



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA  
SUPERIOR INGENIERÍA  
INDUSTRIAL VALENCIA

**TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

**DISEÑO Y DESARROLLO DE UNA FUENTE DE  
ALIMENTACIÓN PARA LABORATORIO, DE  
TENSIÓN Y CORRIENTE AJUSTABLES  
(0-20V, 0-1A), PARA SU USO EN EL DISEÑO  
DE PROTOTIPOS ELECTRÓNICOS**

AUTOR: ALEJANDRO LÓPEZ NÁCHER

TUTOR: JULIO GOMIS-TENA DOLZ

**Curso Académico: 2019-20**

Diseño y desarrollo de una fuente de alimentación para laboratorio, de tensión y corriente ajustables (0-20V, 0-1A), para su uso en el diseño de prototipos electrónicos

---

## **AGRADECIMIENTOS**

Quiero aprovechar para agradecer a mi familia y amigos, por siempre haberme apoyado en todo.

También quiero agradecer a mi tutor Julio, por haber sido de gran ayuda a lo largo del desarrollo de este trabajo.

Diseño y desarrollo de una fuente de alimentación para laboratorio, de tensión y corriente ajustables (0-20V, 0-1A), para su uso en el diseño de prototipos electrónicos

---

## RESUMEN

Una fuente de alimentación para su empleo en diseño electrónico y el ensayo de prototipos debe poseer una serie de capacidades y características que escapan a la mayoría de los equipos comerciales existentes en el mercado a precios modestos, en concreto, nos referimos a la posibilidad del ajuste de corrientes máximas de salida con una alta resolución, la rápida conexión y desconexión del equipo alimentado, la respuesta dinámica ante escalones de carga, una buena regulación de la tensión de salida ajustada, etc. Al priorizar estas características frente a la de la eficiencia energética, se ha optado por emplear una topología de fuente lineal basada en amplificadores operacionales y una etapa de potencia de salida basada en transistores funcionando en activa. A pesar de ello, por el rango de potencia escogido, el sistema final tendrá unas dimensiones compactas y un diseño elegante que lo convertirán en un equipo útil y de manejo agradable.

El objetivo del presente proyecto es el diseño del esquemático, su simulación electrónica, el diseño de la placa de circuito impreso, su montaje, la implementación completa de la fuente de alimentación y la validación de funcionamiento.

**Palabras clave:** Fuente de alimentación, laboratorio, prototipos electrónicos, fuente lineal ajustable, PCB, microcontrolador.

## RESUM

Una font d'alimentació per al seu ús en el disseny electrònic i l'assaig de prototips ha de posseir una sèrie de capacitats i característiques que escapen a la majoria dels equips comercials existents en el mercat a preus modestos, en concret, ens referim a la possibilitat de l'ajust de corrents màximes d'eixida amb una alta resolució, la ràpida connexió i desconexió de l'equip alimentat, la resposta dinàmica davant escalons de càrrega, una bona regulació de la tensió d'eixida ajustada, etc. En prioritzar aquestes característiques enfront de la de l'eficiència energètica, s'ha optat per emprar una topologia de font lineal basada en amplificadors operacionals i una etapa de potència d'eixida basada en transistors funcionant en activa. Malgrat això, per el rang de potència triat, el sistema final tindrà unes dimensions compactes i un disseny elegant que el convertiran en un equip útil i de maneig agradable.

L'objectiu del present projecte es el disseny del esquemàtic, la seua simulació electrònica, el disseny de la placa de circuit imprès, el seu muntatge, la implementació completa de la font d'alimentació i la validació de funcionament.

**Paraules clau:** Font d'alimentació, laboratori, prototips electrònics, font lineal ajustable, PCB, microcontrolador.

## **ABSTRACT**

A power supply for its use in electronic design and prototyping must have a series of capacities and characteristics that escape most commercial equipment on the market at modest prices, specifically, we refer to the possibility of adjusting maximum output currents with high resolution, fast connection and disconnection of the powered charge, the dynamic response to load steps, a good regulation of the adjusted output voltage, and so on. To prioritize these characteristics over that of energy efficiency, it has been opted to employ a linear power supply topology based on operational amplifiers and a transistor-based output power stage operating in active mode. Despite this fact, due to the chosen power range, the final system will have compact dimensions and an elegant design which will make it useful and user-friendly equipment.

The objective of this project is the schematic design, its electronic simulation, the design of the printed circuit board, its assembly, the complete implementation of the power supply and the validation of operation.

**Keywords:** Power supply, laboratory, electronic prototypes, adjustable lineal power supply, PCB, microcontroller.

Diseño y desarrollo de una fuente de alimentación para laboratorio, de tensión y corriente ajustables (0-20V, 0-1A), para su uso en el diseño de prototipos electrónicos

---

# ÍNDICE:

## DOCUMENTOS CONTENIDOS EN EL TFG

- Memoria
- Presupuesto
- Anexos

## ÍNDICE DE LA MEMORIA

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN .....	1
1.1 OBJETIVO DEL DOCUMENTO .....	1
1.2 ALCANCE DEL TRABAJO .....	1
1.3 FUENTES DE ALIMENTACIÓN LINEALES Y CONMUTADAS.....	2
1.4 JUSTIFICACIÓN DEL PROYECTO .....	3
1.5 CONVERTIDOR AC/DC .....	4
CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL ESQUEMA ELECTRÓNICO .....	9
2.1 PLANTEAMIENTO .....	9
2.2 CIRCUITO BJT.....	10
2.2.1 Funcionamiento básico .....	10
2.2.2 Bucle de control de tensión .....	11
2.2.3 Bucle de control de corriente.....	14
2.2.4 Fuente de corriente.....	18
2.2.5 Bloque de potencia y protección contra cortocircuitos.....	19
2.3 CIRCUITO MOSFET .....	20
2.3.1 Funcionamiento básico .....	20
2.3.2 Driver de salida.....	21
2.3.3 Regulación de tensión .....	22
2.3.4 Regulación de corriente .....	24
2.3.5 Bloque de potencia .....	25
2.3.6 Alimentación no regulada: bloque de estabilización .....	27
2.4 BLOQUE DE CONEXIÓN/DESCONEXIÓN DE LA CARGA .....	30
2.4.1 Circuito basado en biestable .....	30

CAPÍTULO 3. IMPLEMENTACIÓN DEL ESQUEMÁTICO FINAL EN EAGLE.....	35
3.1 DISEÑO POR CRITERIO TÉRMICO.....	35
3.2 ESQUEMÁTICO EN EAGLE PARA LA REALIZACIÓN DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO .	38
3.2.1 Indicador de sobrecorriente.....	38
3.2.2 Bloque de conexión/desconexión y limitación de corriente utilizando un microcontrolador .....	39
3.2.3 Definición de componentes en Eagle.....	42
CAPÍTULO 4. DISEÑO DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO .....	45
CAPÍTULO 5. PROGRAMACIÓN DEL MICROCONTROLADOR .....	51
5.1 DEFINICIÓN DEL COMPORTAMIENTO DESEADO PARA EL PROGRAMA Y REALIZACIÓN DE LA MÁQUINA DE ESTADOS.....	52
5.2 TRADUCCIÓN DE LA MÁQUINA DE ESTADOS AL PROGRAMA EN C.....	54
CAPÍTULO 6. MONTAJE Y ENSAYOS CON CARGAS .....	59
6.1 ENSAMBLAJE DE LA PCB Y MONTAJE DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN .....	59
6.2 ENSAYOS DE CARGA .....	61
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN .....	67
CAPÍTULO 8. BIBLIOGRAFÍA.....	69

## **ÍNDICE DEL PRESUPUESTO**

1. JUSTIFICACIÓN DEL PRESUPUESTO .....	72
2. CUADROS DE PRECIOS.....	72
2.1. Cuadro de precios: Materiales .....	72
2.2. Cuadro de precios: Mano de obra.....	73
2.3. Cuadro de precios: Equipos.....	73
2.4. Cuadro de precios: Precios Unitarios .....	74
2.5. Cuadro de precios: Precios Descompuestos .....	74
3. PRESUPUESTO BASE DE LICITACIÓN .....	76

## ÍNDICE DE LOS ANEXOS

ANEXO I : CÁLCULOS .....	77
1. CÁLCULO DE RESISTENCIAS PARA LA REGULACIÓN DE TENSIÓN Y DE CORRIENTE.....	78
1.1. Regulación de corriente .....	78
1.2. Regulación de tensión .....	79
2. DEPENDENCIA DEL VALOR DE LA CARGA EN LA REGULACIÓN DE TENSIÓN EN EL CIRCUITO BJT .....	81
3. CÁLCULO DEL CONDENSADOR Y SELECCIÓN DEL TRANSFORMADOR PARA LA FUENTE REGULADA.....	82
ANEXO II : LISTA DE COMPONENTES EMPLEADOS EN EAGLE.....	85
ANEXO III : FIRMWARE DEL MICROCONTROLADOR .....	89
ANEXO IV : PLANOS .....	93

## ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1. Esquema de una fuente de alimentación lineal regulada. Fuente: Apuntes de la asignatura de Sistemas Electrónicos, 2018-2019.....	4
Fig. 2. Regulador lineal de tensión UA7824CKCS. Fuente: <a href="https://www.ti.com/store/ti/en/p/product/?p=UA7824CKCS">https://www.ti.com/store/ti/en/p/product/?p=UA7824CKCS</a> .....	5
Fig. 3. Esquemático en OrCAD de la fuente lineal regulada. Fuente: Propia .....	6
Fig. 4. Tensión en uno de los secundarios del transformador (en verde), tensión a la salida del filtro (en azul) y tensión a la salida del regulador de voltaje (en rojo). Fuente: Propia.....	6
Fig. 5. Rizado de tensión en el condensador. Fuente: Propia .....	7
Fig. 6. Etapa de regulación y ajuste basada en la utilización de transistores BJT en el bloque de potencia. Fuente: Propia .....	10
Fig. 7. Bucle de control de tensión en el circuito BJT. Fuente: Propia .....	12
Fig. 8. Variación de la tensión y de la corriente en una carga de 20 $\Omega$ con la actuación sobre el potenciómetro de tensión en el circuito BJT. Fuente: Propia.....	13
Fig. 9. Rizado que aparece en la tensión de salida para una carga de 20 $\Omega$ cuando el bucle de tensión intenta aportarle el máximo voltaje en el circuito BJT. Fuente: Propia.....	14
Fig. 10. Bucle de control de corriente en el circuito BJT. Fuente: Propia .....	14
Fig. 11. Ajuste del límite de corriente para una carga de 5 $\Omega$ . Fuente: Propia .....	16
Fig. 12. Variación en la tensión de salida de offset para cargas en el rango de 5 a 15 $\Omega$ utilizando un shunt de 0,1 $\Omega$ . Fuente: Propia .....	17
Fig. 13. Variación en la tensión de salida de offset para cargas en el rango de 5 a 15 $\Omega$ utilizando un shunt ideal de 0,001 $\Omega$ . Fuente: Propia .....	18
Fig. 14. Fuente de corriente del circuito BJT. Fuente: Propia .....	19
Fig. 15. Bloque de potencia y protección contra cortocircuito del circuito BJT. Fuente: Propia	20
Fig. 16. Etapa de regulación y ajuste basada en la utilización de transistores MOSFET en el bloque de potencia. Fuente: Propia.....	21

Fig. 17. Variación de la tensión de salida en el driver de salida (en rojo) conforme varía la tensión en la carga (en azul) cuando se actúa sobre la regulación de tensión, y tensión puerta-surtidor en los MOSFET del bloque de potencia (en verde). Fuente: Propia.....	22
Fig. 18. Regulación de la tensión en la carga en el circuito MOSFET. Fuente: Propia .....	23
Fig. 19. Variación de la tensión y la corriente en una carga de 15Ω en el circuito MOSFET, al actuar sobre el potenciómetro de tensión. Fuente: Propia.....	23
Fig. 20. Regulación de corriente en el circuito MOSFET. Fuente: Propia .....	24
Fig. 21. Ajuste del límite de corriente para una carga de 5 Ω en el circuito MOSFET. Fuente: Propia .....	25
Fig. 22. Bloque de potencia en el circuito MOSFET. Fuente: Propia .....	26
Fig. 23. Bloque de estabilización. Fuente: Propia .....	27
Fig. 24. Tensión en el terminal de emisor del transistor Darlington. Fuente: Propia .....	28
Fig. 25. Rizado de la tensión en una carga de 15Ω cuando el bucle de tensión intenta entregar la tensión máxima. Fuente: Propia .....	28
Fig. 26. Variación de la tensión y la corriente de offset en una carga de 15Ω en el circuito MOSFET con etapa de estabilización, al actuar sobre el potenciómetro de tensión. Fuente: Propia .....	29
Fig. 27. Disipación de potencia en el transistor Darlington BDX53C de la etapa de estabilización con una demanda de corriente de 1,5A. Fuente: Propia .....	30
Fig. 28. Etapa de conexión/desconexión de la carga basada en la utilización de un biestable. Fuente: Propia .....	31
Fig. 29. Relación entre la señal de salida Q del biestable (en azul oscuro) y las tensiones de puerta-surtidor en el MOSFET M2 (en rojo) y M1 (en azul claro). Fuente: Propia .....	32
Fig. 30. Simulación del accionamiento del pulsador, y respuesta en las señales de salida Q (en azul) y de reloj (en rojo) del biestable. Fuente: Propia .....	33
Fig. 31. Radiador empleado para la disipación de calor en los MOSFET IRF540. Fuente: <a href="https://es.farnell.com/aavid-thermalloy/6391bg/disipador-de-calor-to-220-218/dp/1213468?ost=1213468">https://es.farnell.com/aavid-thermalloy/6391bg/disipador-de-calor-to-220-218/dp/1213468?ost=1213468</a> .....	37
Fig. 32. Indicador de sobrecorriente. Fuente: Propia .....	39
Fig. 33. Microcontrolador PIC12F509. Fuente: <a href="https://es.farnell.com/microchip/pic12f509-ip/mcu-8bit-pic12-4mhz-dip-8/dp/7711220?ost=7711220">https://es.farnell.com/microchip/pic12f509-ip/mcu-8bit-pic12-4mhz-dip-8/dp/7711220?ost=7711220</a> .....	40
Fig. 34. Bloque de conexión/desconexión de la carga y de limitación de corriente implementado en Eagle. Fuente: Propia.....	40
Fig. 35. Implementación del convertidor DC/DC en Eagle. Fuente: Propia .....	41
Fig. 36. Convertidor DC/DC R-78E5.0-1.0. Fuente: <a href="https://es.farnell.com/recom-power/r-78e5-0-1-0/convertidor-dc-dc-5v-1-a-th/dp/2760747?ost=2760747">https://es.farnell.com/recom-power/r-78e5-0-1-0/convertidor-dc-dc-5v-1-a-th/dp/2760747?ost=2760747</a> .....	41
Fig. 37. Bloque de salida de la fuente de alimentación de laboratorio. Fuente: Propia .....	42
Fig. 38. Ventana de Eagle para la edición del footprint de un componente, en concreto se está definiendo el footprint para el radiador empleado en los MOSFET. Fuente: Propia .....	43
Fig. 39. Ventana de Eagle para la definición del símbolo de un componente. En concreto se está definiendo el símbolo del convertidor DC/DC que se ha empleado. Fuente: Propia .....	44
Fig. 40. Capa superior de la PCB sin los componentes montados. Fuente: Propia.....	46
Fig. 41. Vías que permiten conectar los distintos planos de masa entre sí (marcados en azul). Fuente: Propia.....	48
Fig. 42. Diagrama de estados para el control de los pulsadores de salida y cortocircuito. Fuente: Propia .....	53

Fig. 43. Palabra de configuración del microcontrolador PIC12F509. Fuente: <a href="http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41227E.pdf">http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41227E.pdf</a> .....	54
Fig. 44. Inclusión de la librería del microcontrolador, configuración de este y definición de la frecuencia del microcontrolador. Fuente: Propia .....	55
Fig. 45. Definición de los pines del microcontrolador y de las funciones que permiten definir los valores de salida. Fuente: Propia .....	55
Fig. 46. Variables y funciones auxiliares para implementar el relé de conexión y los pulsadores con lógica negada. Fuente: Propia .....	56
Fig. 47. Conjunto de instrucciones del estado F. Fuente: Propia .....	56
Fig. 48. Placa de circuito impreso con los diferentes componentes montados sobre ella. Fuente: Propia .....	60
Fig. 49. Montaje de la fuente conmutada y de la PCB dentro de la carcasa de la fuente de alimentación. Fuente: Propia .....	60
Fig. 50. Ajuste de la tensión con la carga desconectada. Fuente: Propia .....	62
Fig. 51. Conexión de la carga al pulsar el botón de salida. Fuente: Propia .....	62
Fig. 52. Carga conectada con la regulación de tensión intentando proporcionar 10V y el límite de corriente ajustado a 10mA. Fuente: Propia .....	63
Fig. 53. Ensayo de la regulación de la carga con una frecuencia de 1Hz. Fuente: Propia .....	64
Fig. 54. Ensayo de la regulación de la carga con una frecuencia de 300Hz. Fuente: Propia .....	65
Fig. 55. Divisor resistivo en paralelo con la carga en el circuito BJT. Fuente: Propia .....	81

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Requerimientos para la fabricación de la PCB. Fuente: <a href="https://itead.freshdesk.com/support/solutions/articles/1000156313-normal-condition-of-pcb-capabilities">https://itead.freshdesk.com/support/solutions/articles/1000156313-normal-condition-of-pcb-capabilities</a> .....	47
Tabla 2. Parámetros medidos en los ensayos de regulación de carga a 1Hz y a 300Hz. Fuente: Propia .....	64
Tabla 3. Valores que deben de tomar la suma de las resistencias R7 y R8 para diferentes valores de resistencia de la pista del potenciómetro de corriente. Fuente: Propia .....	79
Tabla 4. Diferentes combinaciones de las resistencias R1 y R2 para ajustar la relación de resistencias a la deseada en la regulación de corriente. Fuente: Propia .....	79
Tabla 5. Valores que deben de tomar la suma de las resistencias R1 y R2 para diferentes valores de resistencia de la pista del potenciómetro de tensión. Fuente: Propia .....	80
Tabla 6. Diferentes combinaciones de las resistencias R1 y R2 para ajustar la relación de resistencias a la deseada en la regulación de tensión. Fuente: Propia .....	80

Diseño y desarrollo de una fuente de alimentación para laboratorio, de tensión y corriente ajustables (0-20V, 0-1A), para su uso en el diseño de prototipos electrónicos

---

# MEMORIA

Diseño y desarrollo de una fuente de alimentación para laboratorio, de tensión y corriente ajustables (0-20V, 0-1A), para su uso en el diseño de prototipos electrónicos

---

# **CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN**

## **1.1 OBJETIVO DEL DOCUMENTO**

El objetivo del presente Trabajo de Fin de Grado es el diseño de una fuente de alimentación de laboratorio, así como su implementación, que sea capaz de proporcionar tensiones en el rango de 0 a 20V y corrientes de 0 a 1A, principalmente enfocada a un uso en el diseño de prototipos electrónicos. Para que la fuente de alimentación sea adecuada para esta aplicación, se buscará que cumpla los siguientes requisitos:

- Posibilidad de conectar y desconectar la carga de forma rápida.
- Ajuste del límite de corriente con alta precisión y de forma cómoda.

Y adicionalmente, se intentará en la medida de lo posible conseguir las siguientes características:

- Buena respuesta dinámica ante escalones de carga.
- Ajuste de la tensión de salida con elevada precisión.
- Tamaño de la fuente cómodo y manejable.
- Coste reducido.

Con el fin de cumplir con estos requisitos, se ha optado por diseñar una fuente de alimentación lineal ajustable, partiendo de un convertidor AC/DC y diseñando una etapa lineal de regulación y ajuste que aporte las diferentes características necesarias a la fuente.

## **1.2 ALCANCE DEL TRABAJO**

Para poder cumplir con los diferentes objetivos planteados, será necesario realizar las siguientes tareas:

- Diseño del convertidor AC/DC.
- Identificar diferentes alternativas para el diseño del circuito de la etapa de regulación y ajuste.
- Implementar los diferentes esquemáticos en el software de OrCAD Capture.
- Evaluar las diferentes alternativas mediante simulaciones empleando pSpice A/D, comprobando si los diferentes circuitos solución pueden cumplir las especificaciones impuestas para la fuente.
- Pasar el esquemático seleccionado al software de Eagle, para posteriormente, diseñar la placa de circuito impreso.
- Montaje de la fuente de alimentación y ensayo con cargas.
- Análisis de la viabilidad económica del proyecto mediante la realización de un presupuesto.

### 1.3 FUENTES DE ALIMENTACIÓN LINEALES Y CONMUTADAS

Antes de continuar con el desarrollo del diseño de la fuente de alimentación de laboratorio y para poder entender ciertas decisiones que se han tomado en este proceso, es importante entender cuáles son las diferencias entre las dos principales topologías de fuentes de alimentación: las fuentes de alimentación lineales y las conmutadas [1].

En cuanto a su funcionamiento, ambas tipologías se basan en la utilización de un transformador que permite reducir la amplitud de la tensión de alterna de entrada, una etapa de rectificación basada en diodos, una etapa de filtrado que permite obtener una tensión de continua con un cierto rizado, y una etapa de regulación que permite obtener una tensión de continua estable. Sin embargo, las fuentes conmutadas utilizan un enfoque distinto al que utilizan las fuentes lineales, que permite resolver algunos de sus inconvenientes.

Mientras que, en las fuentes lineales, el primero paso es reducir la tensión de entrada en el transformador para posteriormente rectificarla y filtrarla, en las fuentes conmutadas, se realiza primero el rectificado y filtrado para posteriormente reducir la tensión en el transformador.

El objetivo que se persigue en las fuentes de alimentación conmutadas realizando primero el rectificado y filtrado de la señal de entrada, es generar una tensión de continua con la que poder, mediante técnicas de modulación por anchura de pulso, generar una onda cuadrada de alta frecuencia, conmutando un transistor MOSFET entre su estado de apertura y cierre, que le permita posteriormente utilizar un transformador más pequeño para poder reducir esta tensión. La onda cuadrada de tensión reducida obtenida en el secundario del transformador de alta frecuencia es posteriormente filtrada y regulada mediante un bucle de control que mide la tensión de salida y genera la señal PWM necesaria en función de la demanda de corriente de la carga conectada.

Por otra parte, en las fuentes lineales, una vez se ha reducido, rectificado y filtrado la tensión de entrada, la regulación se realiza mediante un regulador lineal el cual actúa como una resistencia variable que se adapta permitiendo una tensión estable en la salida independientemente de la tensión de entrada y de la demanda de corriente en la carga, y por tanto se disipa una cantidad de potencia que depende de la diferencia de tensión entre la entrada del regulador y la salida.

De los dos tipos de fuentes de alimentación, las conmutadas son las más utilizadas, ya que estas presentan la ventaja de ser más eficientes, y para potencias medias y altas, donde por la cantidad de potencia que se disipa en las fuentes lineales es necesario utilizar radiadores, estas son una opción más compacta [2]. Además, este tipo de fuentes son capaces de no sólo reducir la tensión de entrada (que es el caso de las fuentes lineales), sino que también pueden aumentarla e incluso invertirla; y, por otra parte, se pueden incluir fácilmente tensiones de salida adicionales con tal de incluir más devanados secundarios, mientras que en las fuentes lineales se requiere de un regulador lineal distinto para cada salida.

Sin embargo, estas fuentes presentan una serie de desventajas que las fuentes lineales son capaces de compensar, lo cual hace que estas últimas sean ideales para ciertas aplicaciones. La principal desventaja de las fuentes conmutadas es que la operación de conmutación del transistor MOSFET que emplean introduce ruido de alta frecuencia en la salida, y, por tanto, para aplicaciones que sean sensibles al ruido, las fuentes lineales, las cuales presentan muy poco ruido a la salida, son una mejor opción. Además, para potencias pequeñas donde las fuentes lineales pueden no requerir de radiador, se trata de una opción más compacta y barata.

Por último, otra desventaja que presentan las fuentes conmutadas frente a las lineales es que estas incluyen un mayor número de componentes y son más complejas, lo cual dificulta tanto su diseño como su mantenimiento.

## **1.4 JUSTIFICACIÓN DEL PROYECTO**

En el caso de este proyecto, como ya se ha comentado, se pretende diseñar una fuente de alimentación para la aplicación del diseño de prototipos electrónicos. En este tipo de aplicaciones, a la hora de poner a prueba los prototipos, uno se espera que se hayan podido producir errores o bien en el diseño del esquemático o bien en el cableado de las diferentes conexiones que forman parte del circuito, y en estos casos disponer de una limitación de corriente fiable y de una capacidad de conectar y desconectar la carga rápidamente con tal de que, ante un posible fallo el prototipo no se destruya, es de alta prioridad.

