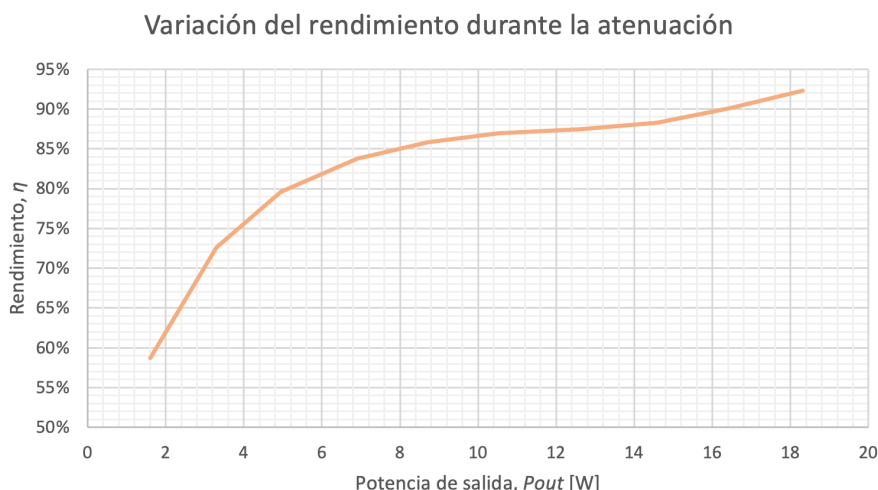


Figura 44. 10-100% atenuación del LED, potencia v eficiencia

Adicionalmente se comprueba la velocidad de respuesta del diseño (ver Figura 45):

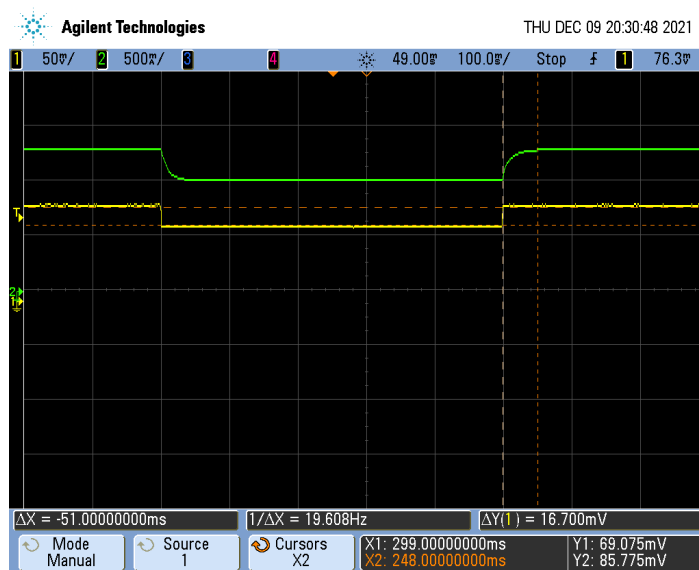


Figura 45. Respuesta a Escalón de Referencia a máxima potencia (12V) (Amarillo: referencia, Verde: respuesta)

En la Figura 45 se observa como el tiempo de alcance de la corriente del LED frente a un escalón de referencia con el convertidor funcionando a máxima potencia es de unos 51 ms (ΔX). Durante las simulaciones realizadas durante el diseño del controlador, se esperaba un tiempo de respuesta muy similar. Esto es otra demostración de como el diseño inicial se ve plasmado en el circuito montado. Además, es un tiempo de respuesta muy razonable y hace que los cambios en el brillo se vean suaves. La contra parte a la atenuación es que el diseño no estaba preparado para contar con ella, así que la eficiencia cae considerablemente como se puede observar en la Figura 44.

9.4.6 DENSIDAD DE POTENCIA

Por último, se evalúa la densidad de potencia del convertidor. Con la ayuda de una regla o un micrómetro donde fuera necesario se mide el volumen de los componentes. Los volúmenes de caja de los inductores y condensadores suman 25.50 cm³.

$$(9.1) \quad \text{Densidad de Potencia} = \frac{P_{out}}{V} = 0.7188 \frac{W}{cm^3}$$

Cuanto mayor este valor, mejor el diseño. Se podría mejorar encontrando componentes más pequeños o con menores pérdidas. Lo que probablemente resultaría en un desembolso económico más alto.

9.4.7 RESULTADOS OBTENIDOS

Especificaciones de diseño		Resultados logrados
Frecuencia de conmutación	$> 200 \text{ kHz}$	216 kHz
Eficiencia máxima	$> 85\%$	92.36%
Atenuación	10-100%	10-100%
Tensión de salida del elevador	$\geq 24\text{V}$	$\geq 25.5\text{V}$
Rizado de la tensión de salida del elevador	$< 10\%$	$< 7.4\%$
Corriente a través del LED	$\leq 1 \text{ A}$	$I_{\text{max}} = 1.008 \text{ A}$
Rizado de la corriente de salida	$< 5\%$	$< 4.5\%$

Tabla 6. Resultados del convertidor reductor-elevador

Como se recoge en la Tabla 6, el convertidor reductor-elevador diseñado en este Trabajo de Fin de Grado cumple con todas las especificaciones de diseño. Se puede argumentar que la corriente a través del LED queda fuera de los parámetros establecidos, sin embargo, cae dentro del rango de error permitido.

Capítulo 10. CÁLCULO DE COSTES

Sabiendo que el funcionamiento del convertidor es el esperado y, aunque se trata de un primer prototipo placa base, se ha llevado a cabo un registro de los costos de fabricación de esta. Los materiales y componentes utilizados se recogen en el BOM (lista de materiales) del Anexo II. BOM.

Para calcular el precio de fabricación de una placa base se deben tener en cuenta las siguientes consideraciones:

- Todos los cálculos se hacen sobre los costes del prototipo y, por tanto, el precio final puede estar sujeto a futuros cambios.
- El prototipo de convertidor se desarrolla en su totalidad con componentes *Through Hole* y se prevé que el producto final utilice componentes SMD.
- Se incluye la mano de obra como parte de la subcontratación al fabricante de placas.

En el Anexo II. BOM (Listado de Materiales prototipo THT) se muestra la lista de materiales y componentes utilizados en el prototipo. Así mirando los datos que se han ido recogiendo a lo largo de todo el proceso, y como se muestra en el BOM, el coste de fabricación de una sola placa convertidora de potencia es de \$40.68.

También hay que tener en cuenta que el coste de producción en masa de un producto final reduciría de manera significativa el coste total del producto. En el BOM se muestra como al fabricar un centenar de unidades en lugar de una única placa el precio se reduce. Se observa como el precio cae un 11% por unidad fabricada y un tanto más al fabricar mil unidades.

Ante el inminente cambio a componentes SMD y la automatización del proceso de montaje, se muestra también los componentes seleccionados como alternativa para

llevar a cabo la evolución de la placa. Se puede observar que el precio de los componentes SMD es significativamente más bajo, lo que permite reducir el coste de fabricación e incluso valorar utilizar placas más complejas con un número mayor de capas. Esto podría suponer una gran ventaja al reducir el tamaño de la placa de manera considerable.

Como se muestra en el BOM alternativo para componentes SMD, aun invirtiendo en placas mejores y más costosas, si fabricamos en masa (un millar de unidades como referencia), el total unitario es de \$28.99 que supone un 9% menos al de fabricación en masa con componentes THT.

Si bien es cierto que este cambio supondría una reestructuración de la posición de los componentes, las trazas y, en definitiva, un proyecto prácticamente nuevo, a largo plazo y con expectativas de fabricar en masa el producto es muy beneficioso estudiar la posibilidad de convertir la placa actual en una versión nueva con estos componentes.

Para poder establecer un precio rentable de salida del producto es necesario hacer una valoración del coste del proceso de desarrollo, además del coste de los prototipos ya mostrados en el BOM.

Fase de Desarrollo	Horas de Trabajo (h)
Fase 1	51
Convertidor	13
Control	38
Fase 2	50
Simulaciones	21
Diseño en Altium	29
Fase 3	53
Montaje PCB	53
Fase 4	59
Ensayos	26
Análisis de Resultados	19
Conclusiones	14
Redacción	65
Documentación	55
Presentación	10
Total	278

Tabla 7. Horas de Trabajo (Fernando)

En primer lugar, se ha de evaluar las horas de trabajo empleadas a lo largo de todo el proceso. En mi caso esas horas de trabajo se muestran en la Tabla 7. Por otro lado, se tiene en cuenta las horas del resto de personas involucradas en el proyecto. Mi compañero Javier es la otra persona con una carga de trabajo igual a la mía, pues muchas de estas horas han sido colaborativas. También hay que sumar la participación de un ayudante de laboratorio y la involucración del director a la hora de dirigir y

asegurar el buen camino del proyecto. Así, se puede estimar el coste de personal el cual se muestra en la Tabla 8.

Cargo	Salario (\$/h)	Horas de trabajo (h)	Coste (\$)
Investigador 1	27	278	\$ 7.506,00
Investigador 2	27	253	\$ 6.831,00
Ayudante de Lab	20	50	\$ 1.000,00
Especialista / Director	50	25	\$ 1.250,00
Coste Total			\$ 16.587,00

Tabla 8. Coste de Personal

Este coste de personal solo incluye el tiempo dedicado al desarrollo del primer prototipo con componentes THT, no a la planteada evolución a una placa con SMDs. De ser así, el coste de desarrollo incrementaría porcentualmente, pues como ya se ha explicado requeriría rediseñar parte del *layout* de la placa y una nueva fase de pruebas. Si se estima las horas de trabajo adicional que esto requeriría se obtiene el siguiente coste de personal extra (ver Tabla 9).