Es por esta razón, que se ha decidido diseñar una fuente de alimentación que permitiese ajustar el límite de corriente con alta precisión, y además de una forma rápida y cómoda, ya que no será necesario realizar un cortocircuito en la salida de la fuente para ajustar este límite de corriente, sino que se implementará la posibilidad de ajustar esta corriente con tal de presionar un pulsador en la fuente de alimentación; y además se ha permitido conectar y desconectar la carga a través del accionamiento de otro pulsador, lo cual facilita considerablemente este proceso.

En cuanto al tipo de fuente de alimentación diseñada, a pesar de las ventajas que presentan las fuentes de alimentación conmutadas y los requerimientos de esta aplicación específica, donde obtener una salida con poco ruido no es tanto una prioridad, se ha optado por una fuente lineal principalmente debido a que su complejidad es menor y su diseño es algo que se puede llegar a abordar en un Trabajo de Fin de Grado.

Por otra parte, cabe recalcar el interés de este TFG desde un punto de vista formativo, ya que aporta al futuro ingeniero un conocimiento del proceso completo que conlleva el diseño de un equipo electrónico, desde su concepción a su implementación, y de las diferentes dificultades que se pueden llegar a presentar durante su desarrollo, así como otras habilidades desarrolladas en el grado de Ingeniería en Tecnologías Industriales como el estudio de la viabilidad económica del proyecto mediante la realización de un presupuesto.

## 1.5 CONVERTIDOR AC/DC

A la hora de diseñar la fuente de alimentación ajustable, el primer paso será disponer de una entrada de tensión fija sobre la que poder realizar el ajuste de tensión y corriente, y debido a que el equipo se conectará a la red de distribución de energía eléctrica, será necesario partir de un rectificador para poder obtener esa entrada de tensión fija.

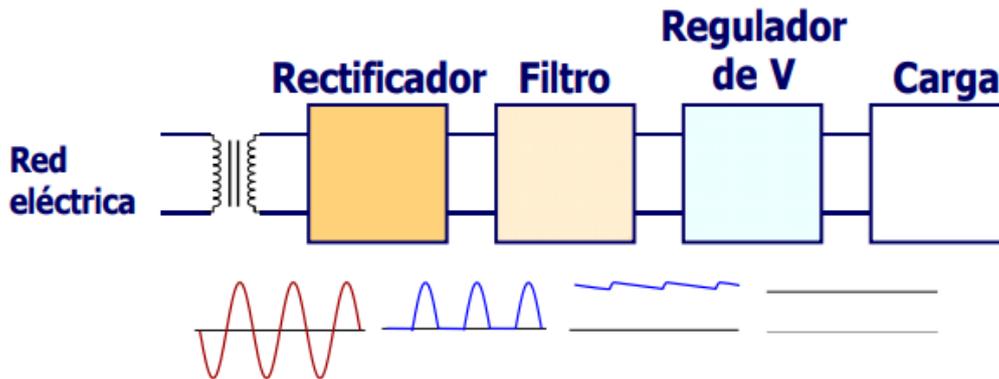


Fig. 1. Esquema de una fuente de alimentación lineal regulada. Fuente: Apuntes de la asignatura de Sistemas Electrónicos, 2018-2019.

Como se ha comentado, debido a la complejidad que supone diseñar una fuente de alimentación conmutada, para conseguir una tensión fija se ha optado por diseñar un convertidor AC/DC basado en una fuente de alimentación lineal regulada, de la cual se recuerda cuáles son los diferentes elementos que la conforman (*Fig. 1*):

- Un transformador, para conseguir una tensión que solo tendrá componente de alterna y será de la misma frecuencia que la de la red, pero de menor amplitud.
- Una etapa rectificadora, que permitirá obtener la misma señal sinusoidal que proporciona el transformador, pero o bien en valor absoluto, obteniéndose el doble de frecuencia de la tensión de entrada (rectificadores de onda completa), o bien eliminando la parte negativa de la onda de entrada y manteniendo la frecuencia (rectificador de media onda), obteniéndose a la vez que una componente en alterna una componente en continua distinta de 0V.
- Una etapa de filtrado, que permitirá reducir considerablemente la componente alterna, obteniéndose una señal de continua con un rizado que será función entre otras cosas de la capacidad del condensador utilizado.
- Una etapa de estabilización que permitirá conseguir una tensión de continua estable.

Esta fuente de alimentación de salida fija que se va a tomar como entrada al sistema ajustable puede estar estabilizada o no. A continuación, se considera la alternativa de que esta esté estabilizada, pero a lo largo del documento se discutirá la otra alternativa que ahorraría el circuito de estabilización.

Como las fuentes lineales solo son capaces de reducir la tensión de entrada, es necesario que la tensión que aporte este convertidor AC/DC sea superior a la máxima tensión que se desea que la fuente de alimentación de laboratorio de en la salida.

Para la etapa de estabilización, se ha decidido utilizar un regulador lineal, y de entre los diferentes reguladores de tensión fija que proporcionan los fabricantes, se ha optado por uno que aporte una tensión de 24V, por ser superior a los 20V con un cierto margen. El regulador que se ha decidido utilizar en última instancia ha sido el UA7824CKCS (Fig. 2), el cuál además de proporcionar una tensión fija de 24V, es también capaz de aportar hasta 1,5A.



Fig. 2. Regulador lineal de tensión UA7824CKCS. Fuente: <https://www.ti.com/store/ti/en/p/product/?p=UA7824CKCS>

La tensión de entrada de este regulador debe estar comprendida entre 27 y 38V [3], y, por lo tanto, las demás etapas se deberán escoger de tal forma que se consiga asegurar una tensión de esas características.

Para el transformador se ha acabado optando por un transformador toroidal de doble secundario y masa común, con una tensión de secundario de 22V. Por otra parte, en la etapa rectificadora, ya que se está utilizando un transformador de doble secundario, se han empleado dos diodos del tipo 1N4007, para conformar un rectificador de onda completa.

Por último, para la etapa de filtrado, se ha calculado la capacidad del condensador para que se pudiese obtener una tensión con un rizado que no bajase de los 27V. Para ello se ha acabado seleccionando un condensador electrolítico de 4700 $\mu$ F de capacidad y 35V de tensión nominal.

Tanto la selección del transformador como del condensador están debidamente justificados en el apartado 3 del ANEXO I.

Finalmente, se ha pasado el esquemático a OrCAD (Fig. 3) y se ha realizado una simulación con pSpice para corroborar que la fuente regulada tiene el comportamiento deseado. En las Fig. 4 y Fig. 5 se puede observar cómo efectivamente se ha conseguido implementar la entrada de tensión fija sobre la que actuará el circuito de ajuste de tensión y corriente, objeto del diseño final.

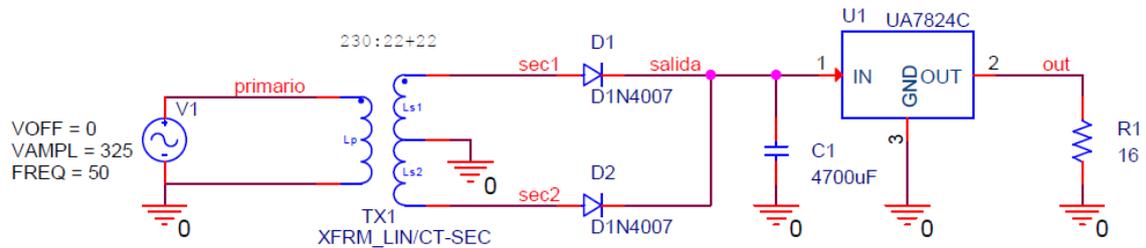


Fig. 3. Esquemático en OrCAD de la fuente lineal regulada. Fuente: Propia

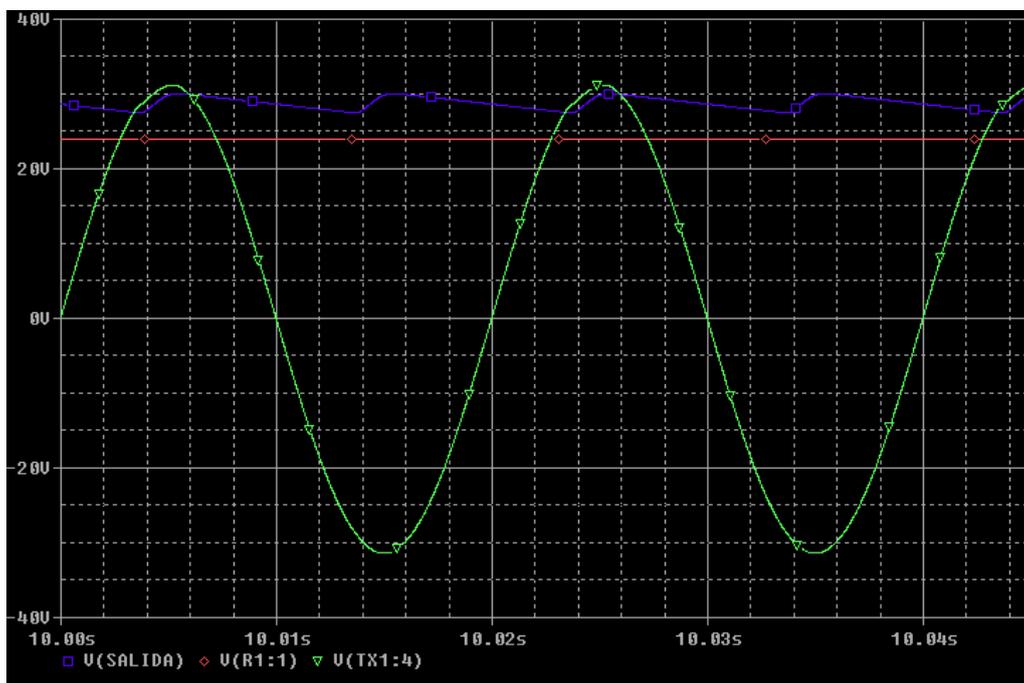


Fig. 4. Tensión en uno de los secundarios del transformador (en verde), tensión a la salida del filtro (en azul) y tensión a la salida del regulador de voltaje (en rojo). Fuente: Propia

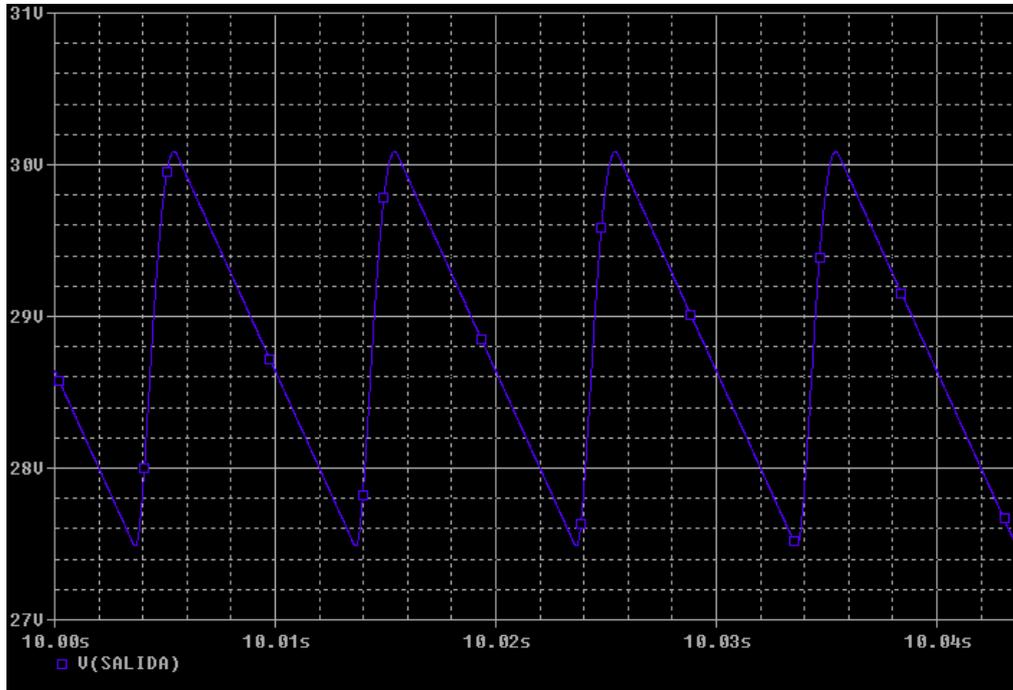


Fig. 5. Rizado de tensión en el condensador. Fuente: Propia



# **CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL ESQUEMA**

## **ELECTRÓNICO**

### **2.1 PLANTEAMIENTO**

Una vez se han seleccionado los distintos componentes de la fuente de alimentación lineal que constituye la entrada de tensión fija sobre la que actuará la etapa de regulación y ajuste, el siguiente paso es diseñar esta última etapa, que además de permitir que la fuente de alimentación a diseñar sea ajustable, le proporcionará el resto de las características necesarias para cumplir con los objetivos estipulados en este proyecto.

Para el diseño de la etapa de regulación y ajuste se han considerado dos alternativas que podrían cumplir con las funciones que se pretenden conseguir. Ambos estarían basados en la utilización de potenciómetros para regular tanto la tensión de salida en la carga como la limitación de corriente máxima, amplificadores operacionales en los bucles de control, y una etapa de potencia basada en transistores funcionando en activa. Uno de los circuitos emplea transistores BJT, mientras que el otro emplea transistores MOSFET en la etapa de potencia. Aunque no es la única característica que los diferencia, de ahora en adelante por comodidad nos referiremos a cada una de estas alternativas como circuito BJT y circuito MOSFET respectivamente.

En los siguientes apartados se expondrán cada uno de estos dos circuitos, explicando su funcionamiento, los diferentes elementos que los integran y finalmente se expondrán las ventajas y desventajas que presentan cada una de estas alternativas, así como la razón por la cual se ha acabado optando por uno de los dos.

Para poder evaluar apropiadamente el comportamiento de cada uno de los circuitos y poder compararlos para acabar decidiéndose por uno de ellos, se ha utilizado el software de OrCAD Capture para trazar los esquemáticos con Schematics y realizar las simulaciones con pSpice A/D.

## 2.2 CIRCUITO BJT

### 2.2.1 Funcionamiento básico

A la hora de abordar el diseño de la etapa de regulación y ajuste, primero se analizará la alternativa que emplea transistores BJT en la etapa de potencia. Tanto el circuito correspondiente como los diferentes bloques que lo conforman se pueden observar en la Fig. 6.

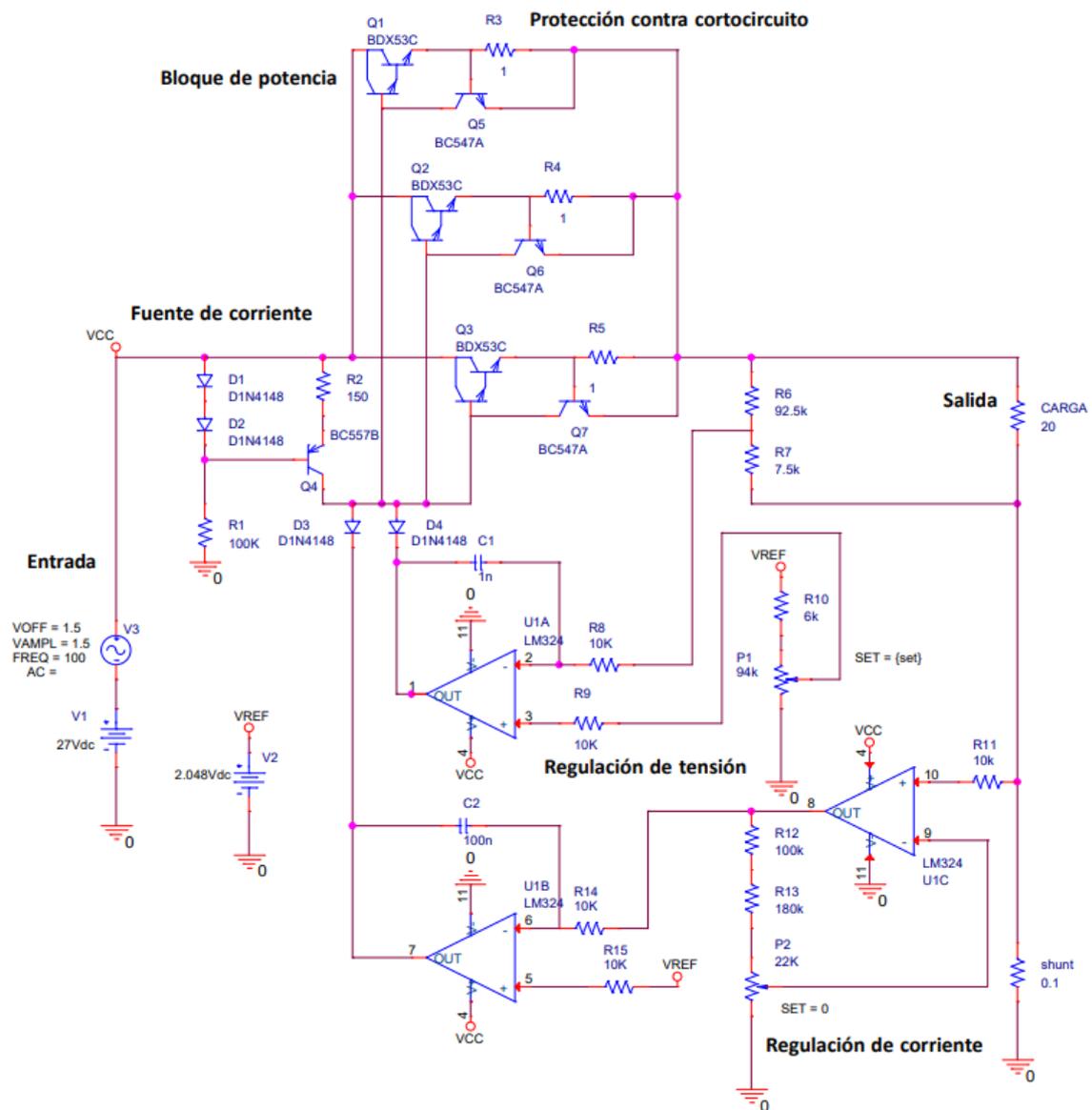


Fig. 6. Etapa de regulación y ajuste basada en la utilización de transistores BJT en el bloque de potencia. Fuente: Propia

Para esta etapa se ha tomado una tensión de entrada proveniente de una fuente de alimentación sin estabilizar. Primero se comentará el funcionamiento básico de este circuito, para luego explicar más en profundidad cada uno de los bloques que componen esta etapa de regulación y ajuste.

A grandes rasgos, el funcionamiento de esta etapa es la siguiente: se tiene una alimentación con un rizado de 3V, que oscila entre los 27 y los 30V, proveniente de la fuente de alimentación no regulada (esta tensión de rizado se ha simulado en pSpice con una tensión senoidal de frecuencia de 100Hz que oscila entre 27 y 30V), conectada a la carga de salida a través del bloque de potencia, que se trata de tres transistores del tipo Darlington alimentados en su terminal de base por una fuente de corriente. Estos transistores Darlington actúan como una resistencia variable, dejando pasar más o menos corriente en función de la corriente que entre por su terminal de base, y por lo tanto haciendo que la tensión en la carga de salida sea mayor o menor. Por lo tanto, controlando la corriente que entra por cada uno de los terminales de base de los transistores, se puede conseguir ajustar la tensión en la salida al valor deseado. Para ello se disponen de unas ramas por lo que se puede drenar la corriente proveniente de la fuente de corriente que alimenta a los transistores Darlington (diodos D3 y D4 en la *Fig. 6*). El drenaje de corriente por esas ramas se puede controlar con los bucles de control de tensión y de corriente, a través de unos potenciómetros situados en cada uno de ellos.

En cada uno de estos bucles de control, se mide tanto la tensión como la corriente que circula por la carga y se comparan con una tensión de referencia, y el bucle actúa en función del resultado de esta comparación. Por último, se dispone de una protección contra cortocircuito para los transistores Darlington.

La razón por la cual esta alternativa no requiere de una tensión de alimentación regulada es porque a partir de la alimentación con rizado entre 27 y 30V, se alimenta una referencia de tensión que aporta 2,048V de continua, la cual es la que se utiliza como tensión de referencia en los bucles de corriente y de tensión, y gracias a la actuación de estos bucles se puede conseguir corregir la tensión de salida en la carga para que no tenga apenas rizado.

### **2.2.2 Bucle de control de tensión**

Para realizar la regulación de tensión, se dispone de un potenciómetro cuya función es variar la tensión de referencia con la que se compara la tensión en la carga. Por otra parte, la tensión que se compara con la tensión de referencia es una medida de aproximadamente 0,075 veces la tensión en la carga, lograda a través del divisor resistivo colocado en paralelo con la carga formado por las resistencias R6 y R7 en la *Fig. 7*. La razón por la que se ha utilizado esta relación de resistencias en el divisor resistivo, es que de esta manera con la regulación de tensión se puede llegar a alcanzar la máxima tensión que este circuito es capaz de aportar a la carga justo cuando el potenciómetro está por el final de su recorrido. Por otra parte, la razón por la que el potenciómetro de tensión está en un divisor resistivo con la resistencia R10, es porque, aunque la carga sería capaz de alcanzar tensiones mayores sin esta resistencia, en estos niveles de tensión aparece un rizado significativo, el cual se puede solucionar reduciendo ligeramente el nivel máximo de tensión que alcanza la carga.

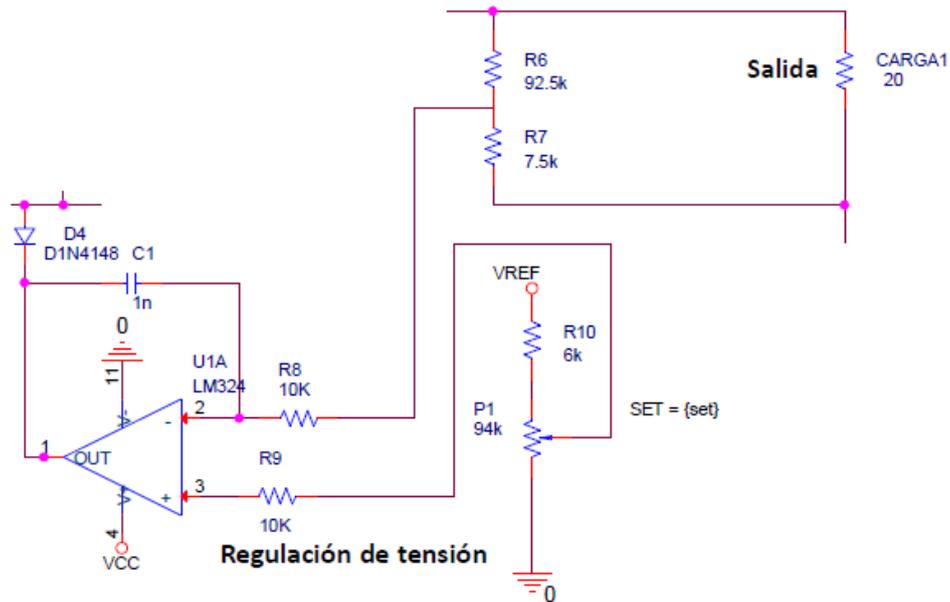


Fig. 7. Bucle de control de tensión en el circuito BJT. Fuente: Propia

Para un valor de tensión de referencia previamente fijado, una forma conceptual de entender como funcionaría este bucle de control sería imaginar que la corriente que proporciona la fuente de corriente va aumentando poco a poco; conforme esta corriente aumenta, cada vez entra más corriente por el terminal de base de los transistores Darlington, y, por tanto, cada vez circula más corriente por la carga. La tensión en la carga cada vez aumenta más, y esta tensión está siendo comparada en el amplificador operacional U1A en la Fig. 7, funcionando como comparador. Mientras que la tensión que le llega al terminal inversor del comparador (la cuál como ya se ha comentado depende de la tensión en la carga multiplicada aproximadamente por un factor de 0,075) no supere la tensión de referencia, no se drenará corriente por el diodo D4, y por lo tanto el aumento de corriente en la fuente de corriente supondrá un aumento de corriente en el terminal de base de los transistores Darlington. Cuando en algún momento, la tensión que se mide de la carga se acabe igualando con la tensión de referencia, la corriente por la rama empezará a crecer, y por esta se drenará el resto de corriente que proporciona la fuente de corriente, no incrementando más la corriente por el terminal de base de los transistores de potencia, y, por lo tanto, no aumentando más la corriente por la carga.

En el caso del bucle de tensión, esta tensión de referencia del comparador, como se ha comentado, se puede modificar a través del potenciómetro P1 situado en un divisor resistivo alimentado entre 2,048V, provenientes de la referencia de tensión, y masa. En la Fig. 8 se puede observar como la actuación sobre este potenciómetro es capaz de variar la tensión de salida en la carga conectada.