Cargo	Salario (\$/h)	Horas de trabajo (h)	Coste (\$)
Investigador 1	27	50	\$ 1.350,00
Investigador 2	27	50	\$ 1.350,00
Ayudante de Lab	20	7	\$ 140,00
Especialista / Director	50	5	\$ 250,00
Coste Total			\$ 3.090,00

Tabla 9. Coste de Personal fase adicional de desarrollo

Así se obtiene que el coste aproximado del personal durante el desarrollo es de aproximadamente un total de DIECINUEVE MIL SEISCIENTOS SETENTA Y SIETE dólares.

Para los costes de las tecnologías utilizadas durante el desarrollo se asume que son aprovechadas por cinco grupos anualmente durante un total de cinco años. De esta manera, estas tecnologías se amortizan y nos permite dividir el coste de cada una entre los diferentes beneficiarios de su uso. Se incluyen las licencias de los programas requeridos, así como la máquina para soldar o los equipos electrónicos utilizados.

Producto	Coste Unitario (\$)	Coste Amortizado (\$)	Total (\$)
Ordenador y SO	1500	60	\$ 60,00
Osciloscopio	6400	256	\$ 256,00
Licencias	300	12	\$ 12,00
Coste Total			\$ 328,00

Tabla 10. Costes materiales

Como se puede ver en la Tabla 10, los costes las tecnologías utilizadas durante de la fase de desarrollo es de aproximadamente TRESCIENTOS VEINTIOCHO dólares y casi se puede despreciar en comparación del coste del personal.

El coste de la fase de desarrollo, que incluye costes de personal, costes materiales, una placa prototipo THT y una placa prototipo SMD (consultar Anexo II. BOM para los costes unitarios de cada placa) asciende a un total de VEINTE MIL OCHENTA Y OCHO dólares.

Para hacer un análisis de inversión se deben tener en cuenta diferentes datos de los que no se dispone, así se llevarán a cabo las siguientes asunciones para un período de diez años (2022 - 2032):

- Se asume un coste de fabricación constante.
- Se asume que se fabrican las mismas unidades anualmente (un millar de unidades).
- Se estima un crecimiento del 15% en ventas respecto al año anterior.
- Se estima un 7% de tasa de descuento al ser una inversión con poco riesgo.
- Se asume un impuesto de alrededor al 25%.

De esta forma podemos ver qué precio debe tener la placa para obtener cierta Tasa de Retorno en un periodo de diez años. Situando un precio de venta de mercado competitivo de \$42 dólares y unas ventas de 475 unidades el primer año se obtienen los resultados mostrados en el Anexo I. Análisis de Inversión Se observa una TIR del 20% y unas ganancias de VEINTINUEVE MIL SEISCIENTOS SESENTA Y OCHO dólares en diez años. Sabiendo que tiene mucho futuro, margen de mejora y las asunciones son bastante conservadoras, se considera muy viable esta operación.

Capítulo 11. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

11.1 APRENDIZAJE Y MEJORAS

Las ecuaciones pueden darnos una idea de los resultados esperados, las herramientas de simulación pueden ayudarnos a determinar cuándo hay problemas en el diseño frente a la implementación, y los equipos de instrumentación nos ayudan a encontrar la fuente del problema. Sin embargo, la única forma de poner solución a los problemas viene de pasar horas y horas desarrollando ideas en un laboratorio.

11.1.1 PROBLEMAS

A lo largo de las diferentes fases del proyecto me he ido encontrando con diversos problemas que me he visto obligado a superar. Algunos de estos problemas eran sencillos de resolver, mientras que otros requerían aprender de ellos y volver a empezar desde el punto anterior. Es por esto que he recopilado los problemas que me he ido encontrando durante el diseño. Los más significativos fueron:

Probando el convertidor reductor se observó una señal de accionamiento del MOSFET del lado alto muy inestable. Esto se debe a que cuando IR2125 detecta V_{bs} de menos de 8V, el voltaje de bloqueo apaga el circuito integrado. Conectando a tierra el pin de error del controlador se resolvió el problema.

Siguiendo con los problemas del controlador de corriente se observó que el controlador del convertidor reductor no alcanzaba a generar un ciclo de trabajo del 100%. Esto se debe a que el *bootstrap* se estaba cargando cuando se enciende el lado bajo y proporciona la energía cuando se enciende el lado alto, por lo tanto, cuando hay un ciclo constante del 100%, el *bootstrap* no se puede cargar y el MOSFET del lado alto no se activa. Por suerte, durante el diseño se había previsto esta posibilidad y se dejó hueco para implementar un divisor de tensión a la salida del amplificador operacional (R_6 y R_7

en la Figura 15), así se limita la señal de la compuerta del lado alta por debajo del 100%. La solución fue bastante sencilla gracias a una buena planificación previa.

El último gran problema surgió casi al final del montaje fue que el LED no se iluminaba cuando todo el circuito parecía estar funcionando correctamente. Cuando el LED está conectado solo, actúa como una carga abierta. En esta situación, V_{gs} tiene un mínimo de 5V, lo que hace que el interruptor de lado alto esté encendido continuamente. El problema se debe al filtro LC del convertidor reductor, dado que no hay corriente continua a través de la bobina, el voltaje del capacitor no está definido e intentará cargar hasta el voltaje de entrada máximo, sin carga conectada a través de él para descargarlo. Es por eso que se conecta una resistencia a través de la salida, en paralelo al LED y de un orden de magnitud mayor ($100\ \Omega$), de modo que, aunque no se conecte una carga externa, el convertidor ve una carga mínima para un funcionamiento estable. Esto altera muy ligeramente el rendimiento, que sigue estando en los valores permitidos (92.36% es ya el valor obtenido con la resistencia adicional, frente a valores entorno al 93% sin ella).

11.1.2 MEJORAS

La ventaja de trabajar en prototipos es que te permite tener fallos y aprender para versiones futuras de tu trabajo.

De cara al diseño, existen muchas posibilidades de mejora. Si bien es cierto que no todas van a ser óptimas, pues algunas pueden aportar demasiada complejidad o un desembolso económico mucho mayor, sí que está bien comentarlas.

Si se incluyese rectificación síncrona se conseguiría aumentar significativamente la eficiencia y resolver el problema de encendido del LED, porque el lado bajo siempre podría encenderse, por lo que no será necesario conectar la resistencia paralela de carga. Esta técnica requiere una señal de puerta complementaria en el otro interruptor, y también un circuito de tiempo muerto para evitar que se dispare. Aumentaría de forma considerable la complejidad del circuito.

Añadiendo una rama complementaria en cada fase, con dos bobinas en paralelo, se consigue una secuencia multifásica que puede disminuir la corriente y la ondulación del voltaje, reducir la pérdida de conducción y la pérdida por armónicos de la bobina.

11.1.3 CONSEJOS

Algunos de los detalles que aprendí durante el proceso a considerar para futuros trabajos sería:

- Dejar espacio para añadir un condensador de derivación donde pueda haber señales de CA indeseadas en la línea de CC.
- Asegurar de que las entradas en los comparadores o amplificadores operacionales estén dentro del rango antes de ponerlos en funcionamiento para evitar romper estos componentes.
- Dedicar todo el tiempo que sea necesario a comprobar los esquemáticos antes de mandar fabricar la PCB. Evitar errores en esta parte del diseño ahorra horas y horas de estar buscando una mala conexión en la placa. Por no mencionar el tiempo que se pierde intentado mover las trazas mal diseñadas.
- Es mejor ser precavido en el diseño y utilizar factores de seguridad más altos.
- Atacar los problemas uno a uno y anotar los fallos para aprender de los errores y no volver a cometerlos.
- Muchas veces el error no está en el diseño, ¡si no en una mala conexión!

11.2 ÉXITO DEL PROYECTO

Con todo el camino recorrido hasta este punto se puede concluir que el proyecto ha tenido un resultado satisfactorio. A partir de los resultados obtenidos durante la fase experimental se puede asegurar que se ha cumplido con el objetivo fundamental, cumplir con todas las especificaciones de diseño. Además, se ha incluido una funcionalidad adicional, la atenuación del LED.

Gran parte del trabajo que hay detrás de este proyecto no se puede ver reflejado de manera explícita. Detrás de toda la parte teórica hay muchas horas de borradores y modelos matemáticos hasta dar con el que se ve plasmado en el documento. A esto se le suma las incontables horas de laboratorio para conseguir ensamblar un producto final. Se considera un gran éxito la metodología que se ha seguido, cumpliendo con todos los tiempos preestablecidos que ha ayudado a terminar el proyecto incluso antes de la fecha límite.

El trabajo en equipo ha sido fundamental, pues no habría sido posible completar el proyecto a tiempo sin la ayuda de mi compañero Javier, quien me acompañó durante todo este camino.