Es importante aclarar que, de ahora en adelante, cuando se realicen análisis de barrido en continua (DC Sweep) con pSpice en los diferentes potenciómetros de las diferentes etapas de regulación y ajuste, el parámetro set se refiere a la posición que toma el potenciómetro a lo largo del barrido. Es decir, podemos entender que las dos resistencias en las que queda dividido el potenciómetro conforme se actúa sobre este serían:

$$R_x = Set * R_{pot}; \quad (1)$$

$$R_y = (Set - 1) * R_{pot}; \quad (2)$$

En la Fig. 9 se puede observar como el bucle de tensión es capaz de hacer que el rizado en la tensión de salida sea de apenas unos 6mV para una carga de 20Ω a la que se le intenta proporcionar la tensión máxima (set=1).

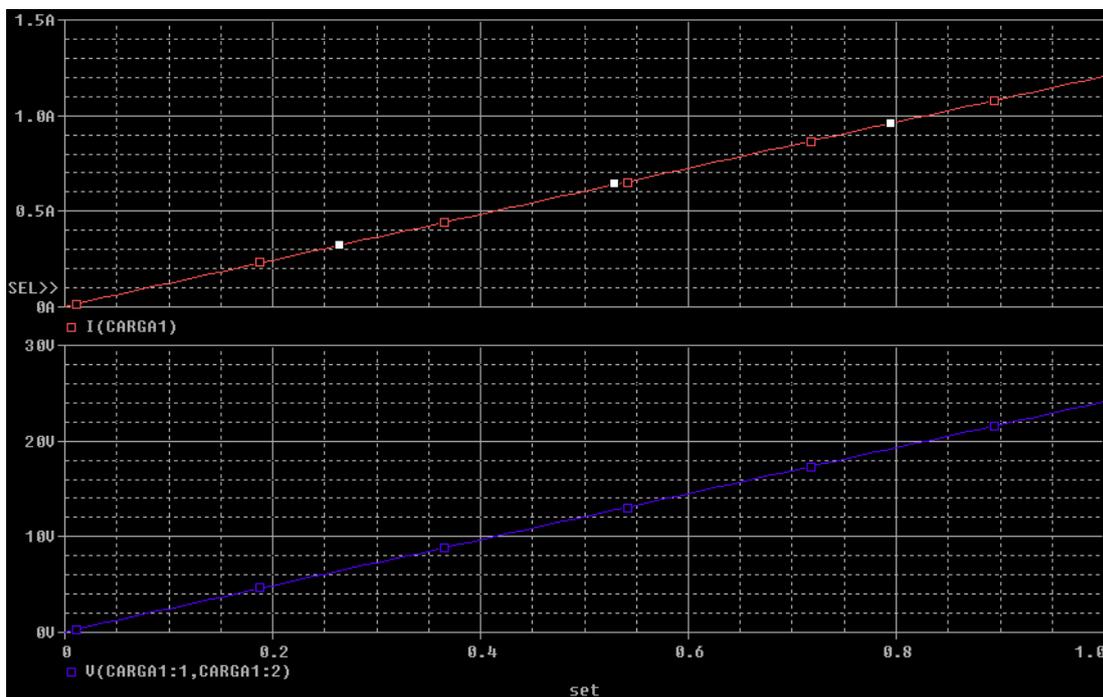


Fig. 8. Variación de la tensión y de la corriente en una carga de 20 Ω con la actuación sobre el potenciómetro de tensión en el circuito BJT. Fuente: Propia

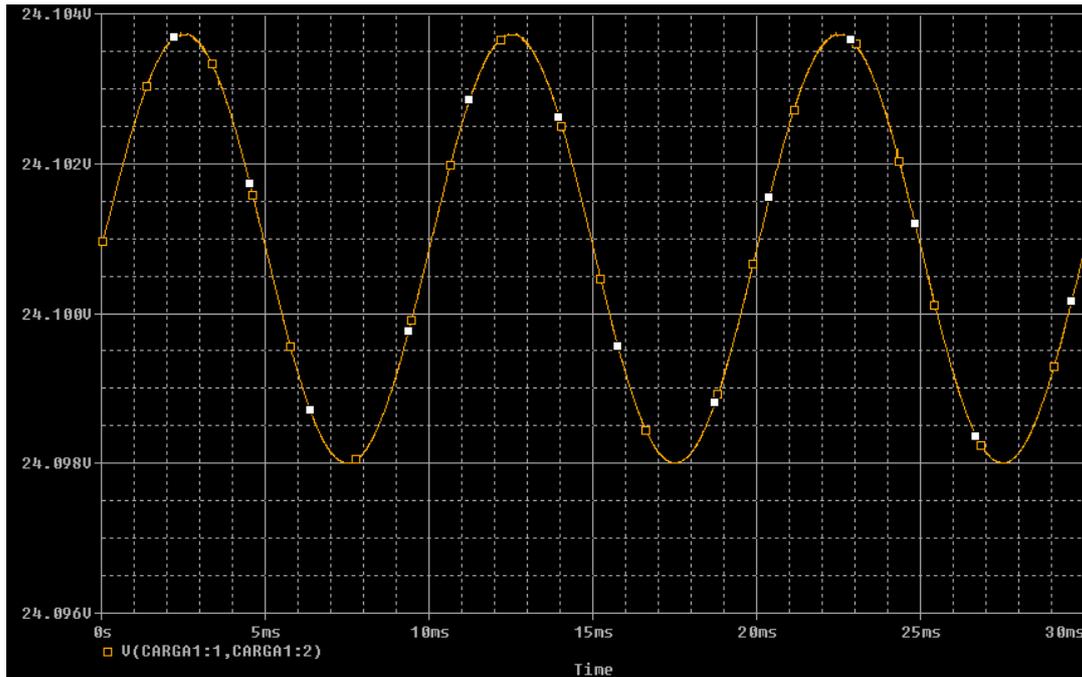


Fig. 9. Rizado que aparece en la tensión de salida para una carga de  $20\Omega$  cuando el bucle de tensión intenta aportarle el máximo voltaje en el circuito BJT. Fuente: Propia

### 2.2.3 Bucle de control de corriente

La forma de actuar del bucle de control de corriente es ligeramente distinta a la del bucle de control de tensión. En este caso, la medida de la corriente se realiza gracias a una resistencia de shunt (Fig. 10) de valor de  $0,1\Omega$ .

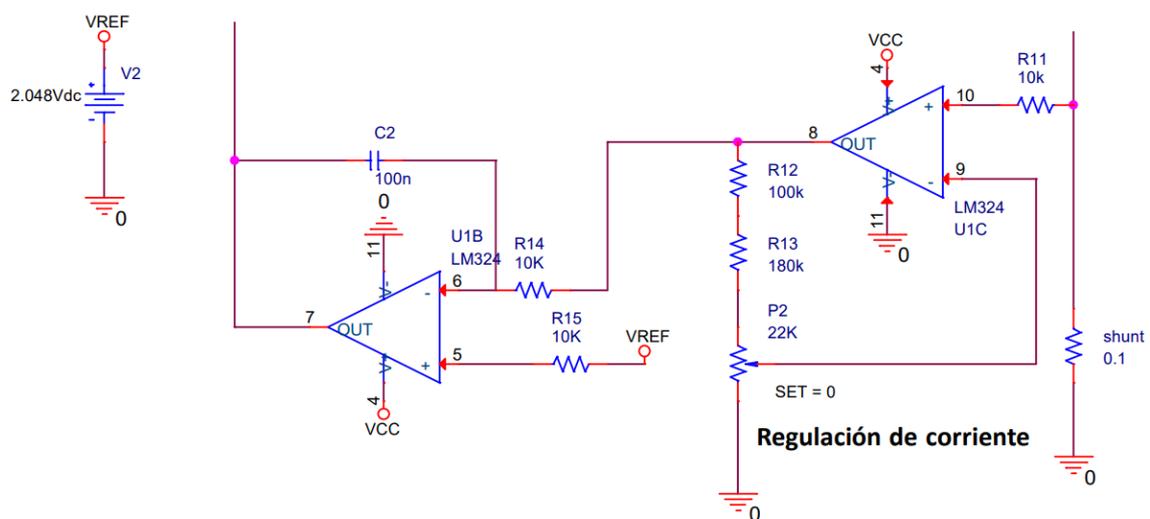


Fig. 10. Bucle de control de corriente en el circuito BJT. Fuente: Propia

La corriente que circula por esta resistencia es prácticamente la misma que la que circula por la carga, ya que la corriente que circula por el divisor resistivo en paralelo con la carga es prácticamente despreciable por tener estas resistencias un valor mucho mayor. La corriente, al circular por la resistencia de shunt provoca una caída de tensión que es medida en la entrada no inversora del amplificador operacional U1C (Fig. 10). Este amplificador operacional está realimentado negativamente, y su tensión de salida sigue la siguiente expresión:

$$V_s = I_{carga} * R_{shunt} * \frac{R_{12} + R_{13} + P_2}{(1 - Set) * P_2} \quad (3)$$

Esta tensión de salida está conectada a la entrada inversora del amplificador operacional U1B (Fig. 10), el cual funciona como comparador, y esta tensión se compara con la tensión de referencia fija de 2,048V, de tal forma que cuando el voltaje de salida del amplificador operacional U1C se iguale a la tensión de referencia, se drenará corriente de la fuente de intensidad por la rama correspondiente, no dejando que la corriente en la carga siga aumentando (la explicación conceptual del funcionamiento del bucle de corriente sería exactamente la misma que la expuesta en el apartado 2.2.2 para el bucle de tensión, solo que en este caso se impediría que la corriente por la carga siguiese aumentando al llegar a un cierto valor de corriente en lugar de al llegar a un cierto valor de tensión).

Teniendo en cuenta todo lo expuesto anteriormente, se puede llegar a la siguiente expresión que permite determinar cuál es la corriente que se está limitando en el bucle de corriente:

$$I_{lim} = \frac{V_{ref}}{R_{shunt} * \frac{R_{12} + R_{13} + P_2}{(1 - Set) * P_2}} \quad (4)$$

Como ya se ha comentado, la tensión de referencia es fija y tiene un valor de 2,048V, la resistencia de shunt será de 0,1  $\Omega$ , y ahora seleccionando convenientemente las resistencias, y haciendo que una de ellas sea un potenciómetro (la resistencia P2 en la Fig. 10), se pueden ajustar los valores máximos y mínimos de limitación de corriente. En el anexo 1, está explicado el cálculo del valor de las resistencias del divisor resistivo para el caso del circuito que finalmente se ha acabado seleccionando.

Con el ajuste que se ha realizado de estas resistencias, se puede conseguir que cuando el potenciómetro este en el nivel más alto (en la Fig. 10, set=0) se consiga limitar una corriente de aproximadamente 1,492A, y cuando el potenciómetro este en el nivel más bajo se limite una corriente teóricamente de 0A.

En la Fig. 11, se muestra un ejemplo del funcionamiento de este ajuste de la limitación de corriente para una carga de 5 $\Omega$ , cuya regulación de tensión está intentando proporcionarle la tensión máxima de 21,56V para el caso de una resistencia de 5 $\Omega$  (ecuación (7)). Como era de esperar, la limitación de corriente impide que se alcance esta tensión, y por tanto la tensión en la carga se adaptará en función de la corriente que se esté limitando en el potenciómetro.

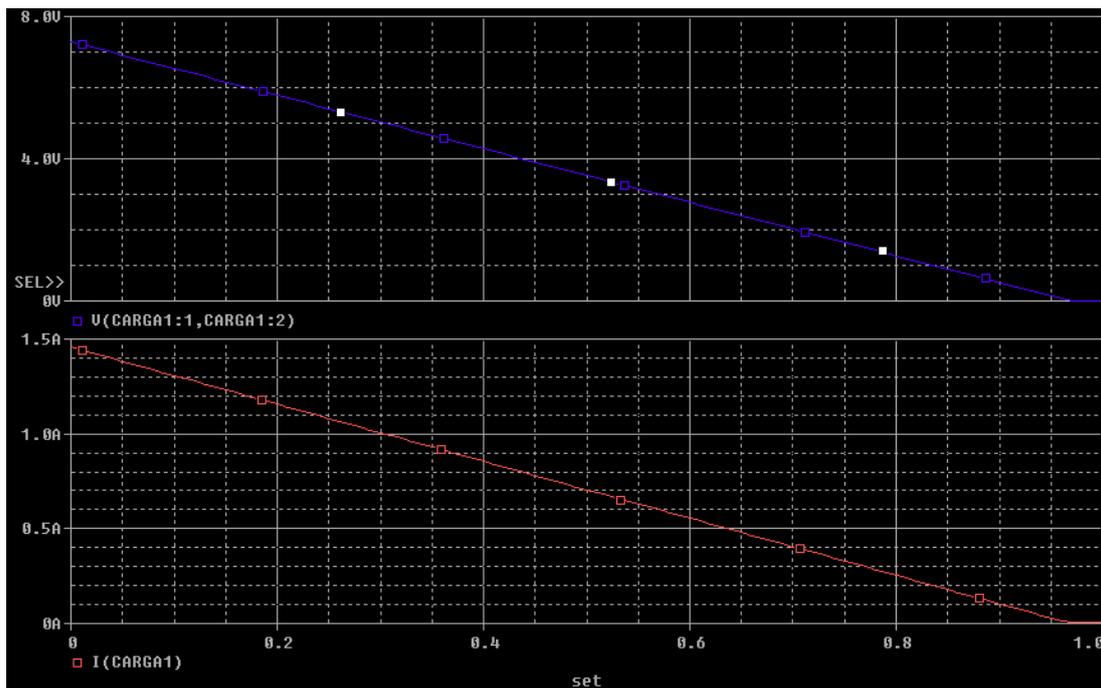


Fig. 11. Ajuste del límite de corriente para una carga de 5 Ω. Fuente: Propia

En cuanto al bucle de corriente falta por realizar una consideración que supone una de las principales desventajas de esta configuración. En este circuito, la resistencia de shunt se podría haber situado principalmente en dos posiciones: después de la fuente de alimentación, o conectada a masa como lo está en este caso. Cuando la resistencia de shunt está conectada a masa, la tensión que se mide en esta tiene la siguiente expresión:

$$V_{shunt} = I_{carga} * R_{shunt} \quad (5)$$

Mientras que si la resistencia de shunt se hubiese situado después de la fuente de alimentación la tensión medida en esta seguiría la siguiente expresión:

$$V_{shunt} = V_{alim} - I_{carga} * R_{shunt} \quad (6)$$

De la ecuación (6) se puede deducir que la tensión que se mide en el shunt variará a la vez que lo hace el rizado de tensión afectando a la medida de la corriente, mientras que como se observa en la ecuación (5), cuando esta resistencia está conectada a masa no se tiene este problema.

Sin embargo, conectar la resistencia de shunt a masa tiene un inconveniente, y es que la tensión que se mide en el shunt está afectando a la medida que se tiene de la tensión de la carga en el

bucle de control de tensión; de hecho, como se puede observar en la ecuación ( 7 ), cuya demostración está desarrollada en el apartado 2 del ANEXO I, para una tensión de referencia fija, la tensión que aparece en la carga pasa a depender de su resistencia al incluir el shunt conectado a masa. Esto no sería un inconveniente para una carga estática, pero si lo sería en el caso de tener una carga dinámica conectada a la salida, donde podrían aparecer variaciones en la tensión aplicada a la carga que, en función de qué tipo de carga se trate, podrían afectar considerablemente a su funcionamiento.

$$V_L = V^- * \frac{R_L}{0,075R_L + R_{shunt}}; \quad (7)$$

De esta expresión ( 7 ) se puede deducir fácilmente que haciendo la resistencia de shunt lo más pequeña posible, se puede conseguir reducir esta dependencia de la tensión aplicada a la carga con el valor de su resistencia. Sin embargo, manejar resistencias de valores menores a los  $0,1\Omega$  se trata de algo bastante complicado, lo cual hace que esta solución no sea del todo viable.

En las Fig. 12 y Fig. 13 se puede observar una comparación de la variación que se da en la tensión de salida para una carga dinámica que variase de los 5 a los  $15\Omega$  utilizando primero un shunt de  $0,1\Omega$ , y después un shunt ideal de  $0,001\Omega$ .

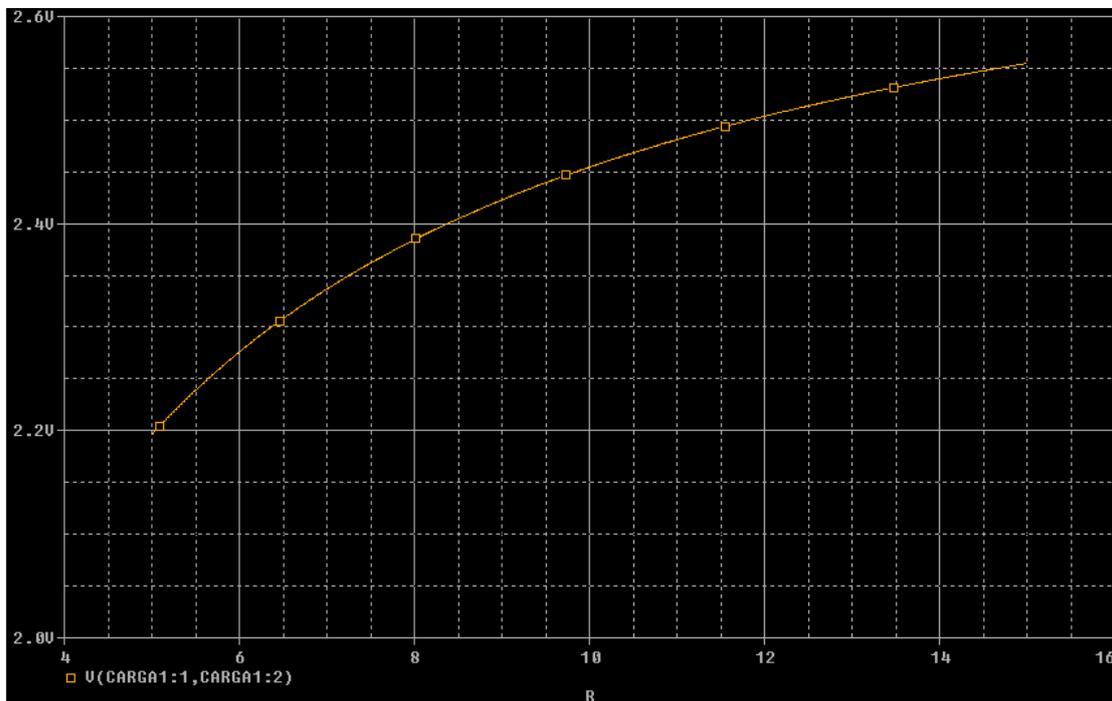


Fig. 12. Variación en la tensión de salida de offset para cargas en el rango de 5 a  $15\Omega$  utilizando un shunt de  $0,1\Omega$ . Fuente: Propia

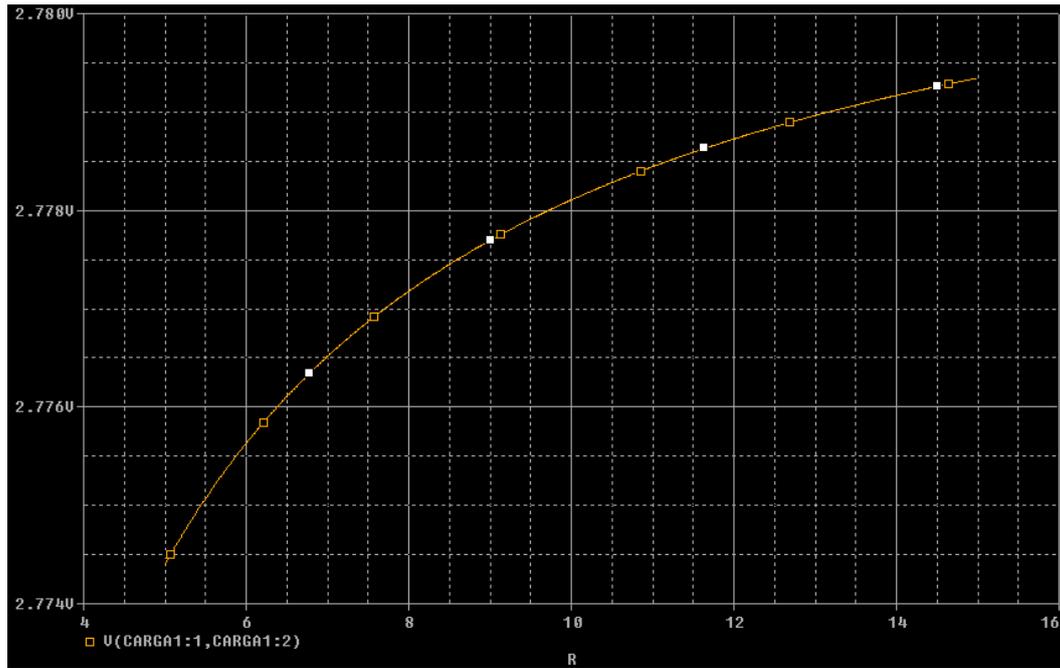


Fig. 13. Variación en la tensión de salida de offset para cargas en el rango de 5 a 15Ω utilizando un shunt ideal de 0,001Ω. Fuente: Propia

#### 2.2.4 Fuente de corriente

En la Fig. 14 se puede apreciar el bloque que constituiría la fuente de corriente de la etapa de regulación y ajuste. Teniendo en cuenta que en el conjunto de los dos diodos D1 y D2 (Fig. 14), cae una tensión de aproximadamente 1V, y teniendo en cuenta que la tensión  $V_{BE_{ON}}$  del transistor BC557B tiene un valor máximo de aproximadamente 700mV [4], la tensión que cae en R2 es de unos 300mV en el peor de los casos, proporcionando por tanto una corriente constante alrededor de 2 mA, que posteriormente acabarían en el terminal de base de los diferentes transistores Darlington o bien circularían por las ramas de los diodos. Suponiendo que toda la corriente circulase por el terminal de base de los transistores Darlington, y teniendo en cuenta que su ganancia de corriente mínima es de 750 [5], se puede comprobar que con esta fuente de corriente se garantiza una corriente máxima de 1,5A.

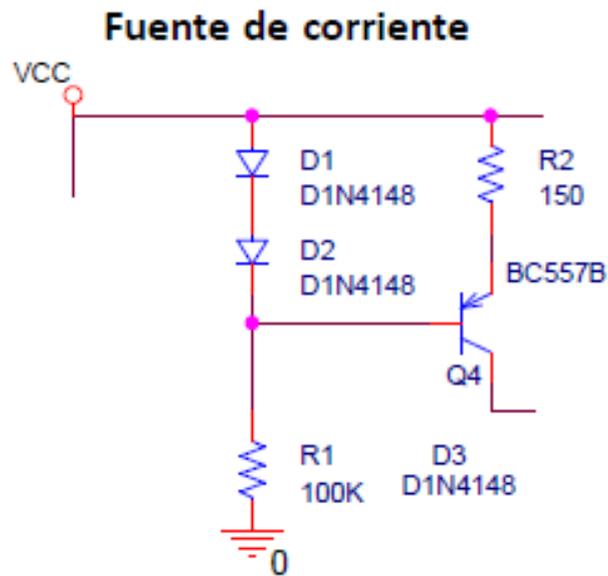


Fig. 14. Fuente de corriente del circuito BJT. Fuente: Propia

### 2.2.5 Bloque de potencia y protección contra cortocircuitos

En la *Fig. 15* se pueden apreciar los transistores Q1, Q2 y Q3 del tipo BDX53C que conforman el bloque de potencia. Se ha decidido utilizar 3 transistores en paralelo principalmente por criterios de diseño térmico que se expondrán en el apartado 3.1 para la etapa de regulación y ajuste que finalmente se ha escogido.

Los transistores Q5, Q6 y Q7, del tipo BC547A, así como las resistencias R3, R4 y R5 (*Fig. 15*) conforman el bloque de protección contra cortocircuitos. Debido a que la tensión  $V_{BE_{ON}}$  máxima de los transistores BC547A es de 0,77V [4], podemos asegurar que no podrá producirse ninguna corriente por cada uno de los transistores Darlington superior a 0,77A, ya que cuando la caída de tensión en las resistencias R3, R4 Y R5 alcance la tensión de  $V_{BE_{ON}}$  de los transistores BC547A, estos conducirán parte de la corriente que entra por el terminal de base de los transistores Darlington, haciendo que la corriente de colector que circula por estos disminuya. Además, al ser la tensión  $V_{BE_{ON}}$  mínima de los transistores BC547A de 0,55V, nos aseguramos de que esta protección no pueda actuar antes de que se alcancen los 0,5A por cada transistor para conseguir llegar a la corriente máxima de 1,5A.