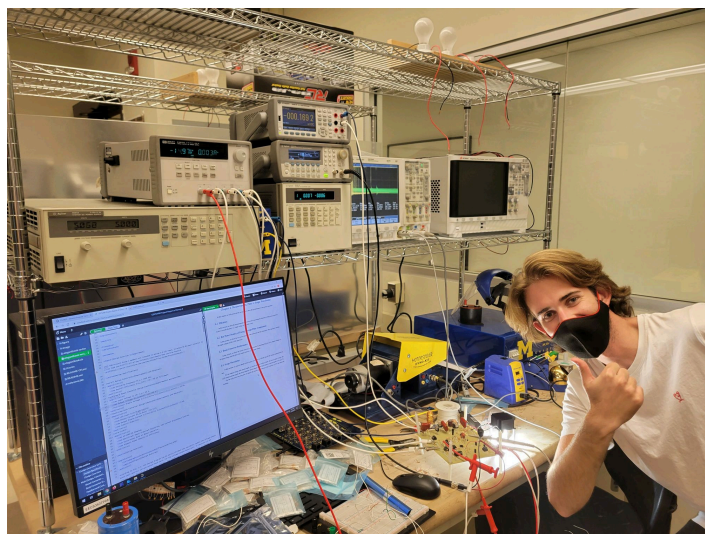


Figura 46. Yo con el convertidor funcionando, LED iluminado

Capítulo 12. BIBLIOGRAFÍA

- Advanced Circuits. (2015). *2 Layer & 4 Layer PCB Prototyping*. Recuperado el 19 de Febrero de 2022, de <https://www.4pcb.com/pcb-prototype-2-4-layer-boards-specials.html>
- Ahlberg Touchstone, L. (2021). *Nick Holonyak Jr., pioneer of LED lighting, awarded Queen Elizabeth Prize*. Recuperado el 14 de Abril de 2022, de <https://news.illinois.edu/view/6367/943749387>
- Akasaki, I., Amano, H., & Nakamura, S. (2014). *Blue LEDs - Filling the world with new light*. The Royal Swedish Academy of Sciences - Premio Nobel de Física.
- Altium Designer. (2022). *Software y herramientas de diseño de PCB para construir la próxima generación en electrónica | Altium*. Recuperado el 10 de Febrero de 2022, de <https://www.altium.com/es>
- Comisión Europea. (2021). *Marco sobre clima y energía para 2030. Climate Action*. Recuperado el 19 de Abril de 2022, de https://ec.europa.eu/clima/eu-action/climate-strategies-targets/2030-climate-energy-framework_es
- Enerdata. (2021). *World Energy Statistics*. Recuperado el 12 de Abril de 2022, de <https://yearbook.enerdata.net/total-energy/world-consumption-statistics.html>
- Erickson, R., & Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals Of Power Electronics*. Kluwer Academic.
- Hemmati, R., & Saboori, H. (2016). *Emergence of hybrid energy storage systems in renewable energy and transport applications – A review*. Tesis Doctoral.
- Martin de San Pablo, J. (2022). *Diseño y prueba de un convertidor elevador y su controlador para posterior fabricación de un convertidor de potencia CC-CC*. Proyecto Fin de Grado (Pendiente de publicar), Madrid.

- Matvoz, D., & Maksić, M. (2012). Comparison of LED and CFL lamps and their impact on electric power network. In 2012 IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power. *IEEE*, 320-327.
- Neshovski, R. (2022). *Home - United Nations Sustainable Development*. Recuperado el 19 de Abril de 2022, de <https://www.un.org/sustainabledevelopment/>
- Nisa Khan, M. (2013). *Understanding LED illumination*. Crc Press.
- Nohan, N., Robbins, W., & Undeland, T. (2007). *Power Electronics: Converters, application and design*. Hoboken, Nj: Wiley.
- PLECS | Plexim. (2021). *Plexim.com*. Recuperado el 3 de Febrero de 2022, de <https://www.plexim.com/products/plecs>
- Roser, M., Ortiz-Espina, E., & Ritchie, H. (2013). *Our World In data: Life Expectancy*. Recuperado el 14 de Abril de 2022, de <https://ourworldindata.org/life-expectancy>
- Seed Studio. (2016). *Luz del día, es la artificial tan buena como la natural?* Recuperado el 15 de Abril de 2022, de <https://www.studioseed.net/blog/proyectos-referencia/computer-graphics/vray-2/luz-del-dia-es-la-artificial-tan-buena-como-la-natural/>

ANEXO I. ANÁLISIS DE INVERSIÓN

	AÑO										
	\$0	\$1	\$2	\$3	\$4	\$5	\$6	\$7	\$8	\$9	\$10
Costes de Fabricación		-\$28.989	-\$28.989	-\$28.989	-\$28.989	-\$28.989	-\$28.989	-\$28.989	-\$28.989	-\$28.989	-\$28.989
Ingresos Anuales		\$19.950	\$22.943	\$26.384	\$30.341	\$34.893	\$40.127	\$46.146	\$53.067	\$61.028	\$70.182
BAI		-\$9.039	-\$6.047	-\$2.606	\$1.352	\$5.903	\$11.137	\$17.156	\$24.078	\$32.038	\$41.192
Impuesto		\$2.260	\$1.512	\$651	-\$338	-\$1.476	-\$2.784	-\$4.289	-\$6.019	-\$8.010	-\$10.298
CF Operativo		-\$6.780	-\$4.535	-\$1.954	\$1.014	\$4.427	\$8.353	\$12.867	\$18.058	\$24.029	\$30.894
Inversiones	\$0	\$1	\$2	\$3	\$4	\$5	\$6	\$7	\$8	\$9	\$10
Costes de Desarrollo	-\$20.088										
Flujo Total Caja	-\$20.088	-\$6.780	-\$4.535	-\$1.954	\$1.014	\$4.427	\$8.353	\$12.867	\$18.058	\$24.029	\$30.894
Tasa Descuento	7%	1,07	1,14	1,23	1,31	1,40	1,50	1,61	1,72	1,84	1,97
HOY	-\$20.088	-\$6.336	-\$3.961	-\$1.595	\$774	\$3.157	\$5.566	\$12.867	\$10.510	\$13.070	\$15.705
Unidades Vendidas	-	475	546	628	722	831	955	1099	1264	1453	1671

\$ 29.667,91 Valor Actual Neto
15% TIR

precio venta \$ 42,00

ANEXO II. BOM

Listado de Materiales: Prototipo THT

Part No.	Part Title	Value	Type	Supplier	Quantity	Unit Price	x100 Converters	x1000 Converters
BUCK	1 MBR1045		Diode	Vishay	1	\$ 0,41	\$ 32,80	\$ 295,20
	2 IPPO40N06NAKSA1		Mosfet	Infineon	1	\$ 2,38	\$ 171,50	\$ 1.543,50
	3 M39014/01-1593	0.1uF	Capacitor	KYOCERA AVX	1	\$ 2,16	\$ 133,19	\$ 1.198,71
	4 T68-18 Core		Inductor	Reichelt	1	\$ 1,15	\$ 115,00	\$ 1.035,00
	5 BR3FBR100	0.1 Ohms	Resistor	Stackpole	1	\$ 0,88	\$ 56,25	\$ 506,25
	6 IR2125		HSGD	Infineon	1	\$ 2,07	\$ 165,60	\$ 1.490,40
BUCK CONTROLLER	7 LM358P		IC - Opamp	TI	1	\$ 0,49	\$ 27,14	\$ 244,26
	8 LM319N/NOPB		IC - comp	TI	1	\$ 2,48	\$ 186,49	\$ 1.678,41
	9 C323C103K3G5TA	10uF	Capacitor	Kemet	5	\$ 0,16	\$ 32,45	\$ 292,03
	10 9001D0	1pF	Capacitor	NTE	1	\$ 0,15	\$ 14,11	\$ 126,99
	11 CK45-B3AD101KYGNA	100pF	Capacitor	TDK	5	\$ 0,41	\$ 43,05	\$ 387,45
	12 CF18JA330R	330 Ohms	Resistor	Stackpole	2	\$ 0,01	\$ 1,00	\$ 9,00
	13 CCF551K00FKE36	1 kOhms	Resistor	Vishay	3	\$ 0,15	\$ 7,05	\$ 63,45
	14 CCF072K20GKE36	2.2 kOhms	Resistor	Vishay	1	\$ 0,02	\$ 2,35	\$ 21,15
	15 294-5.1K-RC	5.1 kOhms	Resistor	TubeDepot	1	\$ 0,15	\$ 9,45	\$ 85,05
	16 294-51K-RC	51 kOhms	Resistor	TubeDepot	2	\$ 0,15	\$ 18,90	\$ 170,10
TIMER	17 CCF07100KGKE36	100 kOhms	Resistor	Vishay	1	\$ 0,12	\$ 2,35	\$ 21,15
	18 TLC555IP		IC - timer	TI	1	\$ 0,93	\$ 64,85	\$ 583,65
	19 1N4148		Diode	NTE	2	\$ 0,12	\$ 18,96	\$ 170,64
	20 WW5JT150R	150 Ohms	Resistor	Stackpole	1	\$ 0,34	\$ 33,53	\$ 301,77
	21 CCF072K20GKE36	2.2 kOhms	Resistor	Vishay	1	\$ 0,02	\$ 2,35	\$ 21,15
	22 C336C102JAG5TA	1nF	Capacitor	Kemet	3	\$ 0,17	\$ 49,87	\$ 448,85
	23 2N3906TFR		Transistor BJT	Onsemi	1	\$ 0,07	\$ 6,95	\$ 62,55
BOOST	24 MBR1045		Diode	Vishay	1	\$ 0,41	\$ 32,80	\$ 295,20
	25 IPPO40N06NAKSA1		Mosfet	Infineon	1	\$ 2,38	\$ 171,50	\$ 1.543,50
	26 GMC32X6S106K25NT	10uF	Capacitor	CAL-CHIP	1	\$ 0,20	\$ 20,00	\$ 180,00
	27 T106-26 Core		Inductor	Micrometals	1	\$ 0,75	\$ 75,00	\$ 675,00
	28 2EDF7275K		LSGD	Infineon	1	\$ 3,62	\$ 267,00	\$ 2.403,00
BOOST CONTROLLER	29 MCP1407-E/P		IC - comp	TI	1	\$ 1,47	\$ 135,00	\$ 1.215,00
	30 GMC32X6S106K25NT	10uF	Capacitor	CAL-CHIP	6	\$ 0,20	\$ 120,00	\$ 1.080,00
	31 RSF100JB-73-5K6	5.6 kOhms	Resistor	Yageo	1	\$ 0,32	\$ 10,44	\$ 93,96
	32 43F900E	900 Ohms	Resistor	Ohmite	1	\$ 1,66	\$ 106,81	\$ 961,29
	33 CCF072K20GKE36	2.2 kOhms	Resistor	Vishay	2	\$ 0,20	\$ 13,46	\$ 121,14
	34 CCF551K00FKE36	1 kOhms	Resistor	Vishay	1	\$ 0,15	\$ 2,35	\$ 21,15
	35 CFR100J10K	10 kOhms	Resistor	TubeDepot	1	\$ 0,35	\$ 11,42	\$ 102,78
	36 CCF07100KGKE36	100 kOhms	Resistor	Vishay	1	\$ 0,20	\$ 6,73	\$ 60,57
	37 Diode 1N4148		Diode	Vishay	1	\$ 0,44	\$ 34,80	\$ 313,20
	38 SNT-100-YW-T		Shunt Jumper	Samtec Inc	10	\$ 0,16	\$ 159,10	\$ 1.431,90
TOTAL	39 PCB		Placa	Advanced Circuits	1	\$ 13,18	\$ 1.255,00	\$ 10.542,00
						\$ 40,68	\$ 3.616,60	\$ 31.796,40