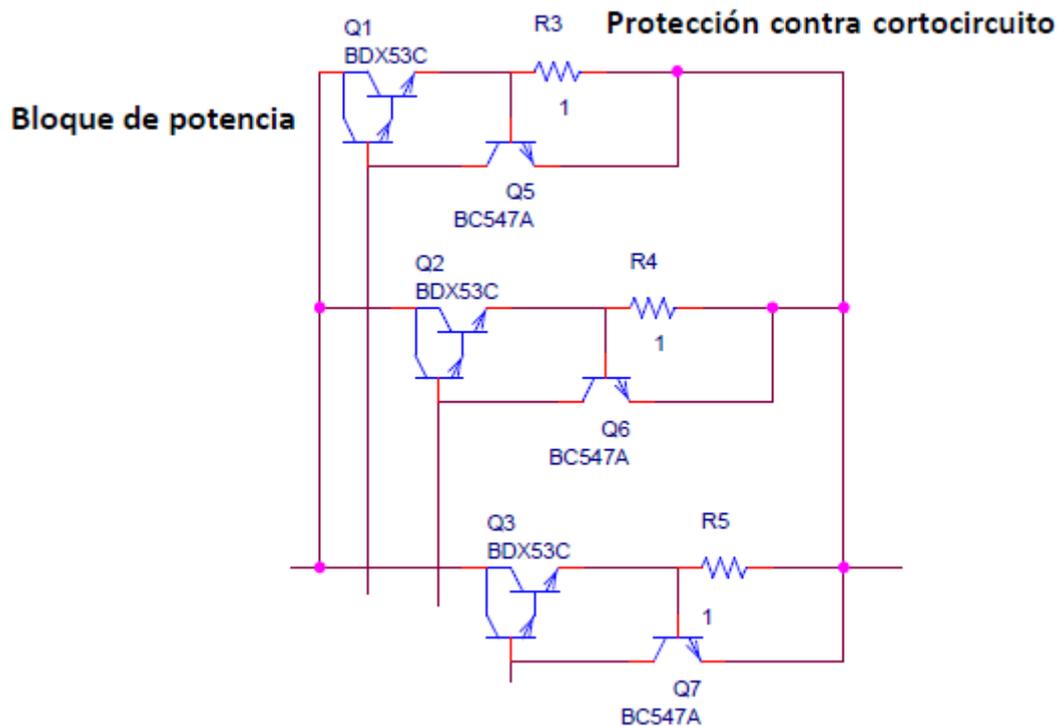


Fig. 15. Bloque de potencia y protección contra cortocircuito del circuito BJT. Fuente: Propia

## 2.3 CIRCUITO MOSFET

La segunda alternativa que se ha valorado como implementación de la etapa de regulación y ajuste se puede observar en la Fig. 16 (para más detalle, ver el plano 1 en el ANEXO IV). Al igual que se ha hecho en el apartado 2.2, se expondrá primero el funcionamiento básico del circuito para luego pasar a comentar como funciona cada uno de los bloques que lo constituye. En los siguientes apartados se analizará el caso para el cual la entrada proviene de una fuente de alimentación regulada, para después, en el apartado 2.3.6, tratar el caso de una alimentación no regulada.

### 2.3.1 Funcionamiento básico

Se tiene una alimentación para esta etapa de 24V proveniente de la fuente de alimentación regulada, y al igual que sucedía en el circuito BJT, esta alimentación se encuentra conectada a la carga a través de un bloque de potencia, en este caso conformado por cuatro transistores MOSFET de acumulación, los cuales actúan como un canal de anchura variable dejando pasar más o menos corriente en función de la actuación de los bucles de control. En estos bucles de control, se mide la tensión y la corriente que circula por la carga, y se comparan con unos valores de tensión que son ajustables mediante unos potenciómetros situados en un divisor resistivo.

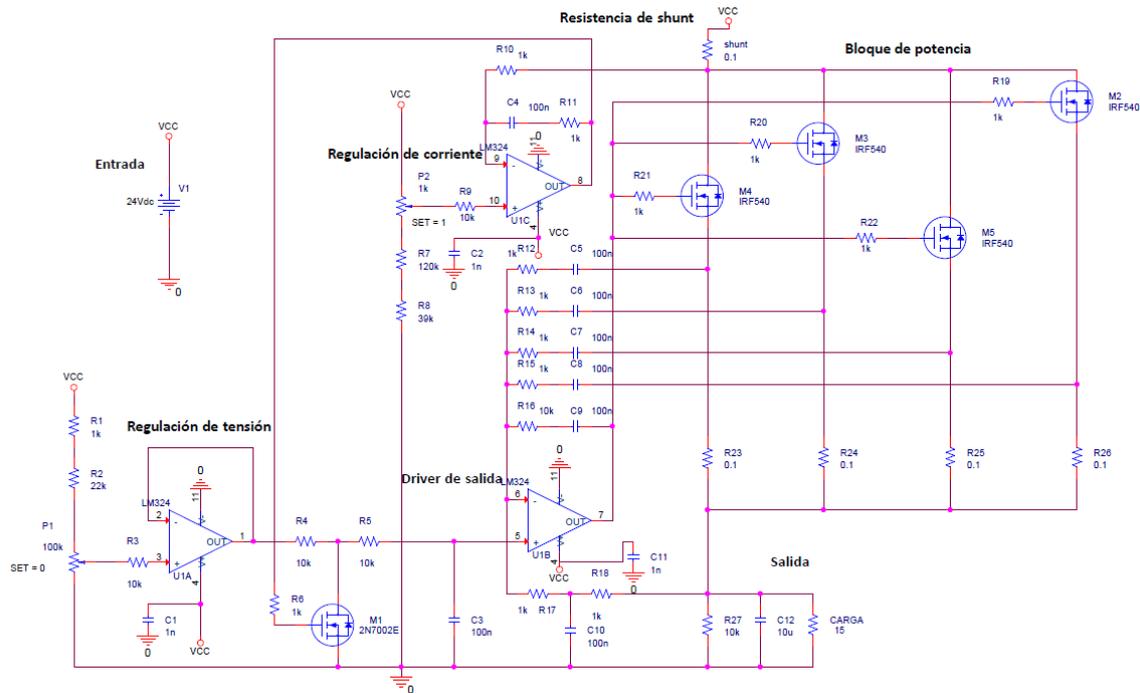


Fig. 16. Etapa de regulación y ajuste basada en la utilización de transistores MOSFET en el bloque de potencia. Fuente: Propia

### 2.3.2 Driver de salida

El driver de salida consiste fundamentalmente de un amplificador operacional (el U1B en la Fig. 16) funcionando como comparador, donde se está comparando la tensión medida en la carga con la tensión en su entrada no inversora, que depende de la regulación de tensión y de corriente.

Para entender conceptualmente como funciona su actuación, podemos imaginar que la corriente que sale de la alimentación de 24V va aumentando poco a poco desde cero, esta corriente se está midiendo en el bucle de control de corriente, y la tensión que produce se está midiendo en el amplificador operacional U1B. Mientras la tensión en la entrada no inversora supere a la tensión en la carga, la tensión de salida en el amplificador operacional es positiva y tendrá un valor tal que la tensión puerta-surtidor en los MOSFET, en el caso de los IRF540 (y para la simulación que se está realizando en pSpice), sea de 3,65V (Fig. 17), y estos al ser MOSFET de acumulación permitirán que circule más corriente, haciendo que la anchura del canal aumente. Cuando la corriente que circula por los MOSFET sea tal que la tensión en la carga sea igual a la de la entrada no inversora, el canal no podrá seguir aumentando su anchura y la corriente permanecerá en el valor alcanzado.

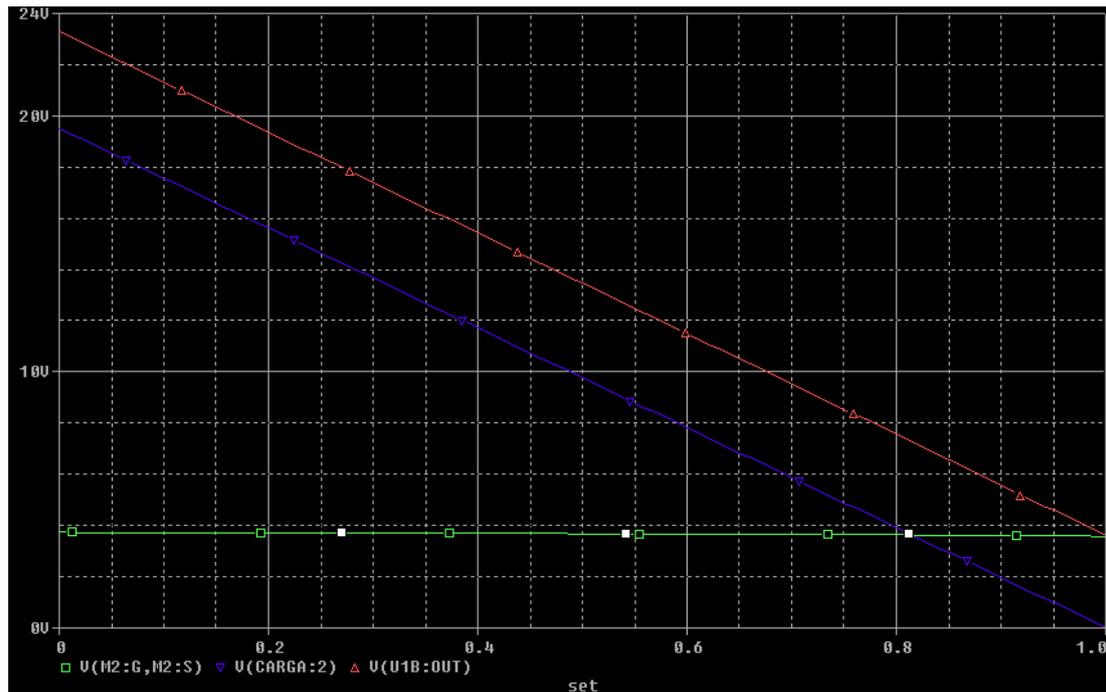


Fig. 17. Variación de la tensión de salida en el driver de salida (en rojo) conforme varía la tensión en la carga (en azul) cuando se actúa sobre la regulación de tensión, y tensión puerta-surtidor en los MOSFET del bloque de potencia (en verde). Fuente: Propia

### 2.3.3 Regulación de tensión

Para la regulación de la tensión en carga, se dispone de un divisor resistivo formado por las resistencias R1, R2 y P1 (Fig. 18), donde la resistencia P1 es un potenciómetro ajustable, alimentadas entre 24V y masa. Las resistencias R1 y R2 están escogidas de tal forma que la tensión medida en el potenciómetro varíe entre 0 y 19,5V, ya que como se expone en el apartado 2.3.5, 19,5V es aproximadamente la máxima tensión que esta etapa de regulación es capaz de proporcionar a la carga.

El cálculo de estas resistencias, así como la del potenciómetro, está debidamente justificado en el apartado 1 del ANEXO I para el circuito que finalmente se ha seleccionado como etapa de regulación y ajuste.

La tensión medida en el potenciómetro se lleva a través de un amplificador operacional funcionando como seguidor (el U1A en la Fig. 18) hasta la salida de este. Esta tensión, siempre y cuando el transistor MOSFET M1 de la Fig. 18 este en corte, será la tensión en la entrada no inversora en el driver de salida, de tal forma que, con lo expuesto en el apartado anterior, siempre y cuando no se alcance la limitación de corriente, la tensión en la carga será igual a la tensión fijada en el potenciómetro de tensión. En la Fig. 19 se puede observar el efecto del accionamiento del potenciómetro de tensión sobre una carga de  $15\Omega$  conectada a la salida.

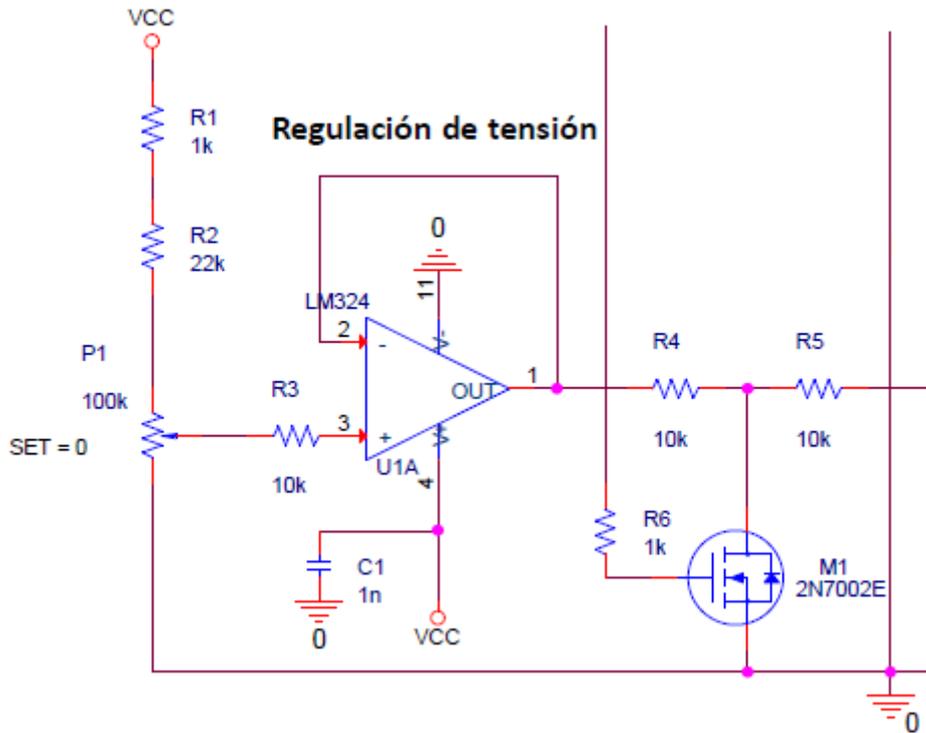


Fig. 18. Regulación de la tensión en la carga en el circuito MOSFET. Fuente: Propia

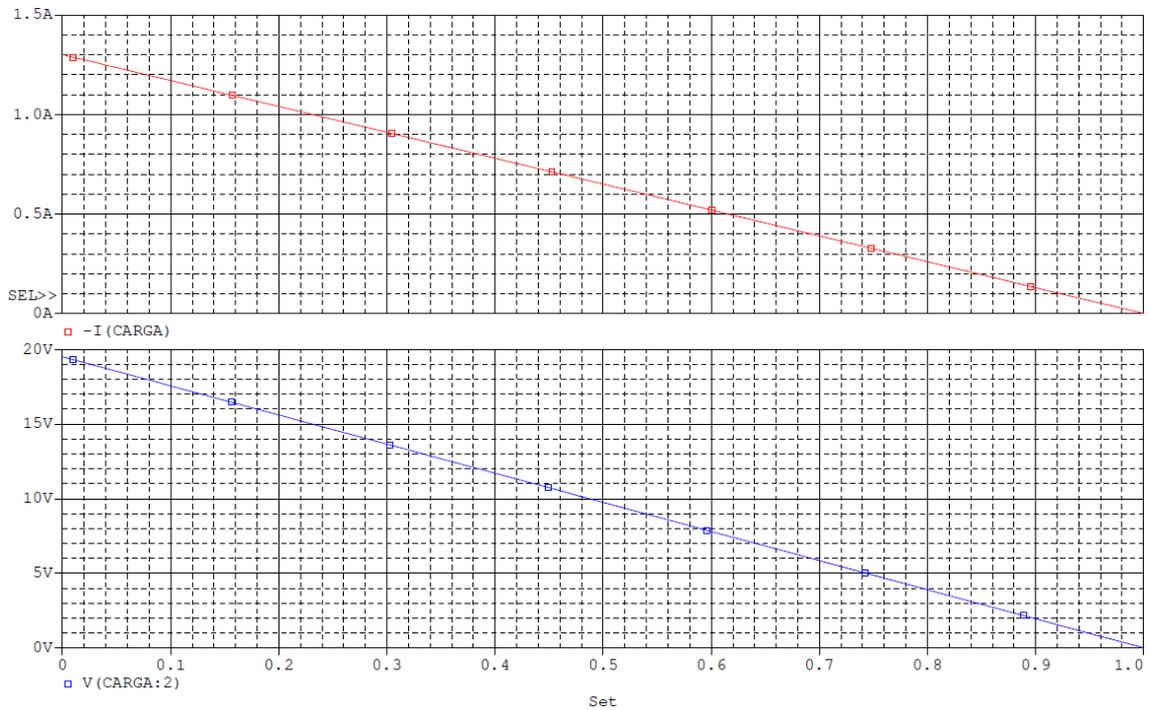


Fig. 19. Variación de la tensión y la corriente en una carga de  $15\Omega$  en el circuito MOSFET, al actuar sobre el potenciómetro de tensión. Fuente: Propia

### 2.3.4 Regulación de corriente

En la regulación de corriente (Fig. 20), se mide la corriente que circula por la carga a través de la tensión que cae en una resistencia de shunt, la cual se mide en la entrada inversora del amplificador operacional U1C, funcionando como comparador. Esta tensión se compara con la tensión medida en el potenciómetro P2, el cual se encuentra en un divisor resistivo junto con las resistencias R7 y R8, alimentadas entre 24V y masa. El valor de estas resistencias se ha seleccionado para que la limitación máxima de corriente se ajuste al valor deseado (1,5A). El cálculo de estas resistencias, así como la del potenciómetro, está debidamente justificado en el apartado 1 del ANEXO I.

La máxima corriente limitada se puede obtener con la siguiente expresión:

$$I_{lim} = 10 * 24 \left( 1 - \frac{R7 + R8}{P2 + R7 + R8} \right) \quad (8)$$

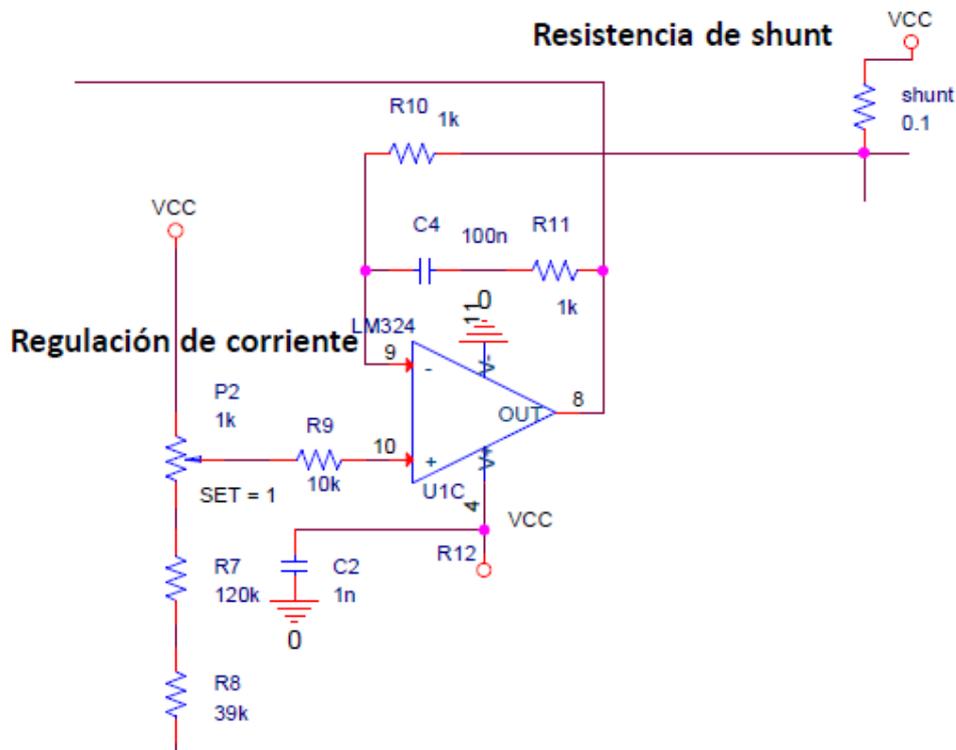


Fig. 20. Regulación de corriente en el circuito MOSFET. Fuente: Propia

Siguiendo con lo expuesto en el apartado 2.3.2, podemos imaginar que la corriente aumenta poco a poco desde cero, y conforme esta corriente aumenta, la tensión en la entrada inversora del amplificador operacional U1C disminuye, hasta que en un cierto momento, y en función de

la carga conectada a la salida y de la tensión ajustada en el potenciómetro, puede ser que la corriente que intente circular sea tal que la tensión en esta entrada inversora se iguale a la ajustada en la entrada no inversora. En ese caso, de este comparador saldría una tensión positiva que se aplicaría al terminal de puerta del MOSFET M1 (Fig. 18), el cual es de acumulación, y al aplicársele una tensión positiva de puerta-surtidor que supere un umbral  $V_{G_{STH}}$  permitirá que la corriente lo atraviese, produciendo una caída en la tensión impuesta por el potenciómetro del bucle de tensión. La corriente por este MOSFET seguirá aumentando hasta que la caída de tensión producida sea tal que la tensión que llega a la entrada no inversora del driver de salida, limite la corriente al valor ajustado.

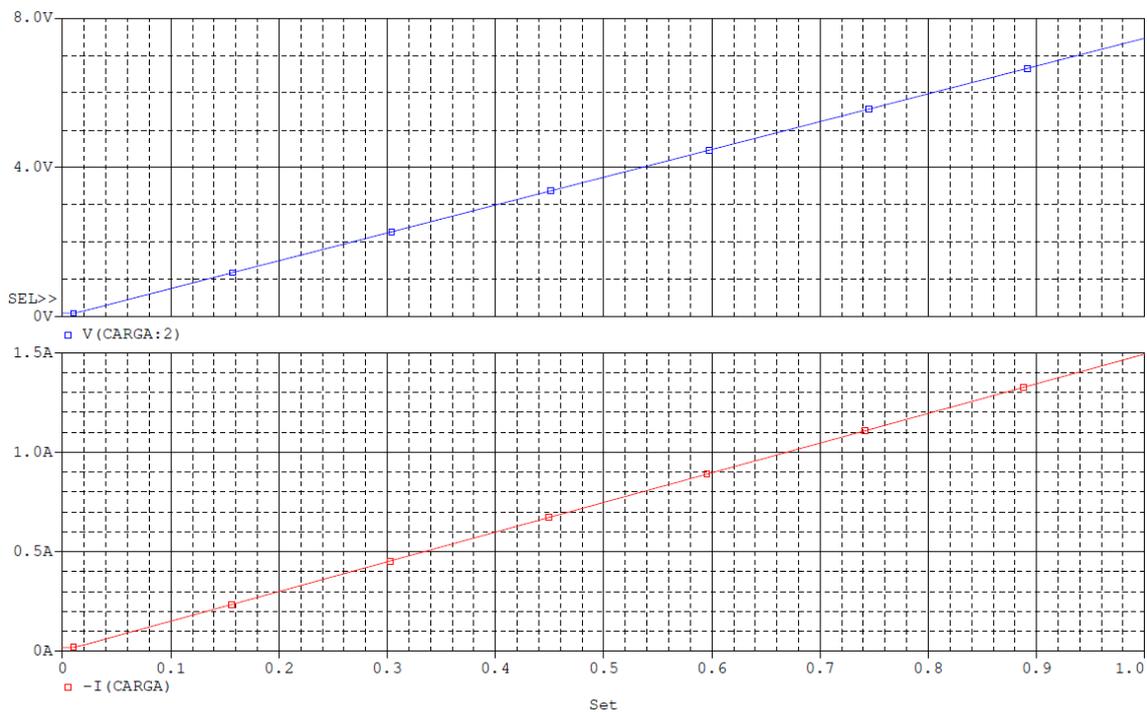


Fig. 21. Ajuste del límite de corriente para una carga de  $5 \Omega$  en el circuito MOSFET. Fuente: Propia

En la Fig. 21 se puede observar el efecto del ajuste del límite de corriente en una carga de  $5 \Omega$  a la que se le intenta proporcionar una tensión de 19,5V desde la regulación de tensión.

### 2.3.5 Bloque de potencia

El bloque de potencia está formado por cuatro transistores MOSFET de acumulación en paralelo (M2, M3, M4 y M5 en la Fig. 22) del tipo IRF540. La razón por la cual se ha decidido utilizar cuatro transistores en paralelo responde a criterios térmicos que se expondrán en el apartado 3.1.