Listado de Materiales: alternativa SMD

	Part No.	Part Title	Value	Type	Supplier	Quantity	Unit Price	x100 Converters	x1000 Converters
BUCK	1	MBRD1045		Diode	SMC	1	\$ 0,61	\$ 39,05	\$ 384,30
	2	XPN12006NCL1XHQ		Mosfet	Toshiba	1	\$ 1,29	\$ 89,82	\$ 812,70
	3	C1206S104K5RACAUTO	0.1uF	Capacitor	Kemet	1	\$ 0,49	\$ 22,93	\$ 308,70
	4	B82464D6103M000	220uH	Inductor	EPCOS	1	\$ 2,45	\$ 158,24	\$ 1.543,50
	5	BR3FBR100	0.1 Ohms	Resistor	Stackpole	1	\$ 0,88	\$ 56,25	\$ 506,25
	6	IR2125		HSGD	Infineon	1	\$ 2,07	\$ 165,60	\$ 1.490,40
BUCK CONTROLLER	7	LM358PSR		IC - Opamp	TI	1	\$ 0,43	\$ 27,60	\$ 270,90
	8	LM319AMX/NOPB		IC - comp	TI	1	\$ 1,57	\$ 113,57	\$ 989,10
	9	CL10B103KB8WPJC	10uF	Capacitor	Samsung	5	\$ 0,11	\$ 19,15	\$ 346,50
	10	CGA3E2C0G2A010C080AA	1pF	Capacitor	TDK	1	\$ 0,19	\$ 6,32	\$ 119,70
	11	GMC10CG101F200NT	100pF	Capacitor	CAL-Chip	5	\$ 0,20	\$ 21,00	\$ 630,00
	12	RMC2F2512JT330R	330 Ohms	Resistor	Stackpole	2	\$ 0,30	\$ 19,78	\$ 378,00
	13	RQ73C2A1K08TD	1 kOhms	Resistor	TE	3	\$ 0,19	\$ 21,70	\$ 359,10
	14	RK73H1JRTTD2201F	2.2 kOhms	Resistor	KOA	1	\$ 0,04	\$ 4,20	\$ 25,20
	15	SDR03EZPJ512	5.1 kOhms	Resistor	Rohm	1	\$ 0,10	\$ 3,22	\$ 63,00
	16	ERJ-PA2F5102X	51 kOhms	Resistor	Panasonic	2	\$ 0,24	\$ 15,58	\$ 302,40
	17	RMC2F2512JT100K	100 kOhms	Resistor		1	\$ 0,10	\$ 1,90	\$ 63,00
TIMER	18	TLC555CPWR		IC - timer	TI	1	\$ 0,85	\$ 57,12	\$ 535,50
	19	1N4148W		Diode	SMC	2	\$ 0,14	\$ 13,84	\$ 176,40
	20	RMC2F2512JT150R	150 Ohms	Resistor	SMC	1	\$ 0,52	\$ 16,68	\$ 327,60
	21	RK73H1JRTTD2201F	2.2 kOhms	Resistor	KOA	1	\$ 0,12	\$ 4,20	\$ 75,60
	22	0603B102K5005D	1nF	Capacitor	NextGen	3	\$ 0,02	\$ 4,95	\$ 37,80
	23	BC817-40-7-F		Transistor BJT	Diodes Inc.	1	\$ 0,10	\$ 9,55	\$ 63,00
	24	MBRD1045		Diode	SMC	1	\$ 0,61	\$ 39,05	\$ 384,30
BOOST	25	XPN12006NCL1XHQ		Mosfet	Toshiba	1	\$ 1,29	\$ 89,82	\$ 812,70
	26	CL10B103KB8WPJC	10uF	Capacitor	Samsung	1	\$ 0,11	\$ 3,83	\$ 69,30
	27	T106-26 Core		Inductor	Micrometals	1	\$ 0,75	\$ 75,00	\$ 675,00
	28	2EDF7275K		LSGD	Infineon	1	\$ 3,62	\$ 267,00	\$ 2.403,00
	29	LM319AMX/NOPB		IC - comp	TI	1	\$ 1,57	\$ 113,57	\$ 989,10
BOOST CONTROLLER	30	CL10B103KB8WPJC	10uF	Capacitor	Samsung	6	\$ 0,11	\$ 10,45	\$ 415,80
	31	RMC2F2512JT5K60	5.6 kOhms	Resistor	Stackpole	1	\$ 0,30	\$ 28,50	\$ 189,00
	32	HSA25900RJ	900 Ohms	Resistor	TE	1	\$ 0,85	\$ 63,75	\$ 535,50
	33	RK73H1JRTTD2201F	2.2 kOhms	Resistor	KOA	2	\$ 0,12	\$ 4,20	\$ 151,20
	34	RQ73C2A1K08TD	1 kOhms	Resistor	TE	1	\$ 0,17	\$ 7,23	\$ 107,10
	35	RMC2F2512JT10K0	10 kOhms	Resistor	Stackpole	1	\$ 0,30	\$ 9,89	\$ 189,00
	36	RMC2F2512JT100K	100 kOhms	Resistor		1	\$ 0,10	\$ 1,90	\$ 63,00
	37	MBRD1045		Diode	SMC	1	\$ 0,61	\$ 39,05	\$ 384,30
	38	PCB + Mount	Placa	Advanced Circuits		1	\$ 18,75	\$ 1.668,75	\$ 11.812,50
TOTAL							\$ 42,27	\$ 3.314,25	\$ 28.989,45

ANEXO III. CALIBRE ALAMBRE AMERICANO

AWG#	Bare area, 10^{-3} cm^2	Resistance, $10^{-6} \Omega/\text{cm}$	Diameter, cm
0000	1072.3	1.608	1.168
000	850.3	2.027	1.040
00	674.2	2.557	0.927
0	534.8	3.224	0.825
1	424.1	4.065	0.735
2	336.3	5.128	0.654
3	266.7	6.463	0.583
4	211.5	8.153	0.519
5	167.7	10.28	0.462
6	133.0	13.0	0.411
7	105.5	16.3	0.366
8	83.67	20.6	0.326
9	66.32	26.0	0.291
10	52.41	32.9	0.267
11	41.60	41.37	0.238
12	33.08	52.09	0.213
13	26.26	69.64	0.190
14	20.02	82.80	0.171
15	16.51	104.3	0.153
16	13.07	131.8	0.137
17	10.39	165.8	0.122
18	8.228	209.5	0.109
19	6.531	263.9	0.0948
20	5.188	332.3	0.0874
21	4.116	418.9	0.0785
22	3.243	531.4	0.0701
23	2.508	666.0	0.0632
24	2.047	842.1	0.0566
25	1.623	1062.0	0.0505
26	1.280	1345.0	0.0452
27	1.021	1687.6	0.0409
28	0.8046	2142.7	0.0366
29	0.6470	2664.3	0.0330