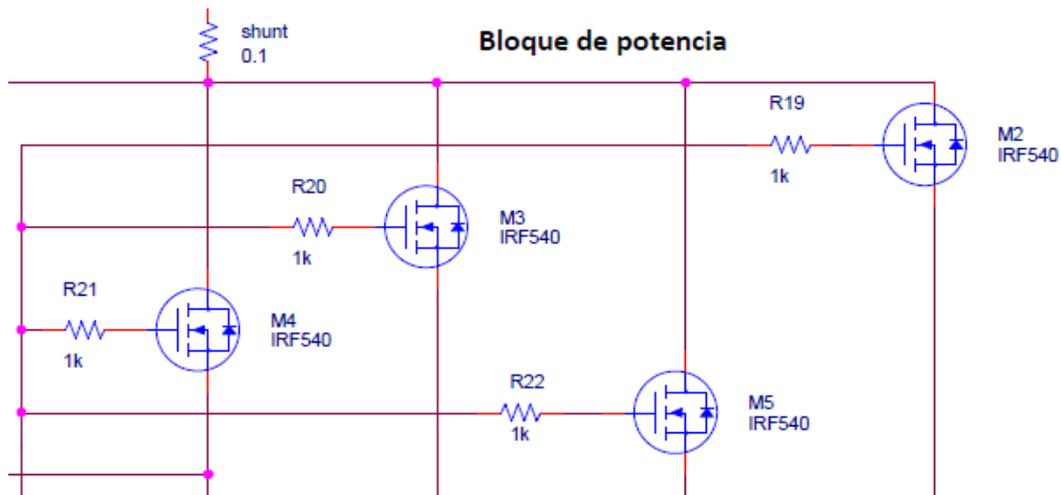


Fig. 22. Bloque de potencia en el circuito MOSFET. Fuente: Propia

La tensión que aparece entre el terminal de puerta y el de surtidor en estos MOSFET cuando están permitiendo la circulación de corriente, es la responsable de la tensión máxima alcanzada en la carga, pues en el caso de los MOSFET IRF540, se debe asegurar una tensión puerta-surtidor de unos 3,65V (en el caso de los resultados aportados por la simulación en pSpice), y ya que la tensión de surtidor es la tensión en la carga + 0,1 \*  $I_{CARGA}$ , y debido a que la tensión en el terminal de puerta de los MOSFET está limitada por la tensión máxima que el amplificador operacional del driver de salida, alimentado entre 24V y 0V, es capaz de dar (una tensión de saturación positiva de unos 23,3V), la tensión máxima alcanzada en la carga sigue la siguiente expresión:

$$V_{CARGA\acute{m}ax} = 23,3 - V_{GS} - 0,1 * I_{carga} \quad (9)$$

Sustituyendo  $V_{GS}$  por 3,65V y para una corriente en la carga de 1,5A, se tiene una tensión máxima en la carga de 19,5V.

Teniendo en cuenta que la corriente puede variar de 0 a 1,5A en función de la carga que se esté conectando, y en el caso de que la carga tuviese un valor lo suficientemente grande como para que con la regulación de tensión intentando aportar la máxima tensión en la salida circulase una corriente despreciable, la máxima tensión en la carga podría variar desde los 19,5V hasta el valor máximo de 19,65V, para el caso tratado en pSpice.

Ya que en realidad la tensión puerta-surtidor en el MOSFET, según las hojas de catálogo aportadas por los fabricantes [6], está comprendida entre 2 y 4V, en función de los MOSFET concretos que se acaben implementando estos valores podrían variar ligeramente según lo expuesto en la ecuación ( 10 ), y al haber 4 MOSFET en paralelo, la tensión puerta-surtidor de todos los MOSFET quedaría impuesta por aquel que tuviese una mayor tensión puerta-surtidor.

### 2.3.6 Alimentación no regulada: bloque de estabilización

Para esta etapa de regulación y ajuste, se ha considerado una variación que permite que esta etapa sea alimentada a partir de una fuente de alimentación no regulada, ya que se le ha añadido un bloque de estabilización (*Fig. 23*) que hace la función del regulador lineal en la fuente de alimentación regulada, y que consiste de un diodo Zener de 24V, conectado a masa y al terminal de base de un transistor Darlington, y una resistencia situada entre el terminal de base del transistor y la alimentación de esta etapa.

El transistor Darlington está en serie con la fuente de alimentación y el diodo zener fija una tensión de 24V en el terminal de base del transistor Darlington, siempre y cuando a su través se asegure una corriente de zener mínima. La resistencia R45 se puede seleccionar de tal forma que para la caída de tensión mínima en esta (3V), la corriente que circule por ella sea capaz de aportar la corriente de zener mínima y a la vez sea capaz de suministrar una corriente de hasta 2mA al terminal de base del transistor BDX53C, para que este sea capaz de dejar pasar corrientes de hasta 1,5A.

En el transistor Darlington cae una tensión  $V_{BE_{ON}}$  de unos 1,4V, lo cual garantiza en su terminal de emisor una tensión de 22,6V con la cual se alimenta a toda la etapa de regulación y ajuste, excepto los amplificadores operacionales que están alimentados con la tensión de rizado proveniente de la fuente de alimentación, ya que de esta manera se pueden llegar a alcanzar mayores tensiones en la carga conectada a la salida. Esta tensión de 22,6V tiene un ligero rizado de unos 23mV (*Fig. 24*), lo cual provoca que la tensión de salida en la carga también presente un cierto rizado, pero que como se puede observar en la *Fig. 25* se trata de un rizado muy pequeño (unos 15 mV para una carga de 15Ω y para la máxima tensión).

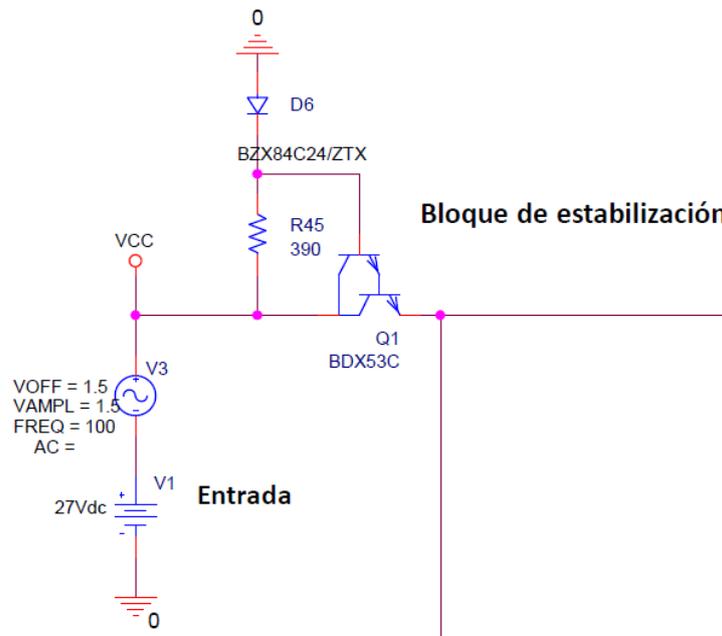


Fig. 23. Bloque de estabilización. Fuente: Propia

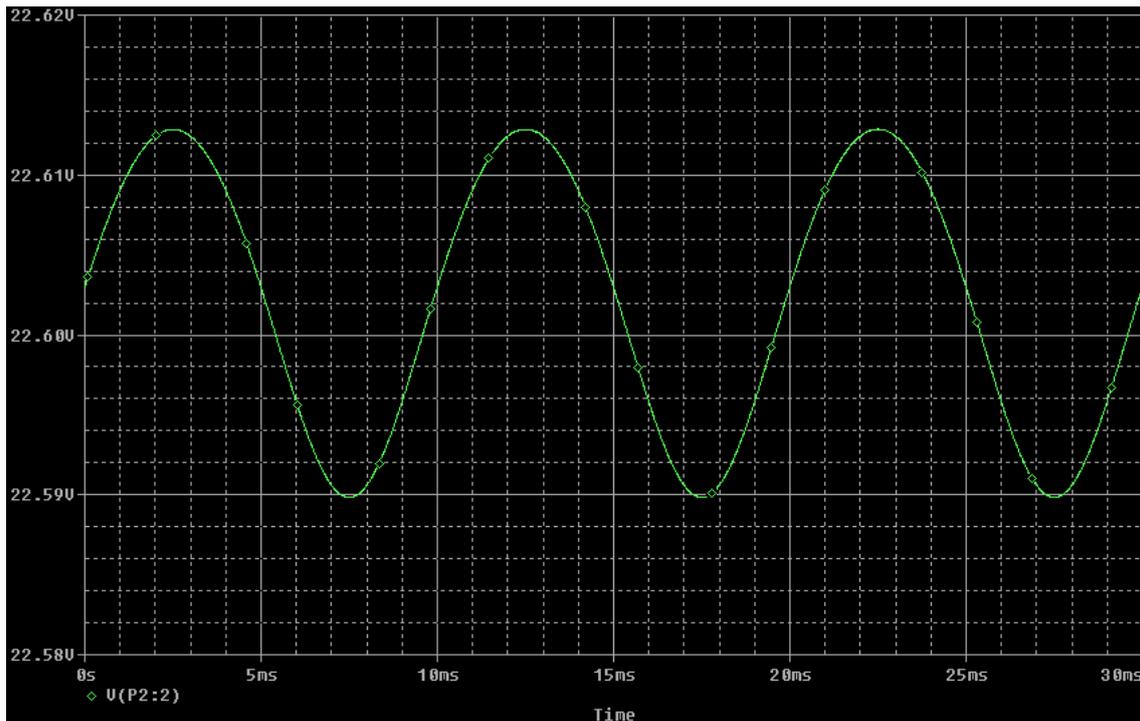


Fig. 24. Tensión en el terminal de emisor del transistor Darlington. Fuente: Propia

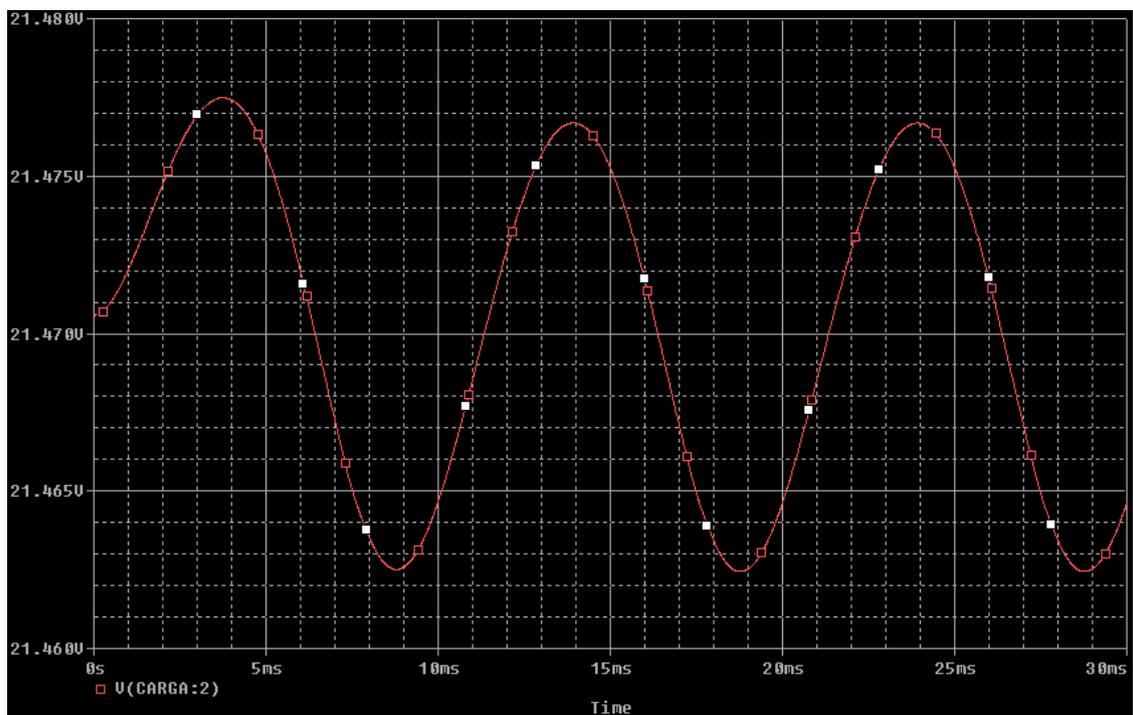


Fig. 25. Rizado de la tensión en una carga de  $15\Omega$  cuando el bucle de tensión intenta entregar la tensión máxima. Fuente: Propia

Con un correcto ajuste de los divisores resistivos de los que forman parte los potenciómetros de tensión y de intensidad, la regulación de tensión y de corriente en este circuito funcionan de la misma manera que como se ha expuesto en los apartados 2.2.2 y 2.2.3, donde la única diferencia es que ahora se pueden alcanzar tensiones máximas hasta 2V superiores gracias a que los amplificadores operacionales están alimentados con la tensión de rizado de la fuente de alimentación no regulada (Fig. 26).

Sin embargo, el principal inconveniente que presenta esta opción respecto a la utilización de un regulador de tensión lineal a la salida de la etapa de filtrado de la fuente de alimentación, es el hecho de que en el transistor Darlington se está disipando una potencia superior a la que se disiparía en el regulador de tensión (Fig. 27), ya que la caída de tensión en este es superior (de 27 a 22,6V, y de 30 a 22,6V).

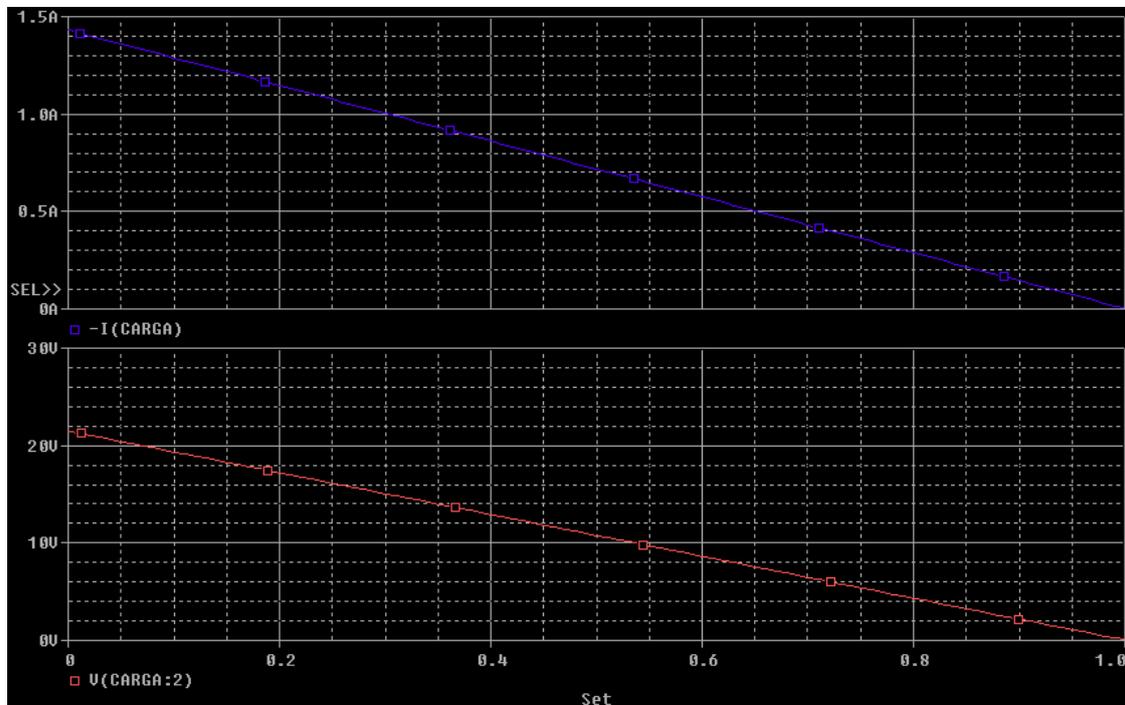


Fig. 26. Variación de la tensión y la corriente de offset en una carga de 15Ω en el circuito MOSFET con etapa de estabilización, al actuar sobre el potenciómetro de tensión. Fuente: Propia

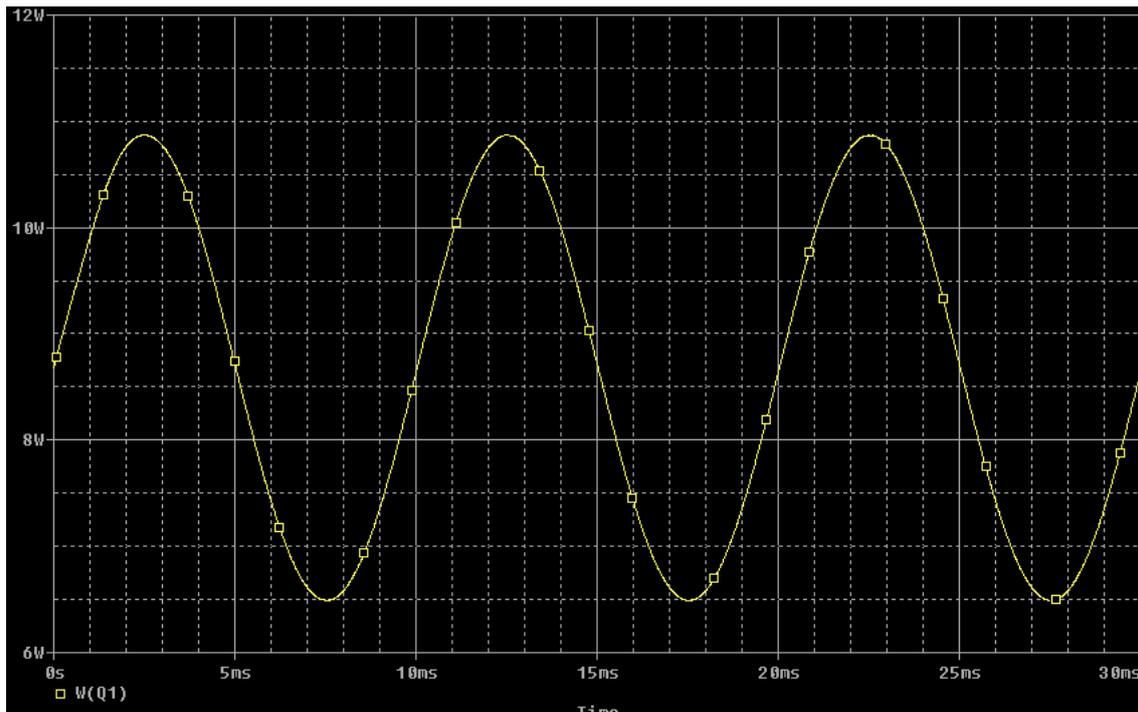


Fig. 27. Disipación de potencia en el transistor Darlington BDX53C de la etapa de estabilización con una demanda de corriente de 1,5A. Fuente: Propia

## 2.4 BLOQUE DE CONEXIÓN/DESCONEXIÓN DE LA CARGA

A la hora de implementar la funcionalidad de conexión/desconexión de la carga, se barajaron dos posibilidades, cuya principal diferencia se encontraba en la utilización de o bien un biestable o un microcontrolador para tratar la actuación sobre el pulsador de salida. Es importante mencionar, que, en ambos casos, lo que acaba produciendo en última estancia la conexión o desconexión de la carga, es la alimentación o no de la bobina de un relé. Estos circuitos se explican respectivamente en los apartados 2.4.1 y 3.2.2.

### 2.4.1 Circuito basado en biestable

La primera de las opciones consideradas para abordar esta etapa de conexión/desconexión de la carga aparece representada en la *Fig. 28*.

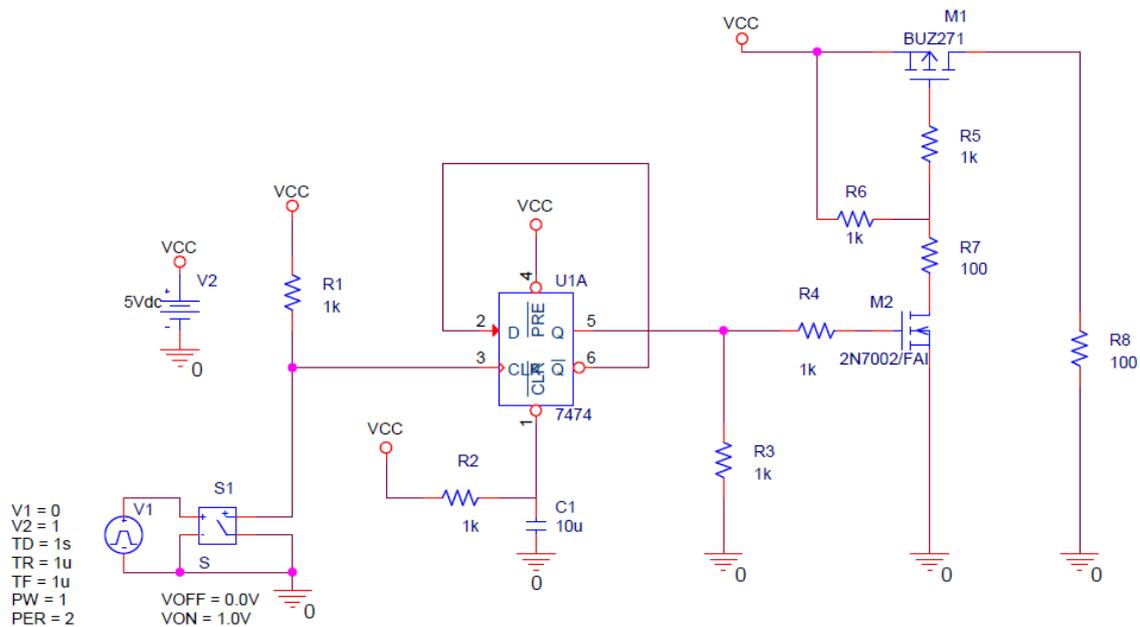


Fig. 28. Etapa de conexión/desconexión de la carga basada en la utilización de un biestable.  
Fuente: Propia

El biestable empleado en este circuito consta de 8 pines: dos de ellos sirven para alimentar el biestable, pero en el modelo empleado en pSpice no están representados; dos de ellos corresponden a las señales asíncronas de Clear y Preset, activas a nivel bajo; otros dos pines corresponden a la salida Q y la salida Q negada; y los dos restantes corresponden a la entrada D y a la señal de reloj (Clk), la cual es activa por flanco de subida.

El funcionamiento básico de este circuito se centra en el control de las tensiones puerta-surtidor ( $V_{GS}$ ) a las que están sometidos los transistores MOSFET de acumulación M2 y M1. Este tipo de transistores MOSFET permiten la conducción de corriente a través de ellos cuando se supera una cierta tensión puerta-surtidor en valor absoluto ( $V_{GSTH}$ ). El MOSFET M2 es de canal N, y por lo tanto permite la conducción de corriente cuando la tensión  $V_{GS}$  es positiva, mientras que el MOSFET M1, el cual es de canal P, permite la conducción de corriente cuando la tensión  $V_{GS}$  es negativa. En este circuito, la bobina del relé que produciría la conexión/desconexión de la carga está representada por la resistencia R4. Este relé desconectará la carga en la salida siempre y cuando circule corriente por su bobina correspondiente.

Teniendo esto en cuenta, y para entender cómo funciona el circuito en conjunto, el siguiente paso es analizar qué es lo que ocurre cuando la salida Q del biestable está a nivel bajo (aproximadamente 0V), y que ocurre cuando está a nivel alto (para el caso de esta simulación unos 3,1V, en realidad con una alimentación de 5V en el biestable, aproximadamente de 4,9V [7]).

Cuando la salida Q está a nivel bajo, en el terminal de puerta del MOSFET M2 se tiene una tensión de 0V, y ya que el terminal de surtidor está conectado a masa, la correspondiente tensión puerta-surtidor es de 0V también. Al estar el MOSFET en estado de corte, no circula corriente por las resistencias R6 y R7, y la tensión que se dispone en el terminal de puerta del MOSFET M1 es la misma que la que hay en el terminal de surtidor (5V), y por tanto este MOSFET también está en estado de corte, no permitiendo que circule corriente por la bobina del relé, y por tanto permaneciendo la carga conectada en la salida.

Cuando la salida Q se encuentra a nivel alto, la tensión de puerta-surtidor en el MOSFET M2 es de aproximadamente 3,1V, permitiendo este que por el circule corriente. Al circular corriente por el MOSFET M2, en el terminal de puerta del MOSFET M1 aparece una tensión de 455mV como consecuencia del divisor resistivo formado por las resistencias R6 y R7, y por tanto, produciéndose en este caso una  $V_{GS}$  de -4,545V, la cual permite la circulación de corriente a través de la bobina del relé, desconectando la carga en la salida.

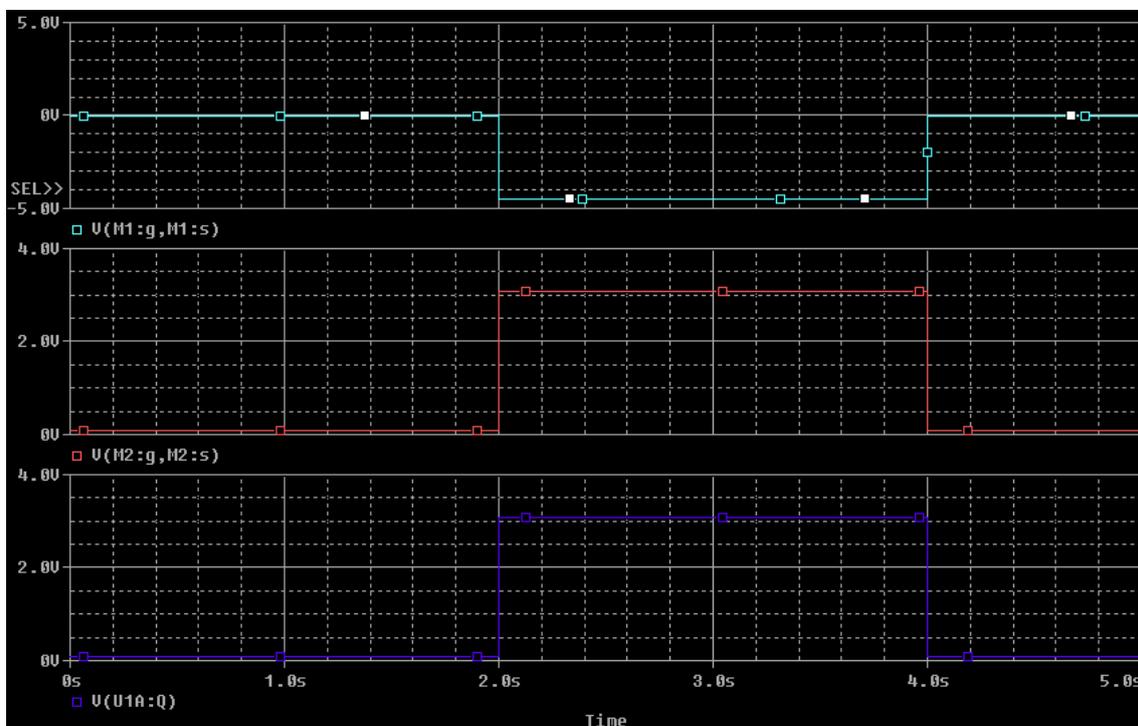


Fig. 29. Relación entre la señal de salida Q del biestable (en azul oscuro) y las tensiones de puerta-surtidor en el MOSFET M2 (en rojo) y M1 (en azul claro). Fuente: Propia

En la Fig. 29 se puede observar la tensión  $V_{GS}$  que aparece en el MOSFET M2 y M1 en función del valor de la salida Q del biestable.

Por último, falta por comentar cómo en este circuito se consigue que el biestable pase de nivel bajo a nivel alto, y viceversa. Inicialmente, el condensador C1 está descargado a una tensión de 0V, y por lo tanto el Clear actúa poniendo la salida Q del biestable a nivel bajo, permaneciendo por tanto la carga en la salida conectada. En la Fig. 28 podemos observar como la entrada del biestable se ha conectado a la salida negada, y por tanto en este caso la entrada se encontraría a nivel alto, esperando a la aparición de un flanco de subida en la señal de reloj.

El pulsador de salida está conectado a la señal de reloj del biestable con una resistencia de pull-up, de tal forma que la señal de reloj en el biestable está inicialmente a nivel alto (5V), pero cuando se acciona el pulsador (y mientras este se mantenga accionado) esta pasa a nivel bajo (0V), para posteriormente, al soltar el pulsador, volver a nivel alto. En ese flanco de subida la salida se actualiza para pasar de 0V a 5V, mientras que la entrada del biestable se actualiza a 0V (Fig. 30). Este proceso se repetiría cada vez que se accionase el pulsador.

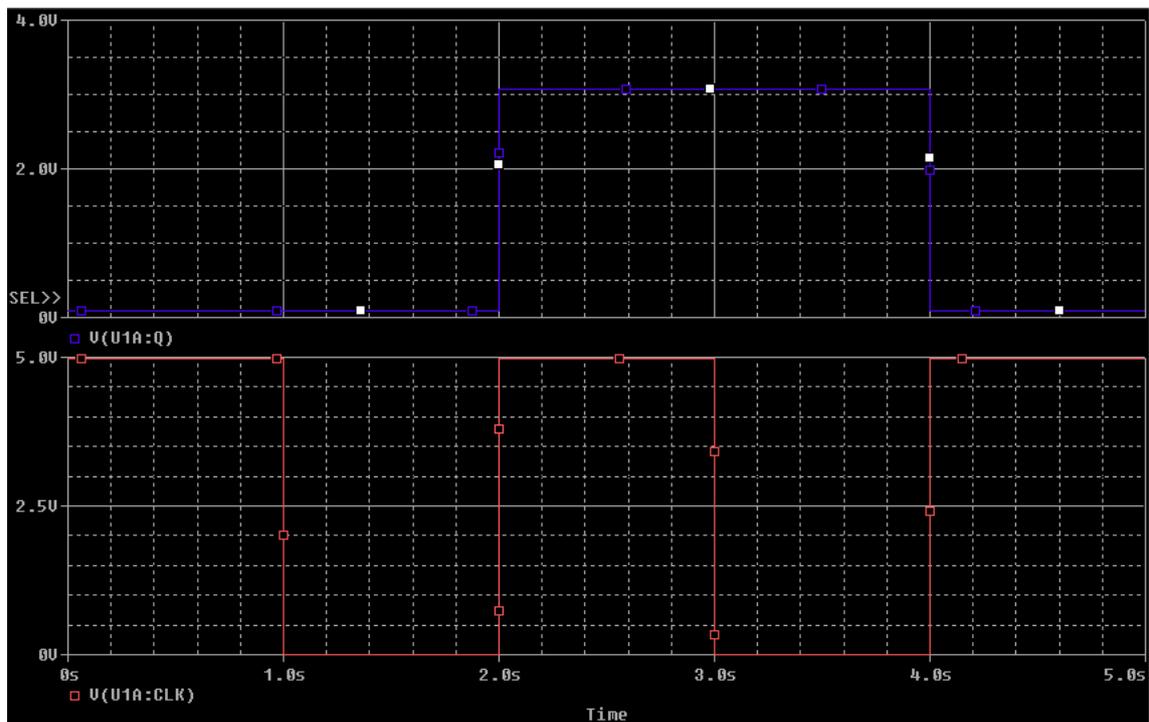


Fig. 30. Simulación del accionamiento del pulsador, y respuesta en las señales de salida Q (en azul) y de reloj (en rojo) del biestable. Fuente: Propia



## **CAPÍTULO 3. IMPLEMENTACIÓN DEL ESQUEMÁTICO FINAL EN EAGLE**

La configuración para la etapa de regulación y ajuste escogida para su implementación en la fuente de alimentación ha sido la del circuito MOSFET con entrada regulada. Se ha acabado optando por el circuito MOSFET frente al BJT, principalmente por la desventaja que presenta este último en la regulación de tensión, la cual, como se expone en el apartado 2.2.3, depende del valor de resistencia de la carga que se esté conectando en la salida.

Por otra parte, se ha optado por una entrada regulada debido a que el regulador de tensión lineal, en comparación con la etapa de estabilización utilizada en el circuito MOSFET con entrada no regulada, ofrece una salida más estable, disipa menos potencia y se trata de un circuito integrado lo que le hace a su vez una opción más compacta.

Como se ha comentado en apartados anteriores, para esta etapa de regulación y ajuste, el ajuste de las resistencias que forman parte de los divisores resistivos, tanto del potenciómetro de regulación de tensión como del de limitación de corriente, se ha justificado debidamente el apartado 1 del ANEXO I.

En los siguientes apartados se expondrá primero la aplicación del criterio térmico al diseño de esta etapa, y posteriormente la implementación del esquemático al software de Eagle para la realización de la placa de circuito impreso.

### **3.1 DISEÑO POR CRITERIO TÉRMICO**

En este apartado se va a abordar la necesidad de emplear radiadores en los transistores MOSFET de la etapa de potencia, debido a la elevada potencia térmica que estos deben de disipar, así como la selección de los radiadores apropiados para este caso. Primero se analizará el caso de un solo MOSFET en la etapa de potencia, para luego exponer porque se ha decidido utilizar 4 transistores MOSFET en paralelo. También se valorará si es necesario utilizar radiador para el regulador lineal de tensión.

Con una alimentación de la etapa de regulación y ajuste de 24V, y un ajuste del límite de corriente de hasta un máximo de 1,5A, la potencia máxima que se puede llegar a disipar en la etapa de potencia es de 36W. Los MOSFET tipo IRF540 que se están utilizando tienen una temperatura de unión ( $T_j$ ) de 175°C [6]. Suponiendo en el peor de los casos una temperatura ambiente ( $T_{amb}$ ) de 40°C, el incremento máximo de temperatura que puede sufrir uno de estos transistores es de 135°C.

La resistencia térmica total cuando se considera el uso de un radiador se obtiene con la siguiente expresión:

$$R_{\theta} = R_{\theta JC} + R_{\theta(CS)} + R_{\theta(SA)} \quad (10)$$

Donde  $R_{\theta}$  es la resistencia térmica total;  $R_{\theta JC}$  es la resistencia térmica para la transferencia de calor entre la unión semiconductora y el encapsulado del transistor;  $R_{\theta(CS)}$  es la resistencia térmica entre el encapsulado del transistor y el radiador, es decir, la resistencia térmica de la pasta térmica; y  $R_{\theta(SA)}$  es la resistencia térmica para la transferencia de calor entre el radiador y el ambiente [8].

En el caso de que no se utilice radiador, la resistencia térmica sería la resistencia térmica para la transferencia de calor entre la unión semiconductora y el ambiente ( $R_{\theta JA}$ ), la cual para este transistor tiene un valor de  $62^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . De esta manera, se puede estimar la potencia máxima que este transistor es capaz de soportar sin la utilización de radiadores:

$$R_{\theta JA} = 62^{\circ}\text{C}/\text{W}; \quad T_j = 175^{\circ}\text{C}; \quad T_{amb} = 40^{\circ}\text{C}; \quad \Delta T_{m\acute{a}x} = 135^{\circ}\text{C};$$

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{\Delta T_{m\acute{a}x}}{R_{\theta JA}} = 2,177\text{W};$$

Teniendo en cuenta la potencia que se maneja en este transistor, queda clara la necesidad de disponer de un radiador para poder disipar de forma efectiva la potencia térmica generada en este componente.

Volviendo al cálculo de la resistencia térmica utilizando radiador según la ecuación (10), la resistencia térmica  $R_{\theta JC}$  para este transistor es de  $1,15^{\circ}\text{C}/\text{W}$  [6], y para la resistencia térmica de la pasta térmica ( $R_{\theta CS}$ ) podemos suponer un valor de unos  $0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

La resistencia térmica total ( $R_{\theta}$ ) utilizando un único transistor en la etapa de potencia debe de ser menor de  $3,75^{\circ}\text{C}/\text{W}$ , y, por tanto, la resistencia térmica necesaria para el radiador sería de  $2,1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Los radiadores que presentan estas características son demasiado grandes para las dimensiones que se van a utilizar en la placa de circuito impreso (CAPÍTULO 4), y por lo tanto se ha visto más razonable utilizar un mayor número de transistores en paralelo.

Si ahora hacemos el cálculo utilizando 4 transistores MOSFET en la etapa de potencia, ahora la potencia máxima queda dividida entre los 4 transistores, siendo de  $9\text{W}$  para cada uno de ellos. Esta disipación de potencia supondría la necesidad de disponer de una resistencia térmica total no superior a los  $15^{\circ}\text{C}/\text{W}$ , y por tanto, una resistencia térmica para el radiador no superior a  $13,35^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Finalmente, se ha optado por cuatro radiadores de  $12,9^{\circ}\text{C}/\text{W}$  con un tamaño de  $16,26\text{mm} \times 16,26\text{mm} \times 38,1\text{mm}$  (Fig. 31)



Fig. 31. Radiador empleado para la disipación de calor en los MOSFET IRF540. Fuente: <https://es.farnell.com/avid-thermalloy/6391bq/disipador-de-calor-to-220-218/dp/1213468?ost=1213468>

Por otro lado, el regulador lineal que se quiere utilizar (el UA7824CKCS) tiene una temperatura de unión de 150°C [3]. Suponiendo en el peor de los casos una temperatura ambiente de 40°C, el incremento máximo de temperatura en este caso es de 110°C. La resistencia térmica para la transmisión de calor entre la unión semiconductora y la temperatura ambiente es de 19°C/W en este caso, por lo tanto, la potencia máxima que el regulador lineal es capaz de soportar sin la utilización de radiadores es la siguiente:

$$R_{\theta JA} = 19^{\circ}\text{C}/\text{W}; \quad T_j = 150^{\circ}\text{C}; \quad T_{amb} = 40^{\circ}\text{C}; \quad \Delta T_{m\acute{a}x} = 110^{\circ}\text{C};$$

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{\Delta T_{m\acute{a}x}}{R_{\theta JA}} = 5,79\text{W};$$

Ahora obtenemos la potencia que se está disipando en el regulador de tensión. Con un condensador de 4700  $\mu\text{F}$  y según lo expuesto en el apartado 3 del ANEXO I, la tensión de rizado con la que se alimenta al regulador lineal es:

$$V_{m\acute{a}x} = 30,1\text{V}; \quad V_{m\acute{i}n} = \sqrt{\frac{CV_{m\acute{a}x}^2 - PT}{C}} = 27,438\text{V};$$

Para el peor de los casos, cuando se está suministrando la potencia máxima desde el regulador de tensión la corriente que circula a través de este es de 1,5A, y la potencia que se disipa en el regulador lineal viene dada por la diferencia de tensiones entre el rizado de tensión en la entrada de este, y la tensión de 24V en la salida, proporcionando una potencia con un rizado que varía entre un valor mínimo y máximo, y la potencia media que se estaría disipando en el regulador lineal sería:

$$P_{m\acute{a}x} = (30,1 - 24) * 1,5 = 9,15\text{W}; \quad P_{m\acute{i}n} = (27,438 - 24) * 1,5 = 5,16\text{W};$$

$$P_{med} = \frac{P_{m\acute{a}x} + P_{m\acute{i}n}}{2} = 7,155W;$$

Ya que esta potencia es superior a la potencia máxima admitida, este regulador lineal requeriría de un radiador.

## 3.2 ESQUEMÁTICO EN EAGLE PARA LA REALIZACIÓN DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO

Una vez se ha decidido el esquema definitivo para la etapa de regulación y ajuste, el siguiente paso es el diseño de la placa de circuito impreso. Esta placa se diseñará utilizando el software de Eagle, y por tanto el primer paso será trazar el esquemático en Eagle.

El esquemático completo de la etapa de regulación y ajuste de la fuente de alimentación está representado en el plano 2 del ANEXO IV. De este esquemático se van a comentar ahora los nuevos elementos que se han incorporado para poder cumplir con los objetivos de diseño planteados para la fuente de alimentación de este trabajo.

### 3.2.1 Indicador de sobrecorriente

Uno de los elementos que se ha incorporado al esquemático completo en Eagle, es un indicador de sobrecorriente (*Fig. 32*), consistiendo en un LED y una resistencia donde caerá el resto de la tensión que no sea necesaria para hacer funcionar el LED, y a que a la vez asegurará que el LED esté alimentado con la corriente necesaria para su funcionamiento. Cuando el bucle de corriente actúa limitando la corriente que circula por la carga a un cierto valor, por lo ya expuesto en el apartado 2.3.4, la tensión de salida en el amplificador operacional de este bucle de corriente es positiva, produciendo que el MOSFET M1 (*Fig. 18*) conduzca corriente y que caiga parte de la tensión impuesta por el potenciómetro de tensión. Esa misma tensión de salida del amplificador operacional llegaría también al indicador de sobrecorriente, haciendo que el LED se encendiese.

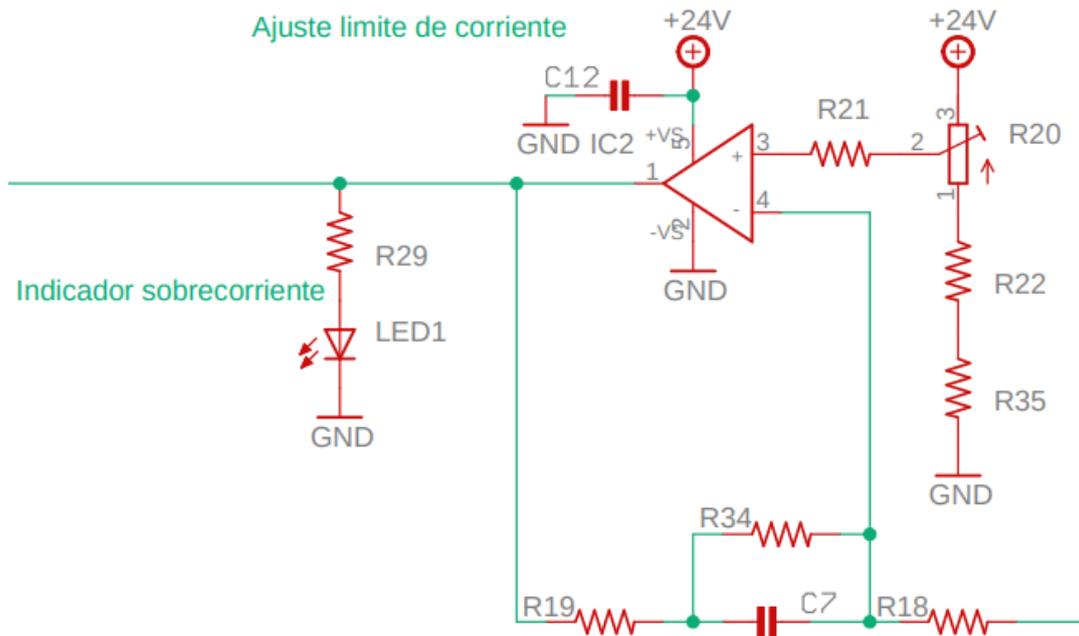


Fig. 32. Indicador de sobrecorriente. Fuente: Propia

### 3.2.2 Bloque de conexión/desconexión y limitación de corriente utilizando un microcontrolador

Como bien se ha mencionado en el apartado 2.4, una de las opciones que se ha considerado para la implementación del bloque de conexión/desconexión de la carga ha sido uno basado en la utilización de un microcontrolador, el cual se expone a continuación. Finalmente se ha decidido por escoger esta opción ya que como ahora se expondrá, esta alternativa aporta una mayor capacidad de integración al requerir de muy pocos componentes, y también permite fácilmente incluir el control del pulsador para el ajuste del límite de corriente; además se trata de una opción más barata.

El microcontrolador que se ha acabado empleando es el PIC12F509 (Fig. 33), un microcontrolador de 8 bits desarrollado por el fabricante de componentes electrónicos Microchip [9]. Este microcontrolador dispone de 8 terminales, dos de ellos se utilizan para la alimentación, la cual debe estar comprendida entre 2 y 5,5V [10], y los otros 6 pines se pueden utilizar como E/S (el resto de las características de este microcontrolador se exponen en el CAPÍTULO 5).

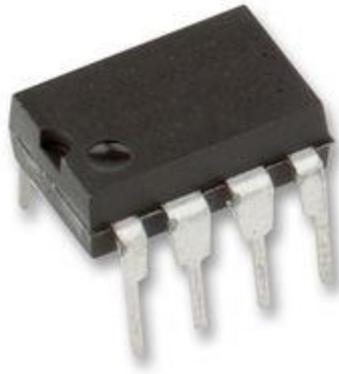


Fig. 33. Microcontrolador PIC12F509. Fuente: <https://es.farnell.com/microchip/pic12f509-i-p/mcu-8bit-pic12-4mhz-dip-8/dp/7711220?ost=7711220>

Se dispone a su vez de dos conectores hembra para PCB 1x4 (JP1 y JP2 en la Fig. 34), a los cuales se conectará cada uno de los pulsadores. Estos pulsadores disponen de un LED que permitirá, por una parte, indicar que la carga está conectada en la salida (LED del pulsador de salida), y por otra parte, indicar que se ha cortocircuitado la salida (LED del pulsador de cortocircuito). Por lo tanto, para cada uno de los pulsadores, se conectarán dos pines a los dos terminales del LED, uno irá conectado a masa y el otro al microcontrolador, y dos pines se conectarán a los contactos de común y normalmente abierto del pulsador, el de común irá conectado a masa y el de normalmente abierto irá conectado al microcontrolador con una resistencia de pull-up (Fig. 34).

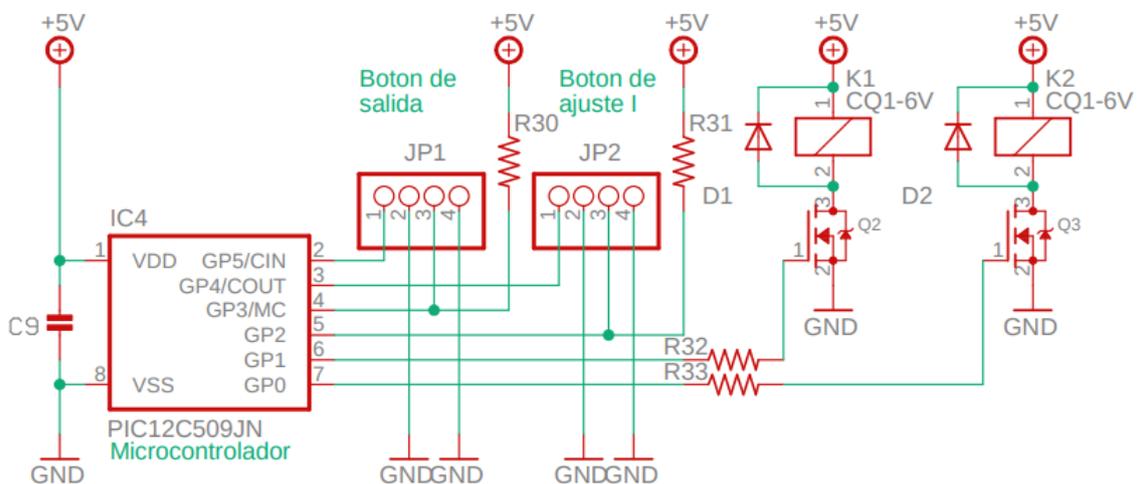


Fig. 34. Bloque de conexión/desconexión de la carga y de limitación de corriente implementado en Eagle. Fuente: Propia

Para poder alimentar al microcontrolador se dispone del convertidor DC/DC R-78E5.0-1.0 (Fig. 35 y Fig. 36), el cual puede ser alimentado entre 8 y 28V, proporcionado un voltaje de 5V y que es capaz de suministrar una corriente de hasta 1A [11].

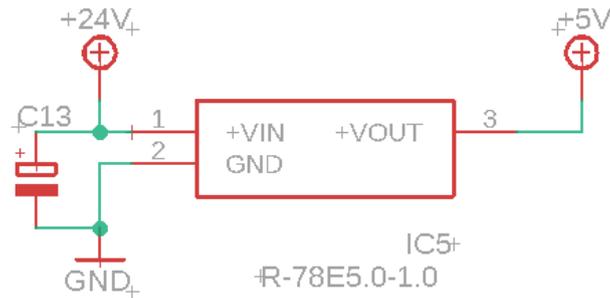


Fig. 35. Implementación del convertidor DC/DC en Eagle. Fuente: Propia



Fig. 36. Convertidor DC/DC R-78E5.0-1.0. Fuente: <https://es.farnell.com/recom-power/r-78e5-0-1-0/convertidor-dc-dc-5v-1-a-th/dp/2760747?ost=2760747>

Para completar el bloque de conexión/desconexión de la carga y del ajuste del límite de corriente, se dispone de dos relés (K1 y K2 en la Fig. 36), cuyas bobinas están alimentadas con el convertidor DC/DC, entre 5V y masa, y cada una de ellas está en serie con un transistor MOSFET de acumulación, del tipo 2N7002 (los transistores Q2 y Q3 en la Fig. 36). Estos relés son del tipo normalmente cerrado y la disposición de sus contactos se puede observar en la Fig. 37 (K1 y K2). El relé K1 permite la conexión/desconexión de la carga, mientras que el relé K2 permite cortocircuitar la salida, para poder posteriormente ajustar el límite de corriente.

Antes de comentar como el microcontrolador permite implementar estas funcionalidades, es importante observar que en el bloque de salida se ha incorporado un amperímetro para la medida de la corriente que circula por la carga (conectado a los conectores SV3 en la Fig. 37), así como un voltímetro para medir la tensión de salida en la carga (conectado a los conectores SV4). Además, en cuanto a la alimentación de las bobinas de los relés, es importante mencionar que, aunque éstas son de 6V, se ha comprobado que con una alimentación de 5V funcionan perfectamente (la razón por la que se han alimentado a 6V es porque, de esta forma se puede alimentar con la misma tensión a las bobinas de los relés y al microcontrolador).