ANEXO IV. CÓDIGO DE MATLAB PARA EL CONTROL

```
%% Parametros del Circuito

fs = 200e3; %Hz
R = 19.5;
L = 200e-6;
C = 0.1e-6;
Vg = 26;

R1 = 300; %filtro
R2 = 5.1e3;
R3 = 51e3;
R4 = R3;

R6 = 3.3e3;
R7 = 820;

C1 = 10e-9; %filtro
C2 = 1e-12;
C3 = 0.1e-9;
C4 = C3;

Rref = R2;
Vp = 3.325;

%% Planta

Gp = Vg *
(R*C*s+1)/(R*L*C*s^2+L*s+R)

figure(1)
bode(Gp);grid;

%% Km

Km = 1/Vp * R6/(R6+R7)

%% Control PI

Kp = R3/R2;
Ki = 1/R2/C3;

Gfb_simp = (s*R3*C3+1)/(s*R2*C3)
Gfb = (s*R3*C3+1)/(s*R2*C3)/(s*R3*C2+1);

%% Filtro RC

R1 = 300;
C1 = 10e-9;
f = 1/(2*pi*R1*C1)

H = 0.1/(R1*C1*s+1);

%% Lazo Abierto

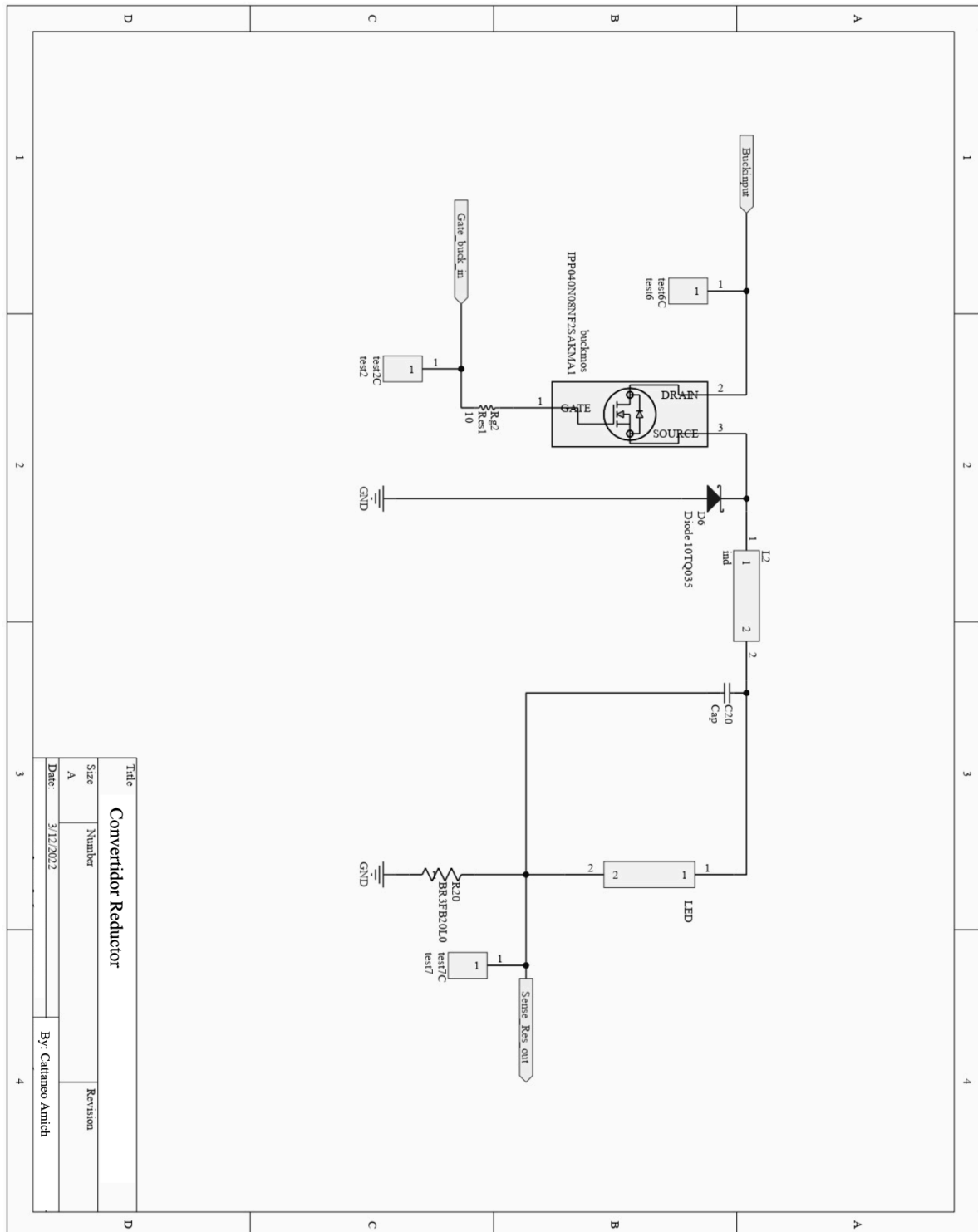
Gloop_simp = Gfb_simp * Km * Gp * H
Gloop = Gfb * Km * Gp * H

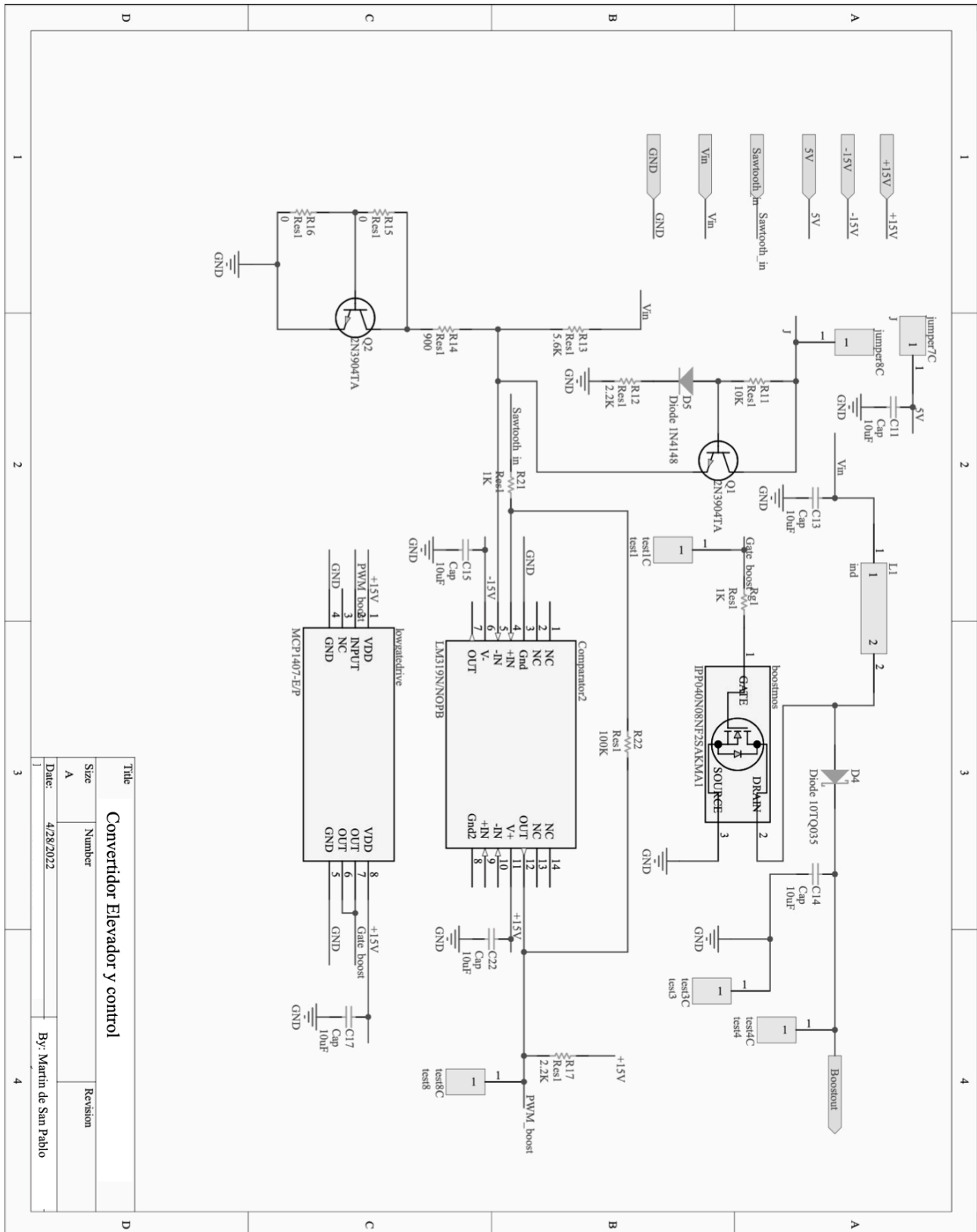
figure(2)
margin(Gloop)

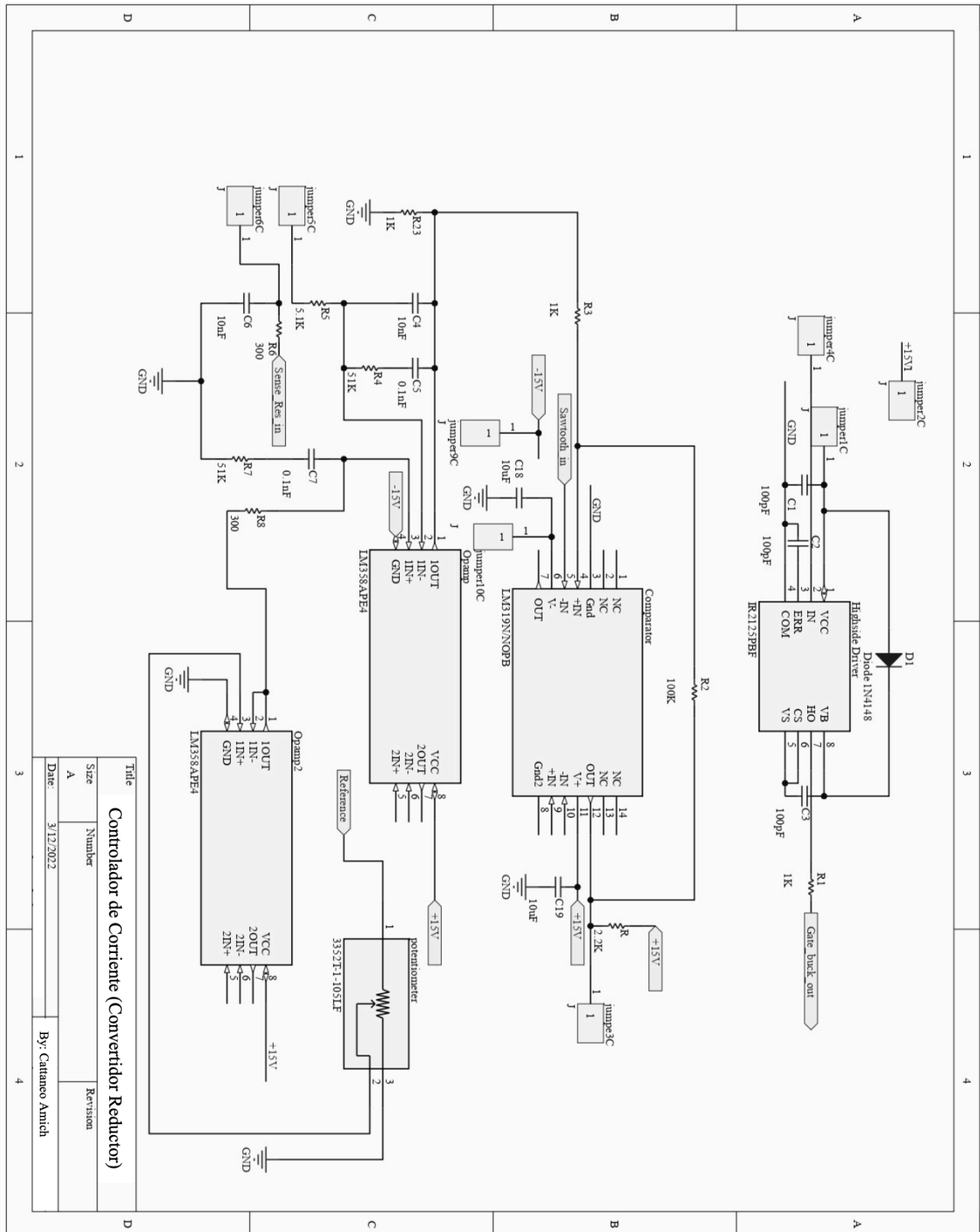
%% Lazo Cerrado

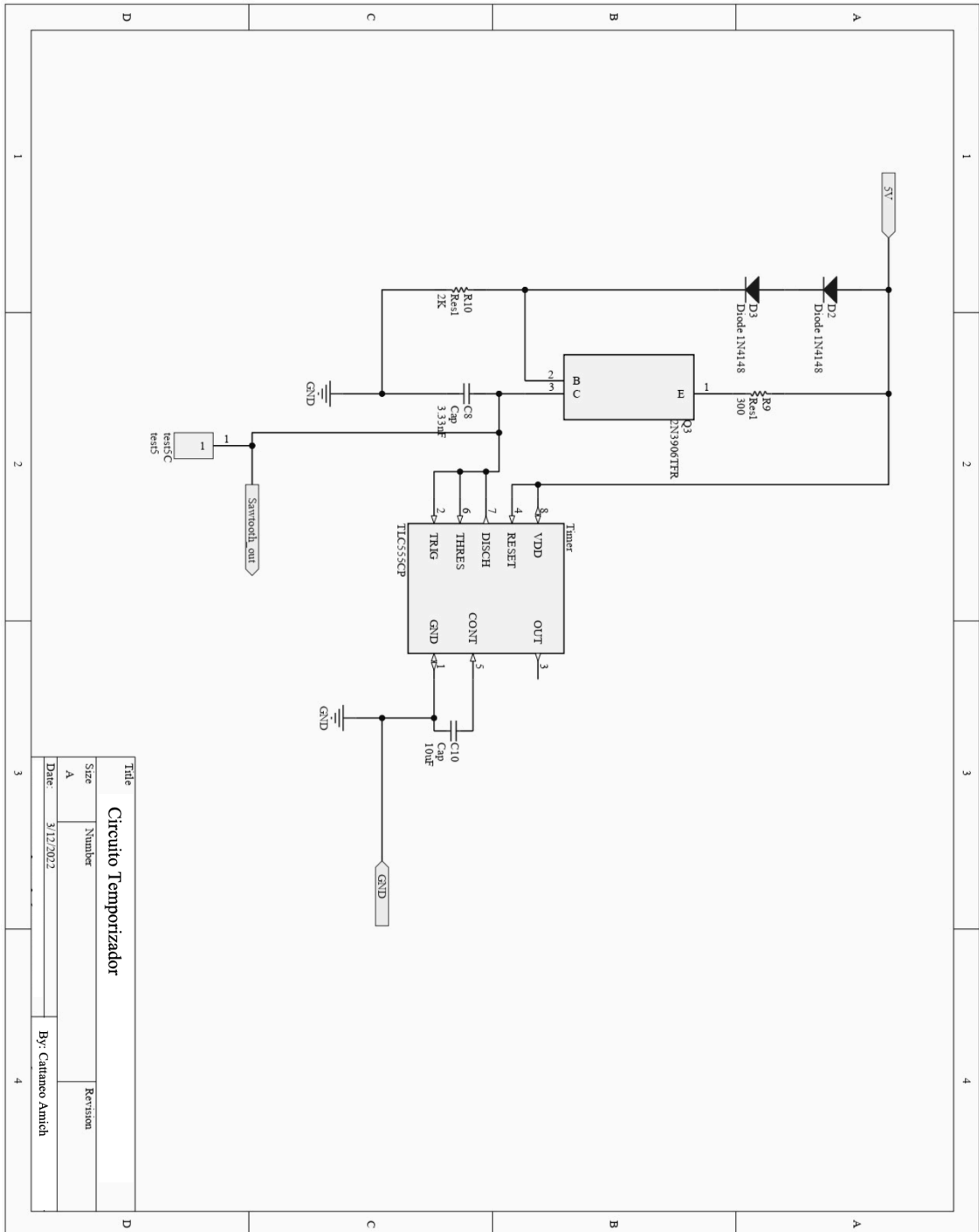
Grt = feedback(Gloop,1)
Grt_simp = feedback(Gloop_simp,1)
```