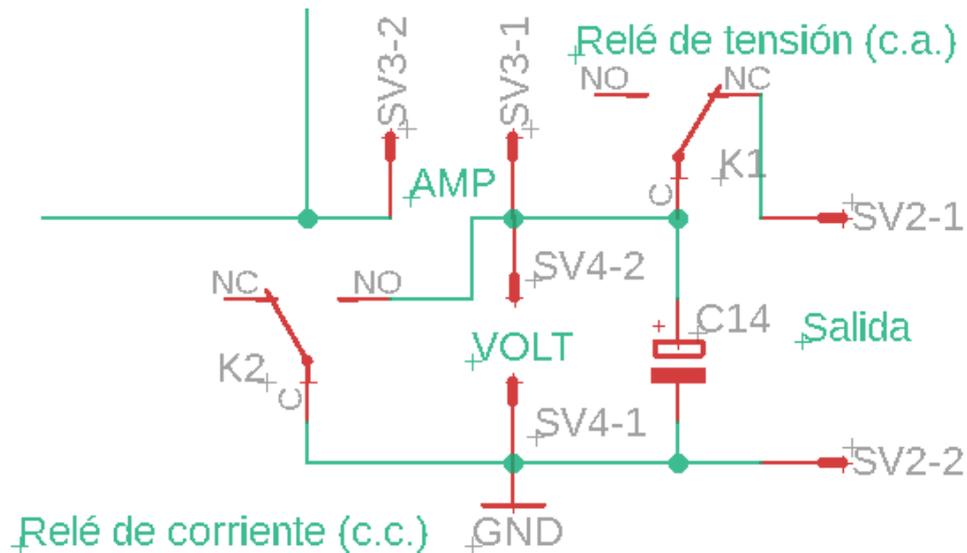


Fig. 37. Bloque de salida de la fuente de alimentación de laboratorio. Fuente: Propia

La forma de actuar del microcontrolador es la siguiente: cuando uno de los pulsadores es accionado, el microcontrolador envía una tensión de unos 4,3V [10] tanto al LED como al terminal de puerta del MOSFET correspondiente a ese pulsador. En el caso del pulsador para la conexión/desconexión de la carga (el pulsador de salida), el MOSFET Q2 permitirá circular corriente a través de la bobina K1, lo cual producirá una conmutación en el contacto de común asociado al relé, el cual se conectará con el contacto de normalmente abierto dejando a la carga en circuito abierto. En el caso del pulsador para el ajuste del límite de corriente (el pulsador de cortocircuito), el MOSFET Q3 permitirá circular la corriente a través de la bobina K2, lo cual producirá una conmutación del contacto de común asociado al relé, que se conectará con el contacto de normalmente abierto produciendo un cortocircuito. Al producirse el cortocircuito, la corriente intentará hacerse tan alta como pueda, pero el bucle de regulación de corriente lo estará impidiendo, ajustando el límite de corriente a un cierto valor el cuál se podrá visualizar a través del amperímetro.

### 3.2.3 Definición de componentes en Eagle

Antes de pasar a comentar como se ha diseñado la placa de circuito impreso, es interesante revisar cómo se definen los componentes en Eagle y la importancia de su definición para el posterior diseño de la PCB.

Cada uno de los componentes en Eagle está definido por un símbolo y un footprint (en español: huella). El símbolo sirve para representar el componente en el esquemático, y de este lo más importante en su definición son los pines que determinan las diferentes conexiones; la forma concreta que tenga el componente en el esquemático no tiene excesiva importancia, siempre y cuando este sea identificable. Por otra parte, el footprint define la forma física del componente para tener una referencia a la hora de diseñar la PCB, y en este caso la forma concreta que tenga el componente es fundamental para que, una vez diseñada la placa, el componente encaje adecuadamente.

En las librerías que aporta Eagle por defecto y otras de uso común se encuentran gran parte de los componentes a utilizar a la hora de abordar un diseño electrónico, con los símbolos y los footprints ya definidos correctamente, pero en algunos casos puede que alguno de los componentes a utilizar no esté definido en estas librerías. En el caso de este proyecto, el radiador empleado para disipar el calor de los transistores MOSFET (*Fig. 31*) no se encontraba en ninguna librería, y el convertidor DC/DC aunque se pudo obtener de la página del distribuidor de componentes electrónicos mouser [12], se decidió realizarle algunas modificaciones a su símbolo.

En el caso del radiador el procedimiento fue el siguiente: se hizo una copia a una nueva librería de uno de los radiadores definidos en la librería de heatsink de Eagle, el cual tenía ya el símbolo deseado para utilizar en el radiador, de tal forma que solo fuese necesario modificar el footprint. A partir de aquí y consultando la hoja de catálogo del fabricante del radiador [13], se dibuja el footprint (*Fig. 38*)

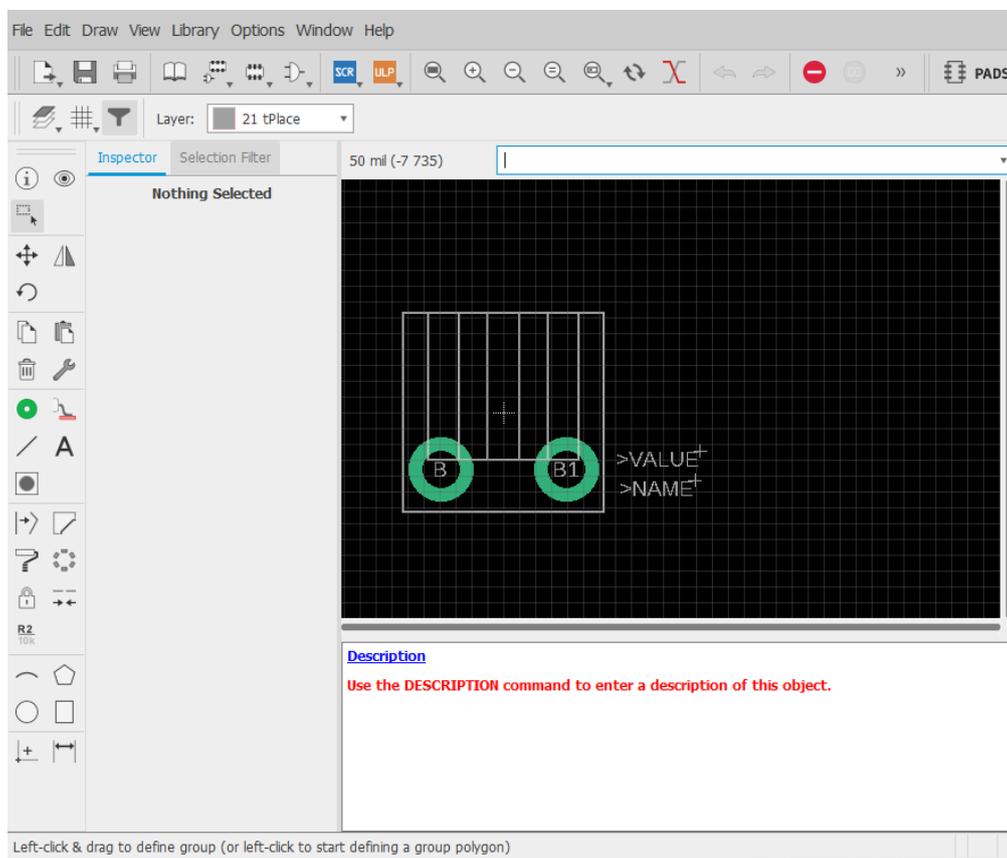


Fig. 38. Ventana de Eagle para la edición del footprint de un componente, en concreto se está definiendo el footprint para el radiador empleado en los MOSFET. Fuente: Propia

Para el caso del convertidor DC/DC, como ya se ha comentado, partiendo del diseño de ECAD definido en mouser y exportándolo a Eagle, lo único que se modificó en este caso fue el símbolo (*Fig. 39*)

## Diseño y desarrollo de una fuente de alimentación para laboratorio, de tensión y corriente ajustables (0-20V, 0-1A), para su uso en el diseño de prototipos electrónicos

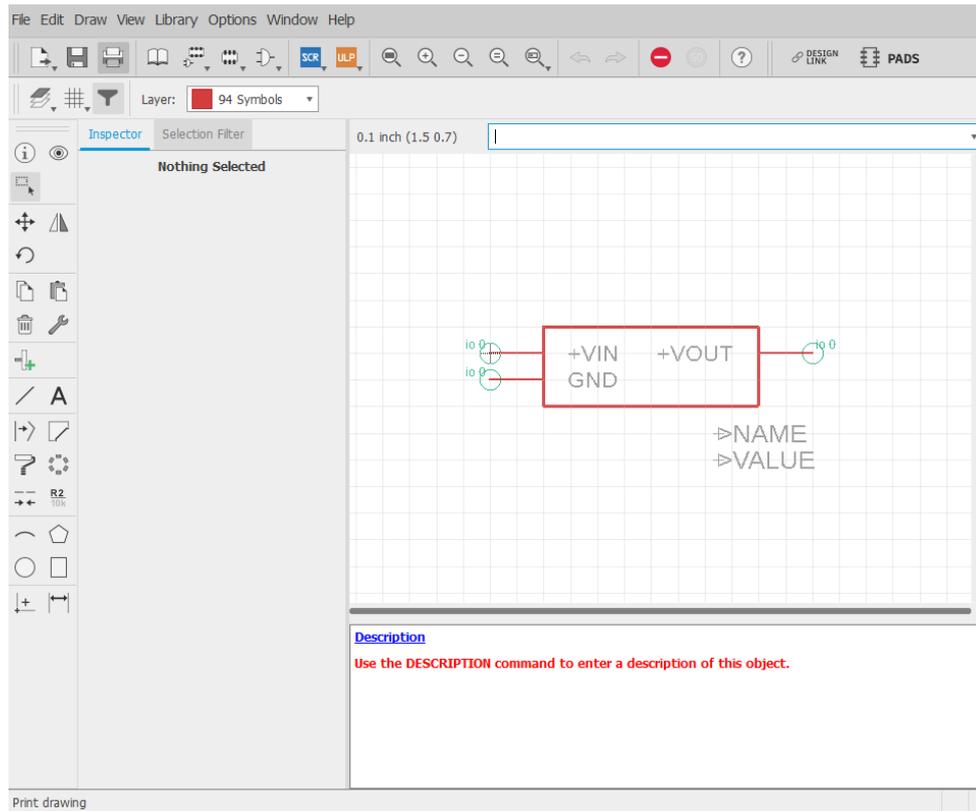


Fig. 39. Ventana de Eagle para la definición del símbolo de un componente. En concreto se está definiendo el símbolo del convertidor DC/DC que se ha empleado. Fuente: Propia

En el 0 se ha dispuesto la lista de los diferentes componentes utilizados en Eagle para la implementación del esquemático y el diseño de la PCB, así como las librerías utilizadas.

## **CAPÍTULO 4. DISEÑO DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO**

Una vez se tiene el esquemático en Eagle, se puede proceder al diseño de la placa de circuito impreso. Para ello, el primer paso será determinar las dimensiones que se desea que tenga la placa y distribuir los diferentes componentes en ella. Para la implementación de este circuito se ha decidido utilizar una placa de circuito impreso con dos capas de cobre, una superior y una inferior, ya que por la complejidad del circuito no se requiere de ninguna capa adicional.

En un principio, interesa que la placa tenga el menor tamaño posible para que su coste sea inferior y a la vez la fuente de alimentación pueda ser de un tamaño más reducido. Por otra parte, hay que dejar el suficiente espacio para poder distribuir todos los componentes y las diferentes conexiones que los unen con unas ciertas anchuras y separaciones.

En el caso de este proyecto, ya se disponía de la carcasa de la fuente de alimentación, y, por tanto, teniendo en cuenta el espacio que dejaba disponible la fuente de alimentación regulada, se optó por utilizar una placa de 100x63mm. En los planos 3, 4 y 5 del ANEXO IV se pueden ver los resultados del diseño de esta placa.

Para la distribución de los componentes, primero se han situado aquellos componentes que precisaban de una localización específica en la placa por la función que desempeñan. Por ejemplo, en el caso de los radiadores de los transistores MOSFET, interesa situarlos en un extremo de la placa ya que de esta manera podrán disipar el calor con más facilidad; todos aquellos componentes que tengan conexiones externas es preferible situarlos en los extremos de la placa para que de esta manera sea más fácil sacar cada uno de los cables a los que van conectados, y que no se estorben tanto entre sí. Así, los conectores de entrada y de salida se han colocado en los extremos izquierdo y derecho de la placa respectivamente, y los pulsadores se han situado en el extremo izquierdo (*Fig. 40*).

Una vez se ha decidido situar estos componentes con esta disposición, el resto de los componentes se han distribuido de tal forma que aquellos que estuviesen interconectados entre sí se encontrasen lo más cerca posible, ya que, de esta manera, se consigue que las conexiones sean lo más cortas posible, reduciendo pérdidas de potencia. De esta manera, la red de realimentación se encuentra cerca de los transistores MOSFET, el potenciómetro de corriente está cerca de la etapa de potencia y del led de sobrecorriente, así como de todos los componentes pasivos que forman parte del bloque de regulación de corriente, y lo mismo se podría decir para el bloque de regulación de tensión. En la parte de abajo, se han situado todos los componentes que conforman el bloque de conexión/desconexión de la carga y del ajuste del límite corriente.

Llama la atención el hecho de que los radiadores se salen ligeramente de las dimensiones de la placa, pero esto no es un problema ya que se ha comprobado que a pesar de ello la placa encaja perfectamente dentro de la carcasa de la fuente de alimentación.

Una vez situados los componentes, el siguiente paso es trazar las conexiones que los unen. Para este paso es crucial conocer los requerimientos que impone el fabricante al que se le encarga la fabricación de la placa de circuito impreso. Para este proyecto, se le ha encargado la fabricación de la placa a la electroquímica Itead. En la *Tabla 1*, podemos observar los requisitos que impone este fabricante para tener en cuenta en el diseño de la placa.

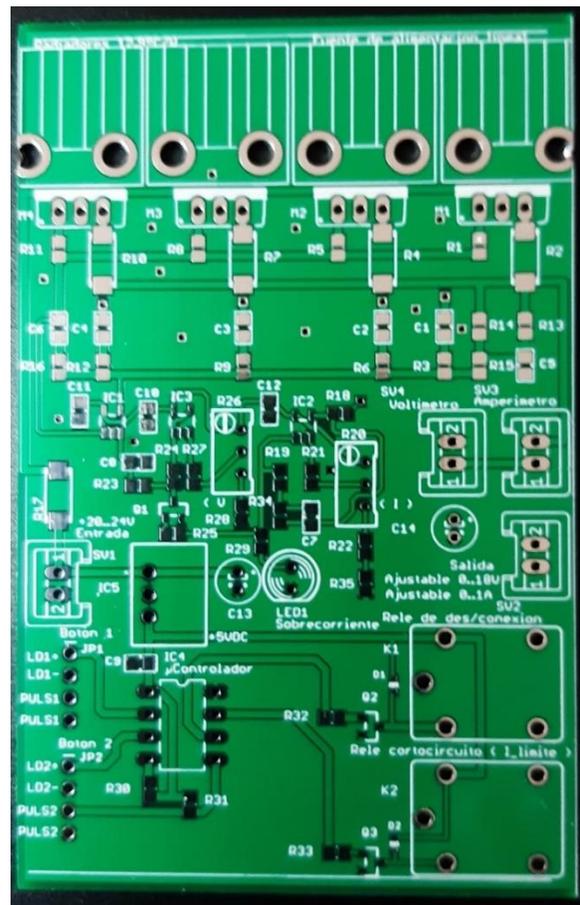


Fig. 40. Capa superior de la PCB sin los componentes montados. Fuente: Propia

Además, el fabricante no permite la utilización de vías ciegas y enterradas, pero esto no es un problema para este proyecto al estar diseñándose una PCB de únicamente dos capas. Siguiendo estos requerimientos, las diferentes vías incluidas en la PCB se han realizado con un tamaño de 0,6mm de diámetro, mientras que para las diferentes conexiones se han utilizado anchuras de 0,8128 y 0,4064mm, siendo en ambos casos superiores al mínimo de 0,15mm. El grosor de la PCB resultante es de 1,57mm, dentro del umbral permitido de grosores de PCB (0,4mm a 2mm). Además, las dimensiones de la placa (100x63mm) entran dentro del rango de dimensiones permitido (*Tabla 1*). El resto de las restricciones pueden ser implementadas en el software de Eagle en la opción de Edit/Design rules, y de esta manera, al acabar de diseñar la PCB se puede verificar que todos estos requerimientos se estén cumpliendo.

Tabla 1. Requerimientos para la fabricación de la PCB. Fuente:

<https://itead.freshdesk.com/support/solutions/articles/1000156313-normal-condition-of-pcb-capabilities>

Layers	1 - 4
Material	FR-4
Board Dimension (max)	380mm X380mm
Board Dimension (min)	10mm X10mm
Outline Dimension Accuracy	± 0.2mm
Board Thickness	0.40mm--2.0mm
Board Thickness Tolerance	± 10%
Dielectric Separation thickness	0.075mm--5.00mm
Conductor Width (min)	0.15mm( Recommend>8mil )
Conductor Space (min)	0.15mm( Recommend>8mil)
Outer Conductor thickness	35um
Inner Conductor thickness	17um--100um
Copper to Edge	>0.3mm
Plated Component,Plated via Diameter(Mechanical)	0.3mm--6.30mm
Plated Hole Diameter Tolerance(Mechanical)	0.08mm
Unplated Hole Diameter Tolerance	0.05mm
Hole Space(min)	0.25mm
Hole to Edge	0.4mm
Annular Ring(min)	0.15mm
Aspect Ratio	8:01
Solder Resist Type	Photosensitive ink
Solder Resist Color	Black ,Green, White, Blue ,Yellow
Solder Resist Clearance	0.1mm
Solder Resist Coverage	0.1mm
Plug Hole Diameter	0.3mm--0.65mm
Selective Finish	HASL, ENIG
Silkscreen line width (mim)	6mil

Como se acaba de comentar, se han utilizado dos anchuras diferentes para el trazado de las conexiones. La resistencia de las pistas de cobre depende tanto de su anchura como de su longitud, y, por tanto, es importante seleccionar una anchura que sea adecuada a la cantidad de corriente que circula por cada una de las pistas, de tal forma que las pérdidas de potencia no

sean demasiado elevadas, y que tampoco se lleguen a quemar las pistas por la circulación de una corriente excesiva. Por otro lado, no interesa que la anchura de las pistas sea demasiado grande, ya que esto obligaría a aumentar las dimensiones de la PCB; por lo general es suficiente con utilizar una anchura que permita circular a la corriente máxima prevista en cada una de las pistas sin problemas, y que a la vez no sea de un tamaño superior a los pads que conecta.

Según esto, y como se puede observar en el plano 4 del ANEXO IV, se ha utilizado la anchura de 0,8128mm para trazar las conexiones en la etapa de potencia, y para el bloque de control de los pulsadores, mientras que para el bloque de regulación de corriente y de tensión se han utilizado anchuras de 0,4mm pues por estas conexiones no se espera que circule tanta corriente.

Para facilitar el trazado de las diferentes conexiones a masa de los diferentes componentes (además del aporte que supone a la disipación de calor) se ha utilizado un plano de masa tanto en la capa superior como en la capa inferior. Debido a que en la capa superior por cómo estaban hechas las trazas había zonas que estaban aisladas entre sí, dando lugar a diferentes planos de masa, se han dispuesto una serie de vías para poder interconectar los diferentes planos (Fig. 41).

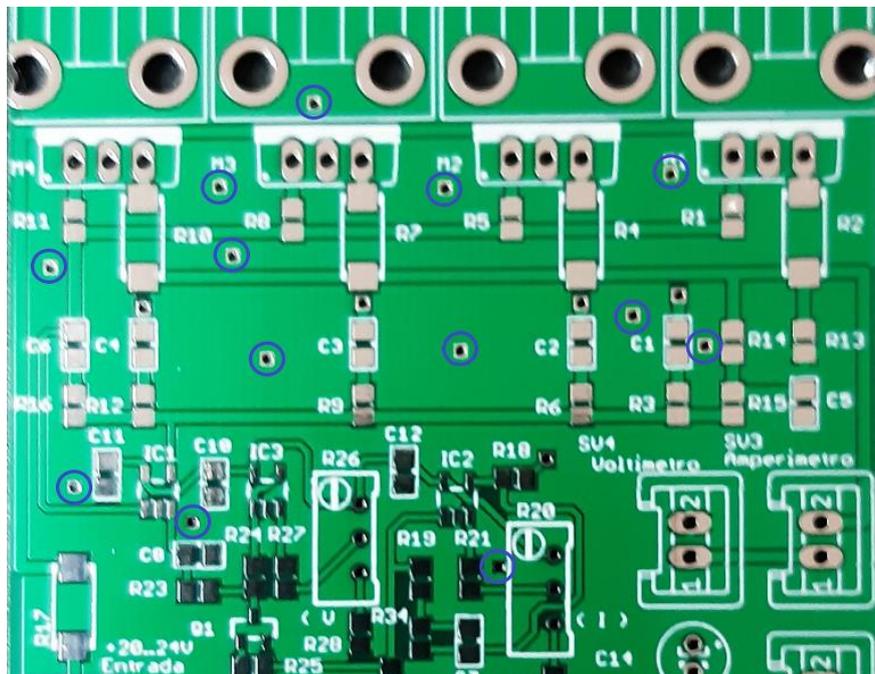


Fig. 41. Vías que permiten conectar los distintos planos de masa entre sí (marcados en azul).  
Fuente: Propia.

Debido a que todos los componentes se han situado en la capa superior, a la hora de realizar las conexiones se ha empezado trazando primero las de la capa superior y se ha intentado conectar primero todos los componentes SMD, ya que estos no se pueden interconectar desde la capa inferior, y en aquellas conexiones que no se pudiesen llegar a completar en la capa superior se han utilizado vías para completarlas. Por lo tanto, en la capa inferior principalmente se dispone de conexiones entre diferentes componentes del tipo agujero pasante, así como de aquellas conexiones que no se hayan podido completar solo en la capa superior para los SMD.

Diseño y desarrollo de una fuente de alimentación para laboratorio, de tensión y corriente ajustables (0-20V, 0-1A), para su uso en el diseño de prototipos electrónicos

---

Una vez se dispone de todas las conexiones, los pasos restantes son comprobar que efectivamente se cumple con las condiciones de diseño previamente insertadas en Eagle, y generar los archivos Gerber que necesitará el fabricante para poder fabricar la PCB.



## **CAPÍTULO 5. PROGRAMACIÓN DEL MICROCONTROLADOR**

Antes de proceder con el montaje de la fuente de alimentación para posteriormente, caracterizarla experimentalmente mediante una serie de ensayos con cargas, se desarrollará en este apartado la programación del microcontrolador que permitirá manejar los pulsadores de salida y de cortocircuito.

Los microcontroladores son circuitos integrados programables que, no solo constan de un microprocesador, sino que además disponen de memoria e interfaces de entrada/salida; además son muy económicos, lo cual los hace ideales para realizar tareas específicas donde no se requiera de una programación excesivamente compleja.

En concreto, el microcontrolador que se está empleando (PIC12F509) cuenta principalmente con las siguientes características [10]:

- Memoria SRAM de 41B.
- Velocidad de la CPU de 1 MIPS.
- Memoria de programa de 1,5KB.
- Memoria flash.
- Tamaño del bus de datos de 8 bits.
- Oscilador interno de frecuencia de 4Mhz.

Además, posee ciertas funcionalidades como un timer interno de 8 bits y la posibilidad de activar un wachdog timer o una protección de código.

Para programar un microcontrolador, se requiere de un programador, un dispositivo que permite introducir el programa desarrollado en el microcontrolador; un entorno de programación en el cual desarrollar el programa; y un compilador. Para este proyecto se ha utilizado el entorno de programación MPLAB IDE v8.92 proporcionado por Microchip, el compilador en C PCW de la empresa CCS, y el programador PICkit3.

## 5.1 DEFINICIÓN DEL COMPORTAMIENTO DESEADO PARA EL PROGRAMA Y REALIZACIÓN DE LA MÁQUINA DE ESTADOS

Para poder abordar la programación del microcontrolador, el primer paso será definir de forma detallada el comportamiento que se desea de la manipulación de los botones de conexión y de cortocircuito, para poder posteriormente realizar una máquina de estados que se ajuste a este comportamiento y por último traducir esta máquina de estados a un programa en C que se pueda implementar en el microcontrolador.

El comportamiento que se ha acabado decidiendo para la manipulación de los botones se describe a continuación:

Inicialmente la carga estará desconectada en la salida y el cortocircuito estará abierto. Cuando se pulse el botón de salida, la carga se conectará y se encenderá el LED correspondiente a este botón. Este LED estará encendido siempre que la carga en la salida esté conectada. Cuando se vuelva a presionar el botón de salida, la carga volverá a desconectarse.

Cuando se pulse el botón de cortocircuito, además de hacerse un cortocircuito en la salida, la carga se desconectará (en caso de que estuviese conectada) como una medida de protección adicional de la carga que se está alimentando. El LED correspondiente a este botón también se encenderá, y se mantendrá en este estado mientras se esté ajustando el límite de corriente. Si se pulsa el botón de cortocircuito otra vez, el cortocircuito se abrirá y la carga permanecerá desconectada; si por el contrario se pulsa el botón de salida la carga se conectará y el cortocircuito se abrirá. A los dos minutos de haberse cortocircuitado la salida, si no se ha pulsado ninguno de los botones, la limitación de corriente se desactivará automáticamente para evitar calentamientos excesivos en el relé de corriente.

Una vez se presiona uno de los pulsadores, inmediatamente el microcontrolador generará las salidas correspondientes sin necesidad de esperar a que se suelte el pulsador; mientras el pulsador esté presionado y no se suelte, por mucho que se pulse el otro botón el microcontrolador no responderá, y este estará esperando hasta que se suelte el pulsador que ha sido presionado.