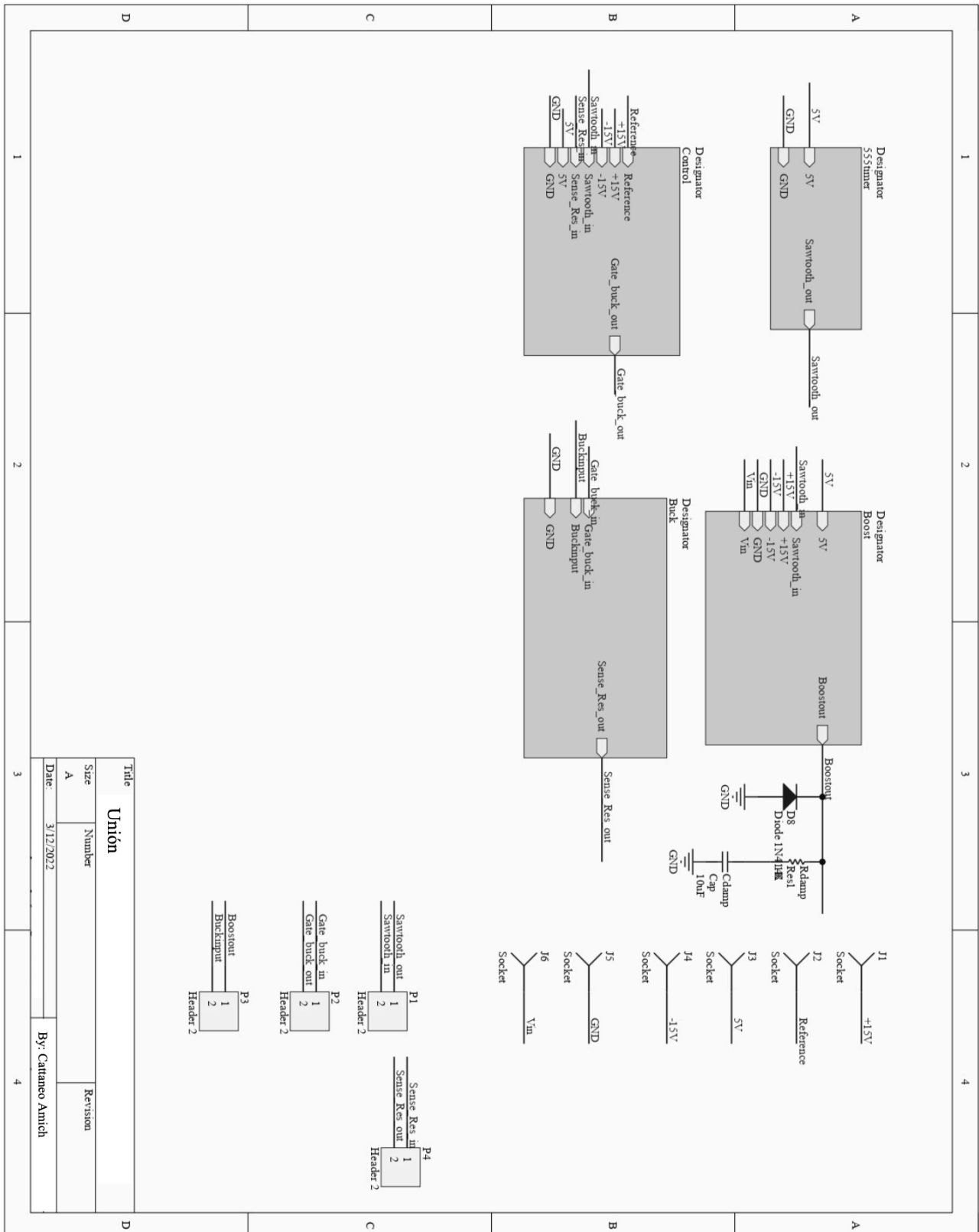
ANEXO V. ESQUEMÁTICOS DEL CONVERTIDOR











ANEXO VI. HOJAS DE DATOS

COMPONENTES FINALES

DIODO 1N4148



www.vishay.com

1N4148

Vishay Semiconductors

Small Signal Fast Switching Diodes



FEATURES

- Silicon epitaxial planar diode
- Electrically equivalent diodes: 1N4148 - 1N914
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912

APPLICATIONS

- Extreme fast switches



RoHS
COMPLIANT
HALOGEN
FREE

DESIGN SUPPORT TOOLS click logo to get started



MECHANICAL DATA

Case: DO-35 (DO-204AH)

Weight: approx. 105 mg

Cathode band color: black

Packaging codes / options:

TR/10K per 13" reel (52 mm tape), 50K/box

TAP/10K per ammpack (52 mm tape), 50K/box

PARTS TABLE

PART	ORDERING CODE	TYPE MARKING	CIRCUIT CONFIGURATION	REMARKS
1N4148	1N4148-TAP or 1N4148TR	V4148	Single	Tape and reel / ammpack

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Repetitive peak reverse voltage		V_{RRM}	100	V
Reverse voltage		V_R	75	V
Peak forward surge current	$t_p = 1 \mu\text{s}$	I_{FSM}	2	A
Repetitive peak forward current		I_{FRM}	500	mA
Forward continuous current		I_F	300	mA
Average forward current	$V_R = 0$	$I_{F(AV)}$	150	mA
Power dissipation	$I = 4 \text{ mm}, T_L = 45^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	440	mW
	$I = 4 \text{ mm}, T_L \leq 25^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	500	mW

THERMAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Thermal resistance junction to ambient air	$I = 4 \text{ mm}, T_L = \text{constant}$	R_{thJA}	350	K/W
Junction temperature		T_J	175	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range		T_{stg}	-65 to +150	$^{\circ}\text{C}$

Rev. 1.4, 06-Jul-17

1

Document Number: 81857

For technical questions within your region: DiodesAmericas@vishay.com, DiodesAsia@vishay.com, DiodesEurope@vishay.com

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

Para más información consultar: <https://www.vishay.com/docs/81857/1n4148.pdf>

TRANSISTOR PNP 2N3906



2N3906

SMALL SIGNAL PNP TRANSISTOR

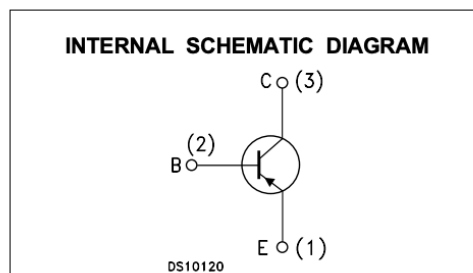
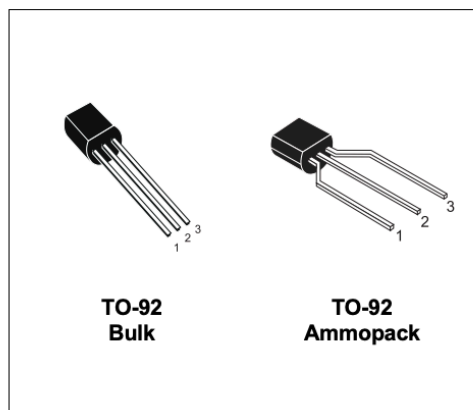
PRELIMINARY DATA

Ordering Code	Marking	Package / Shipment
2N3906	2N3906	TO-92 / Bulk
2N3906-AP	2N3906	TO-92 / Ammopack

- SILICON EPITAXIAL PLANAR NPN TRANSISTOR
- TO-92 PACKAGE SUITABLE FOR THROUGH-HOLE PCB ASSEMBLY
- THE NPN COMPLEMENTARY TYPE IS 2N3904

APPLICATIONS

- WELL SUITABLE FOR TV AND HOME APPLIANCE EQUIPMENT
- SMALL LOAD SWITCH TRANSISTOR WITH HIGH GAIN AND LOW SATURATION VOLTAGE



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CBO}	Collector-Base Voltage ($I_E = 0$)	-60	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)	-40	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage ($I_C = 0$)	-6	V
I_C	Collector Current	-200	mA
P_{tot}	Total Dissipation at $T_C = 25^\circ\text{C}$	625	mW
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	$^\circ\text{C}$
T_j	Max. Operating Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$

February 2003

1/5

Para más información consultar:

<https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/2N3906.pdf>

Diodo MBR1045

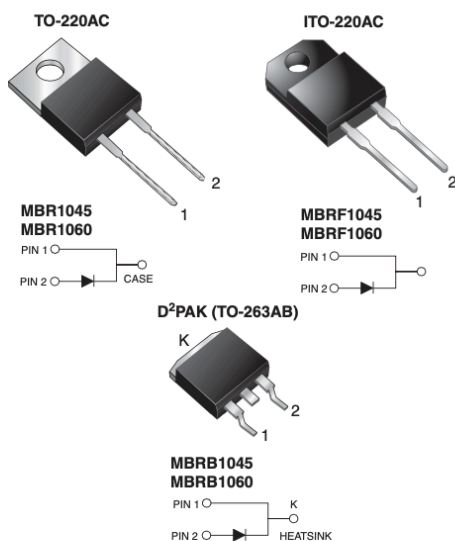


www.vishay.com

MBR10xx, MBRF10xx, MBRB10xx

Vishay General Semiconductor

Schottky Barrier Rectifier



DESIGN SUPPORT TOOLS

[click logo to get started](#)



PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	10 A
V_{RRM}	45 V, 60 V
I_{FSM}	150 A
V_F	0.57 V, 0.70 V
$T_J \text{ max.}$	150 °C
Package	TO-220AC, ITO-220AC, D ² PAK (TO-263AB)
Circuit configuration	Single

FEATURES

- Power pack
- Low power loss, high efficiency
- Low forward voltage drop
- High forward surge capability
- High frequency operation
- Meets MSL level 1, per J-STD-020, LF maximum peak of 245 °C (for TO-263AB package)
- Solder bath temperature 275 °C maximum, 10 s, per JESD 22-B106 (for TO-220AC and ITO-220AC package)
- AEC-Q101 qualified available (for ITO-220AC and D²PAK (TO-263AB) package)
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



TYPICAL APPLICATIONS

For use in low voltage, high frequency rectifier of switching mode power supplies, freewheeling diodes, DC/DC converters, and polarity protection application.

MECHANICAL DATA

Case: TO-220AC, ITO-220AC, D²PAK (TO-263AB)

Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating
Base P/N-E3 - RoHS-compliant, commercial grade
Base P/NHE3_X - RoHS-compliant, AEC-Q101 qualified
("X" denotes revision code, e.g. A, B, ...)

Terminals: matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD 22-B102
E3 suffix meets JESD 201 class 1A whisker test, HE3 suffix meets JESD 201 class 2 whisker test

Polarity: as marked

Mounting Torque: 10 in-lbs maximum

MAXIMUM RATINGS (T _C = 25 °C unless otherwise noted)				
PARAMETER	SYMBOL	MBR1045	MBR1060	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V _{RRM}	45	60	V
Maximum average forward rectified current (fig. 1)	I _{F(AV)}	10		A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I _{FSM}	150		A
Peak repetitive reverse current at t _p = 2.0 μs, 1 kHz	I _{RRM}	1.0	0.5	
Voltage rate of change (rated V _R)	dV/dt	10 000		V/μs
Operating junction and storage temperature range	T _J	-65 to +150		°C
	T _{STG}	-65 to +175		
Isolation voltage (ITO-220AC only) from terminal to heatsink t = 1 min	V _{AC}	1500		V

Revision: 19-Sep-2018

1

Document Number: 88669

For technical questions within your region: DiodesAmericas@vishay.com, DiodesAsia@vishay.com, DiodesEurope@vishay.com

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

Para más información consultar: <https://www.vishay.com/docs/88669/mbr10xx.pdf>

MOSFET IPP040N06N



IPP040N06N

OptiMOS™ Power-Transistor

Features

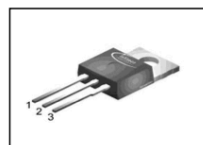
- Optimized for high performance SMPS, e.g. sync. rec.
- 100% avalanche tested
- Superior thermal resistance
- N-channel
- Qualified according to JEDEC¹⁾ for target applications
- Pb-free lead plating; RoHS compliant
- Halogen-free according to IEC61249-2-21

Product Summary

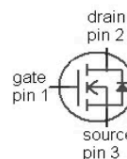
V_{DS}	60	V
$R_{DS(on),max}$	4.0	mΩ
I_D	80	A
Q_{OSS}	44	nC
$Q_G(0V..10V)$	38	nC



PG-TO220-3



Type	Package	Marking
IPP040N06N	PG-TO220-3	040N06N



Maximum ratings, at $T_j=25\text{ °C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value	Unit
Continuous drain current	I_D	$V_{GS}=10\text{ V}, T_C=25\text{ °C}$	80	A
		$V_{GS}=10\text{ V}, T_C=100\text{ °C}$	80	
		$V_{GS}=10\text{ V}, T_C=25\text{ °C}, R_{thJA}=50\text{ K/W}$	20	
Pulsed drain current ²⁾	$I_{D,pulse}$	$T_C=25\text{ °C}$	320	
Avalanche energy, single pulse ³⁾	E_{AS}	$I_D=80\text{ A}, R_{GS}=25\text{ Ω}$	70	mJ
Gate source voltage	V_{GS}		±20	V

¹⁾ J-STD20 and JESD22

²⁾ See figure 3 for more detailed information

³⁾ See figure 13 for more detailed information

⁴⁾ Device on 40 mm x 40 mm x 1.5 mm epoxy PCB FR4 with 6 cm² (one layer, 70 μm thick) copper area for drain connection. PCB is vertical in still air.

Para más información consultar: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPP040N06N-DS-v02_02-en.pdf?fileId=db3a30433727a44301372bbaa5ad4942

OTROS COMPONENTES CONSULTADOS

DIODO MBR735



MBR735/MBRB735
MBR745/MBRB745

Technical Data
Data Sheet N0720, Rev. A



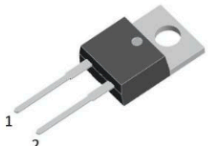
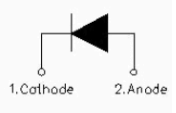
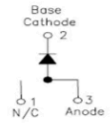
MBR735/MBR745/MBRB735/MBRB745 SCHOTTKY RECTIFIER

Features

- 150°C T_j operation
- High purity, high temperature epoxy encapsulation for enhanced mechanical strength and moisture resistance
- Low forward voltage drop
- High frequency operation
- Guard ring for enhanced ruggedness and long term reliability
- This is a Pb - Free Device
- All SMC parts are traceable to the wafer lot
- Additional testing can be offered upon request

Applications

- Switching power supply
- Redundant power subsystems
- Converters
- Free-Wheeling diodes
- Reverse battery protection

MBR...	MBRB...
	
	
TO-220AC	D ² PAK

Maximum Ratings:

Characteristics	Symbol	Condition	Max.	Units
Peak Repetitive Reverse Voltage	V _{RRM}	-	35	(MBR735) V
Working Peak Reverse Voltage	V _{RWM}	-	45	(MBR745) V
DC Blocking Voltage	V _R	-	-	-
Average Rectified Forward Current	I _F (AV)	50% duty cycle @T _c =131°C, rectangular wave form	7.5	A
Peak One Cycle Non-Repetitive Surge Current	I _{FSM}	8.3ms, Half Sine pulse	150	A
Peak Repetitive Reverse Surge Current	I _{RRM}	2.0 μ sec 1.0KHz	1.0	A

- China - Germany - Korea - Singapore - United States •
- <http://www.smc-diodes.com> - sales@smc-diodes.com •

Para más información consultar: <https://www.smc-diodes.com/propdf/MBR735-745%20MBRB735-745%20N0720%20REV.A.pdf>

MOSFET STP130N6F7



STP130N6F7

N-channel 60 V, 4.2 mΩ typ., 80 A STripFET™ F7
Power MOSFET in a TO-220 package

Datasheet - production data

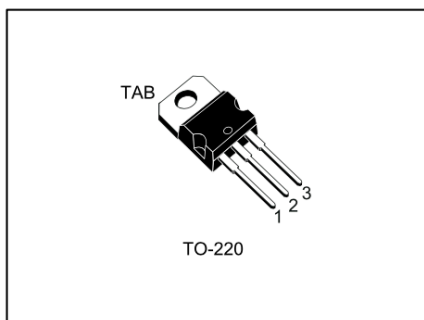


Figure 1: Internal schematic diagram

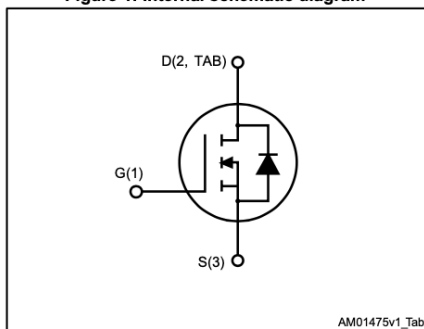


Table 1: Device summary

Order code	Marking	Package	Packing
STP130N6F7	130N6F7	TO-220	Tube

Features

Order code	V _{DS}	R _{DS(on)} max.	I _D	P _{TOI}
STP130N6F7	60 V	5.0 mΩ	80 A	160 W

- Among the lowest R_{DS(on)} on the market
- Excellent figure of merit (FoM)
- Low C_{rss}/C_{iss} ratio for EMI immunity
- High avalanche ruggedness

Applications

- Switching applications

Description

This N-channel Power MOSFET utilizes STripFET™ F7 technology with an enhanced trench gate structure that results in very low on-state resistance, while also reducing internal capacitance and gate charge for faster and more efficient switching.

Para más información consultar:

<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stp130n6f7.pdf>

ANEXO VII. INFORMACIÓN GENERAL DEL LED XLAMP CXA1512

PRODUCT FAMILY DATA SHEET

CREE LED

XLamp® CXA1512 LED



PRODUCT DESCRIPTION

The XLamp® CXA1512 LED array expands Cree LED's family of high-flux, multi-die arrays in a smaller, easy-to-use platform. With XLamp LED lighting-class reliability, the CXA1512's small, uniform emitting surface enables both directional and non-directional lighting applications including lamp retrofit and luminaire designs. Available in 2-step, 3-step and 4-step color consistency, and featuring a 9-mm optical source, the CXA1512 brings new levels of flux and efficacy to this form factor.

The CX Family LED Design Guide provides basic information on the requirements to use the CXA1512 LED successfully in luminaire designs.

FEATURES

- Available in 4-step, 3-step and 2-step EasyWhite® bins at 2700 K, 3000 K, 3500 K, 4000 K & 5000 K CCT and 4-step EasyWhite bins at 5700 K & 6500 K CCT
- Available in ANSI white bins at 4000 K, 5000 K, 5700 K & 6500 K CCT
- Available in 70-, 80-, 90- and 93-minimum CRI options
- Forward voltage options: 18-V class & 36-V class
- 85 °C binning and characterization
- Maximum drive current: 1200 mA (18 V), 600 mA (36 V)
- 115° viewing angle, uniform chromaticity profile
- Top-side solder connections
- Thermocouple attach point
- NEMA SSL-3 2011 standard flux bins
- RoHS and REACH compliant
- UL® recognized component (E349212)

TABLE OF CONTENTS

Characteristics	2
Operating Limits.....	3
Flux Characteristics, EasyWhite® Order Codes and Bins - 18 V.....	4
Flux Characteristics, ANSI White Order Codes and Bins - 18 V.....	7
Flux Characteristics, EasyWhite® Order Codes and Bins - 36 V.....	8
Flux Characteristics, ANSI White Order Codes and Bins - 36 V.....	11
Relative Spectral Power Distribution	12
Electrical Characteristics.....	13
Relative Luminous Flux.....	14
Typical Spatial Distribution.....	16
Performance Groups - Brightness	16
Performance Groups - Chromaticity	17
EasyWhite® Bins Plotted on the 1931 CIE Color Space	20
ANSI White Bins Plotted on the 1931 CIE Color Space	20
Bin and Order Code Formats	21
Mechanical Dimensions	21
Thermal Design	22
Notes	24
Packaging.....	25



Cree LED / 4400 Silicon Drive / Durham, NC 27703 USA / +1.919.313.5330 / www.cree-led.com

© 2012-2021 Cree LED. The information in this document is subject to change without notice. Cree® and the Cree logo are registered trademarks, and the Cree LED logo is a trademark, of WolfSpeed, Inc. XLamp® and EasyWhite® are registered trademarks of Cree LED. UL® and the UL logo are registered trademarks of UL LLC.

CLD-DS55
REV 12A

1

XLAMP® CXA1512 LED

CREE ⇄ **LED**

CHARACTERISTICS

Characteristics	Unit	Minimum	Typical	Maximum
Viewing angle (FWHM)	degrees		115	
ESD withstand voltage (HBM per Mil-Std-883D)	V			8000
DC forward current (18 V)	mA			1200*
DC forward current (36 V)	mA			600*
Reverse current (18 V, 36 V)	mA			0.1
Forward voltage (18 V, @ 700 mA, 85 °C)	V		18.2	
Forward voltage (18 V, @ 700 mA, 25 °C)	V			21
Forward voltage (36 V, @ 350 mA, 85 °C)	V		36.4	
Forward voltage (36 V, @ 350 mA, 25 °C)	V			42

* Refer to the Operating Limits section.

Para más información consultar: <https://cree-led.com/media/documents/ds-CXA1512.pdf>