Además, en caso de que se pulsasen los dos botones a la vez, no sucedería nada.

El diagrama de estados que se ha diseñado para ajustarse a este comportamiento se puede observar en la *Fig. 42*. Las entradas de este diagrama son los pulsadores de salida y cortocircuito, representados con las variables P0 y P1 respectivamente, mientras que las salidas son los relés de salida (R0) y de cortocircuito (R1), así como los LEDs de salida (L0) y cortocircuito (L1). En esta figura se puede observar el orden empleado para las entradas y las salidas para realizar este diagrama.

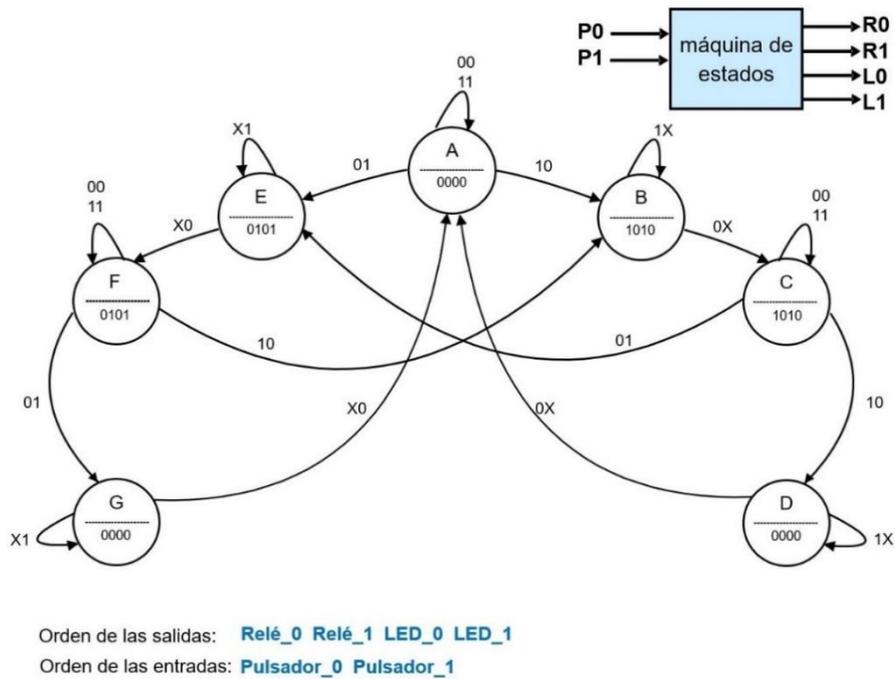


Fig. 42. Diagrama de estados para el control de los pulsadores de salida y cortocircuito. Fuente: Propia

El funcionamiento de los diferentes estados se puede resumir brevemente de la siguiente manera:

- Estado A (estado inicial): carga desconectada y cortocircuito abierto.
- Estado C: Carga conectada y cortocircuito abierto.
- Estado F (ajuste del límite de corriente): Carga desconectada y cortocircuito cerrado.
- Estados B, D, E y G: Estados intermedios donde después de haberse pulsado un botón el microcontrolador espera hasta que este se suelte.

Para la interpretación de este diagrama de estados, es importante señalar que, independientemente de los niveles eléctricos que codifican la pulsación o activan los relés, en el diagrama de estados se asume que la entrada a 1 indica botón pulsado, y la salida a 1 indica carga conectada para el relé de salida, y cortocircuito en la salida para el relé de cortocircuito.

Si se entra en el detalle eléctrico, se observará en el plano esquemático que tanto los botones como el relé de salida, funcionan con lógica negada, lo que se ha tenido en cuenta, a la hora de implementar el diagrama de estados en el firmware.

## 5.2 TRADUCCIÓN DE LA MÁQUINA DE ESTADOS AL PROGRAMA EN C

Mediante la traducción de la máquina de estados diseñada al programa en C, se obtendrá el programa principal para el microcontrolador, pero para completar el programa del microcontrolador es necesario realizar una configuración adecuada de este, para lo cual es importante consultar sus hojas de características [10]. El programa completo desarrollado se puede consultar en el ANEXO III.

Este microcontrolador dispone de 6 pines de entrada/salida, de los cuales, el pin GP3 solo puede ser configurado como terminal de entrada. La configuración del microcontrolador se lleva a cabo definiendo la palabra de configuración, la cual está formada por 12 bits de los cuales solo los 5 de nivel bajo están implementados. Los bits 0 y 1 se utilizan para seleccionar el tipo de oscilador que se quiere utilizar, el bit 2 permite activar el watchdog timer, el bit 3 permite activar la protección de código, y, por último, el bit 4 permite configurar el terminal GP3 del microcontrolador como un reset externo (Fig. 43).

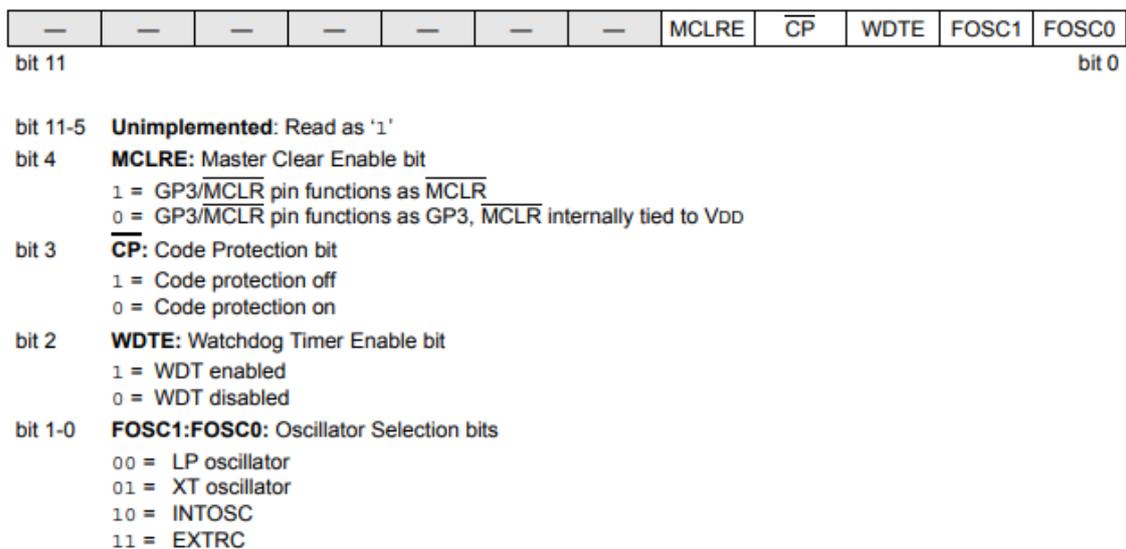


Fig. 43. Palabra de configuración del microcontrolador PIC12F509. Fuente: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41227E.pdf>

El compilador PCW permite definir esta palabra de configuración mediante la directiva fuses (Fig. 44).

Así pues, se ha seleccionado el oscilador interno de 4Mhz que posee el microcontrolador; se ha desactivado la protección de código por no haberse visto necesaria para esta aplicación; también se ha desactivado el *watchdog timer*; y finalmente, se ha desactivado el clear externo (MCLR) para poder utilizar el pin GP3 del microcontrolador como pin de entrada. También es importante incluir al principio del programa la librería que se corresponde con el microcontrolador que se está programando, para este caso la librería 12F509.h, la cual introduce varias funciones y definiciones necesarias para trabajar con el microcontrolador. Además, para poder introducir delays en el programa, es necesario definir de forma explícita la frecuencia del microcontrolador, mediante la directiva use.

```
1: #include <12F509.h> // Librería del microcontrolador
2: #fuses INTRC,NOWDT,NOPROTECT,NOMCLR // Configuración del microcontrolador
3: #use delay(internal=4MHz) // Frecuencia de funcionamiento
```

Fig. 44. Inclusión de la librería del microcontrolador, configuración de este y definición de la frecuencia del microcontrolador. Fuente: Propia

A continuación, utilizando la directiva define, definimos una serie de macros que servirán como variables y funciones auxiliares con las que referirnos, por una parte, a los distintos pines de entrada/salida del microcontrolador, así como a la función que el compilador PCW ofrece para establecer el valor en los pines de salida (*output\_high* y *output\_low*), para que de esta manera sea más cómodo trabajar con ellos en el programa principal. En la Fig. 45 se puede observar la definición de las diferentes variables, las cuales se corresponden con las utilizadas en la máquina de estados, y que están asociadas a cada uno de los pines del microcontrolador conforme a lo expuesto en el apartado 3.2.2.

```
4: // -----
5: // Macros:
6: #define P_0 PIN_B3 // Pulsador para des/activar La salida
7: #define R0 PIN_B1 // Relé para des/activar La salida
8: #define L0 PIN_B5 // Led indicador de salida activada
9: // -----
10: #define P_1 PIN_B2 // Pulsador para desconectar la salida y cortocircuitar
11: #define R1 PIN_B0 // Relé para cortocircuitar y programar la corriente
12: #define L1 PIN_B4 // Led indicador de cortocircuito en marcha
13: // -----
14: #define ON( pin) output_high(pin)
15: #define OFF(pin) output_low( pin)
16: // -----
17:
18:
19: // -----
```

Fig. 45. Definición de los pines del microcontrolador y de las funciones que permiten definir los valores de salida. Fuente: Propia

Así mismo, se definen diferentes macros que permiten trabajar con los pulsadores y el relé de conexión con lógica negada, tal y cómo se ha hecho en la máquina de estados (Fig. 46).

```
13: // -----
14: #define P0 ((!input(P_0))?1:0)
15: #define P1 ((!input(P_1))?1:0)
16: // -----
20: // EL relé R0 funciona con lógica negada //
21: #define _ON( pin) output_low(pin)
22: #define _OFF(pin) output_high( pin)
23: // -----
```

Fig. 46. Variables y funciones auxiliares para implementar el relé de conexión y los pulsadores con lógica negada. Fuente: Propia

Una vez se ha realizado la configuración del microcontrolador y las diferentes definiciones necesarias, el siguiente paso es realizar el programa principal.

Traducir una máquina de estados a un programa en C, es tan sencillo como utilizar la estructura switch case para definir un caso correspondiente a cada uno de los estados de la máquina de estados. Se utiliza una variable que represente el estado en el que se encuentra la máquina, la cual en este programa se ha definido como una variable del tipo enumeración. Este tipo de variables solo pueden tomar un conjunto de valores predefinidos; en este caso esos valores son los diferentes estados de la máquina de estados. Inicialmente esta variable tomará el valor A, por ser este el estado inicial de la máquina.

En el programa principal se dispone de un bucle infinito donde se estará entrando constantemente al switch, se evaluará el estado en el que se encuentra la máquina y se ejecutarán el conjunto de instrucciones asociadas a ese estado.

En cada uno de los estados, se ponen los valores de salida a los correspondientes a ese estado, y el programa se queda esperando en un bucle while hasta que se cumpla una de las condiciones de transición, momento en el cual la variable estado toma el valor del estado que se corresponde con esa transición.

Por último, se dispone de una variable (cuenta\_atras) que permite llevar la cuenta del tiempo que ha pasado desde que se hace el cortocircuito en la salida cuando se está ajustando el límite de corriente, de tal forma que, si pasan más de dos minutos, automáticamente se abrirá el cortocircuito.

```
70: case F: _OFF(R0); ON(R1); OFF(L0); ON(L1); // 0101
71: //-----
72: cuenta_atras=12000; //Maximo tiempo de corto = 2 minutos
73: do
74: {
75: delay_ms(10);
76: }
77: while((( (P0==0)&&(P1==0)) //00
78: ||((P0==1)&&(P1==1))) //11
79: &&(--cuenta_atras>0));
80: if( ((P0==1)&&(P1==0)) ) estado = B; //10
81: else estado = G; //01
82: //-----
83: break;
```

Fig. 47. Conjunto de instrucciones del estado F. Fuente: Propia

En la Fig. 47 se puede observar el conjunto de instrucciones que permiten implementar esta funcionalidad, donde cada vez que se entra al estado F, se inicializa la cuenta atrás a 2 minutos y se entra en un bucle while donde, cada 10 milisegundos, se comprueba si se cumple alguna de las condiciones de transición y se le resta 10 milisegundos a la cuenta atrás.



## **CAPÍTULO 6. MONTAJE Y ENSAYOS CON CARGAS**

Tras haber recibido la placa de circuito impreso por parte del fabricante, se puede proceder a montar los diferentes componentes sobre esta, implementar la fuente de alimentación de laboratorio diseñada, y proceder con una serie de ensayos para poder comprobar su correcto funcionamiento, así como determinar las características dinámicas que esta presenta.

### **6.1 ENSAMBLAJE DE LA PCB Y MONTAJE DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN**

En la *Fig. 48* se puede observar cómo queda la PCB tras haber soldado los diferentes componentes en esta. Se puede apreciar que se han acabado utilizando conectores hembra para PCB en la colocación del microcontrolador, de tal forma que se podría extraer fácilmente de la placa y volver a insertar en caso de que se quisiese realizar algún cambio en el firmware que lo controla. También se han utilizado para los potenciómetros de regulación de tensión y corriente, ya que de esta forma podremos llevar cables puente desde los potenciómetros, que se situarán en la carcasa, hasta la PCB.

A la hora de realizar el montaje completo de la fuente de alimentación de laboratorio, cabe mencionar que aunque en el apartado 1.5 se ha expuesto el diseño de una fuente de alimentación lineal regulada, finalmente se ha acabado utilizando para la alimentación de la etapa de regulación y ajuste una fuente conmutada, de tal forma que se acabe obteniendo una fuente más compacta. El hecho de utilizar esta fuente conmutada permite obtener una fuente de alimentación de laboratorio con unas dimensiones de 53 mm x 103 mm x 220 mm, otorgándole por tanto un tamaño cómodo y manejable. En la *Fig. 49* se muestra como quedan dispuestas la fuente conmutada y la PCB dentro de la carcasa de la fuente de alimentación.

Para completar el proceso de montaje de la fuente, ha sido necesario realizar una serie de perforaciones en la carcasa, en las que introducir el voltímetro, el amperímetro, las perillas de los potenciómetros para la regulación de la tensión y corriente, los terminales de salida, así como el enchufe para la alimentación a partir de la red eléctrica. El taladrado de los agujeros en los que alojar los botones de cortocircuito y de salida se realizará después de los ensayos, una vez se haya comprobado su correcto funcionamiento.

Para la medida de la tensión y la corriente se han utilizado un voltímetro y un amperímetro digital de 5 dígitos, de tal forma que cuando se esté regulando la tensión de 0 a 10V se podrá ajustar con una precisión de 0,1mV, mientras que cuando se ajuste de 10 a 20V la precisión será de 1mV; por otra parte, cuando se ajuste la corriente se tendrá una precisión de 0,1mA.



## 6.2 ENSAYOS DE CARGA

Aunque la fuente de alimentación de laboratorio está diseñada para proporcionar tensiones entre 0 y 20V, para lo cual se emplearía una fuente conmutada de 24V según lo expuesto en el apartado anterior, a la hora de realizar el montaje se han tenido ciertas dificultades para obtener los componentes que se precisaban para que la fuente trabajase en estas condiciones; más concretamente, no se han podido obtener amplificadores operacionales de 5 pines (el tipo de AO para el cual se ha diseñado la PCB) que se pudiesen alimentar a más de 24V, y en cambio solo se ha podido disponer de unos que pueden alimentarse a 16V.

Debido a que no se disponía de fuentes conmutadas de 16V, para la realización de los ensayos se ha tenido que recurrir a una fuente de alimentación de laboratorio que fuese capaz de proporcionar 16V para poder alimentar la etapa de regulación y ajuste. Teniendo en cuenta estas limitaciones, se ha procedido a realizar los ensayos conectando una resistencia cerámica de  $47\Omega \pm 10\%$  y 10W, para poder comprobar si la regulación de tensión y de corriente funcionan conforme a lo esperado, así como los botones de salida y de cortocircuito.

Al poner a prueba la regulación de tensión y de corriente, se pudo comprobar que funcionaban de forma efectiva, así como el botón de salida. Sin embargo, cuando se probó a utilizar el botón de cortocircuito, este no funcionó como se esperaba; al apretar este botón la tensión caía inmediatamente a cero y no se medía corriente en la salida. Una posible explicación es que, la protección de cortocircuito de la fuente de alimentación de laboratorio que se estaba empleando para aportar la alimentación de 16V, estuviese actuando más rápido que el conjunto de amplificadores operacionales que permiten limitar la corriente en la fuente diseñada; la protección de la fuente de alimentación de laboratorio actuaba haciendo que la tensión de alimentación cayese a 0V, reseteando el microcontrolador y haciendo que el cortocircuito volviese a abrirse.

Una posible solución a este problema sería emplear amplificadores operacionales más rápidos; sin embargo, esta comprobación no se ha podido llegar a realizar por limitaciones de disponibilidad de materiales y de tiempo. Una vez se ha comprobado que el botón de salida funciona correctamente, se realiza una perforación en la carcasa de la fuente de alimentación para poder alojar este botón.

A continuación, se ha montado completamente la fuente de alimentación y se ha realizado un nuevo ensayo de su funcionamiento: primero, con la carga desconectada, se regula la tensión de salida a un valor de 10V (*Fig. 50*), y posteriormente se pulsa el botón de salida para conectar la carga. En la *Fig. 51* se puede observar cómo circula la corriente que se esperaría para una carga de este valor.

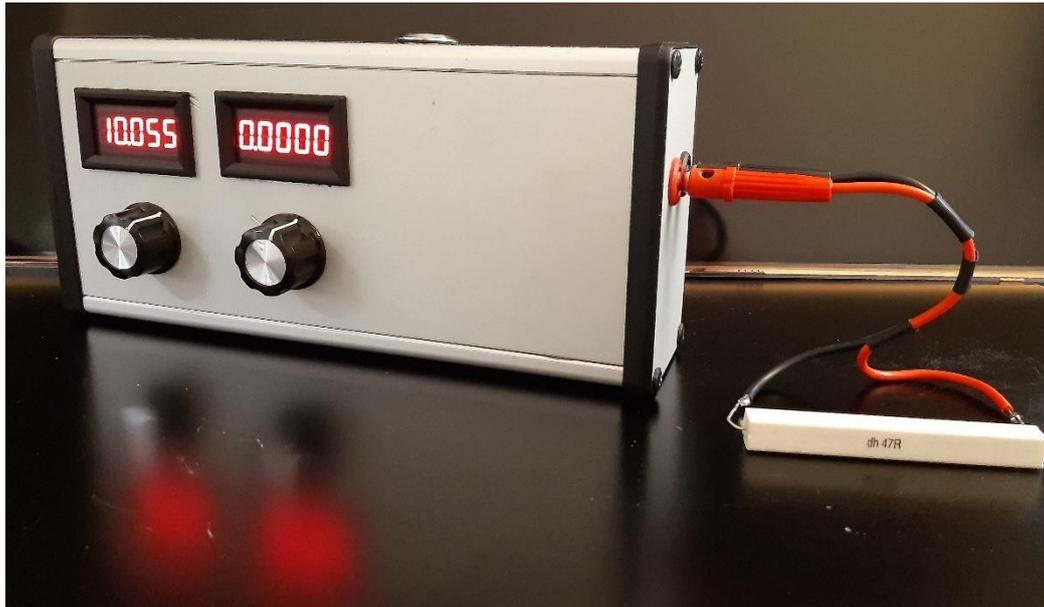


Fig. 50. Ajuste de la tensión con la carga desconectada. Fuente: Propia

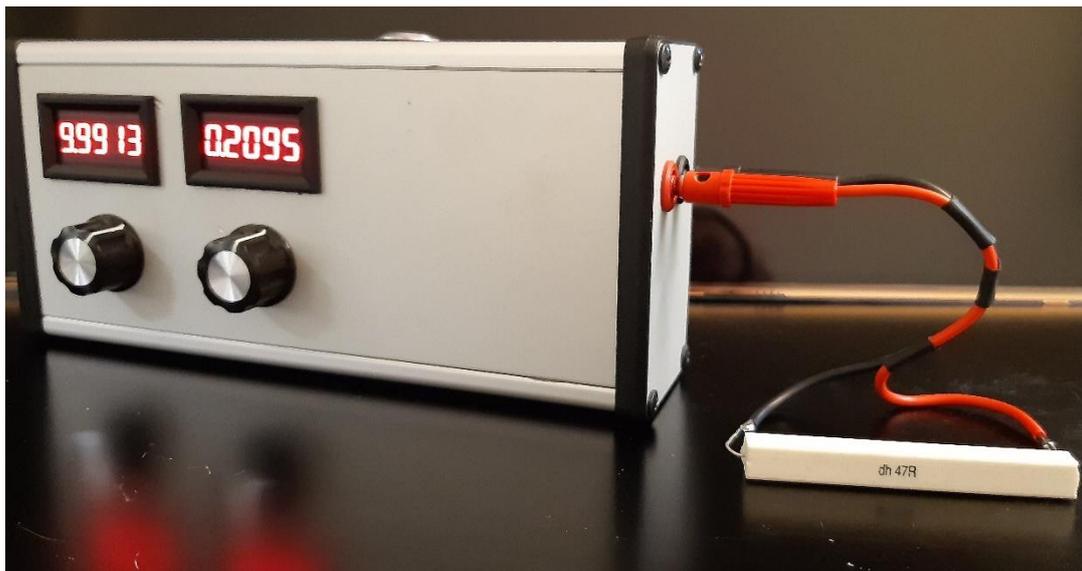


Fig. 51. Conexión de la carga al pulsar el botón de salida. Fuente: Propia

Posteriormente, se ajusta el límite de corriente a un valor de 10 mA y en este estado se vuelve a desconectar y conectar de nuevo la carga, para observar como el límite de corriente efectivamente es capaz de limitar la corriente al valor de 10mA, donde en este caso la tensión se ajusta a un valor que depende de la corriente que está circulando por la carga. En la Fig. 52 se puede apreciar cómo además se enciende el LED del botón de salida al estar la carga conectada.



Fig. 52. Carga conectada con la regulación de tensión intentando proporcionar 10V y el límite de corriente ajustado a 10mA. Fuente: Propia

El segundo ensayo que se ha realizado ha tenido el objetivo de caracterizar el comportamiento dinámico de la fuente diseñada, midiéndose en este caso la regulación de la carga.

La regulación de la carga de una fuente de alimentación se refiere a la capacidad de esta de mantener una tensión de salida estable ante variaciones significativas en el valor de la carga que se tiene conectada (y, por lo tanto, variaciones de la corriente demandada) [14].

Ninguna fuente de alimentación es capaz de proporcionar una tensión de salida perfectamente estable en el tiempo para cualquier variación del valor de la carga conectada, sin embargo, se puede caracterizar la calidad de una fuente de alimentación con respecto a este parámetro en función de cómo de pequeñas sean las variaciones que en esta se produzcan.

El ensayo que se ha realizado para poder caracterizar este parámetro ha consistido en la conexión de una carga fija en la salida de  $47\Omega$  (del mismo tipo que la utilizada en el anterior ensayo), a la cual se le conecta en paralelo una carga pulsante, que consiste en una carga idéntica y un transistor MOSFET en serie.

Este transistor MOSFET está alimentado entre su terminal de puerta y de surtidor con una tensión en forma de onda cuadrada, la cual lo conmutará entre su estado de apertura y cierre, de tal forma que a la carga de  $47\Omega$  se le estará conectando y desconectando una carga idéntica en paralelo con una frecuencia que será la de la onda cuadrada.

En estos ensayos, cuando se conecta la carga pulsante, la corriente demandada en la salida se duplica y se produce una caída en la tensión de salida, la cual va aumentando poco a poco para acercarse a la tensión que se tenía inicialmente, pero sin llegar a alcanzarse esta tensión; a esta diferencia de tensiones se le llama  $V_s$ , y es uno de los parámetros que se obtienen de la realización de este ensayo. Por otra parte, al desconectar de nuevo la carga en paralelo, la corriente disminuye repentinamente a la mitad, produciéndose un pico en la tensión de salida, el cual se reduce en un tiempo determinado; en este caso, se miden la tensión de pico ( $V_p$ ) y el tiempo que tarda en desaparecer el pico ( $t_p$ ).

Para poder medir la respuesta que se produce en la tensión de salida, se ha utilizado un osciloscopio donde se ha configurado el canal 1 para poder visualizar la tensión en la carga, y el canal 2 para visualizar la corriente por la carga.

La carga se ha alimentado a 12V y se han obtenido resultados para un ensayo con una onda cuadrada de 1Hz (Fig. 53), y con una onda de 300Hz (Fig. 54):

Tabla 2. Parámetros medidos en los ensayos de regulación de carga a 1Hz y a 300Hz. Fuente: Propia

	$V_p$	$t_p$	$V_s$
Ensayo a 1 hz	90mV	93ms	<2mV
Ensayo a 300Hz	400mV	320 $\mu$ s	-

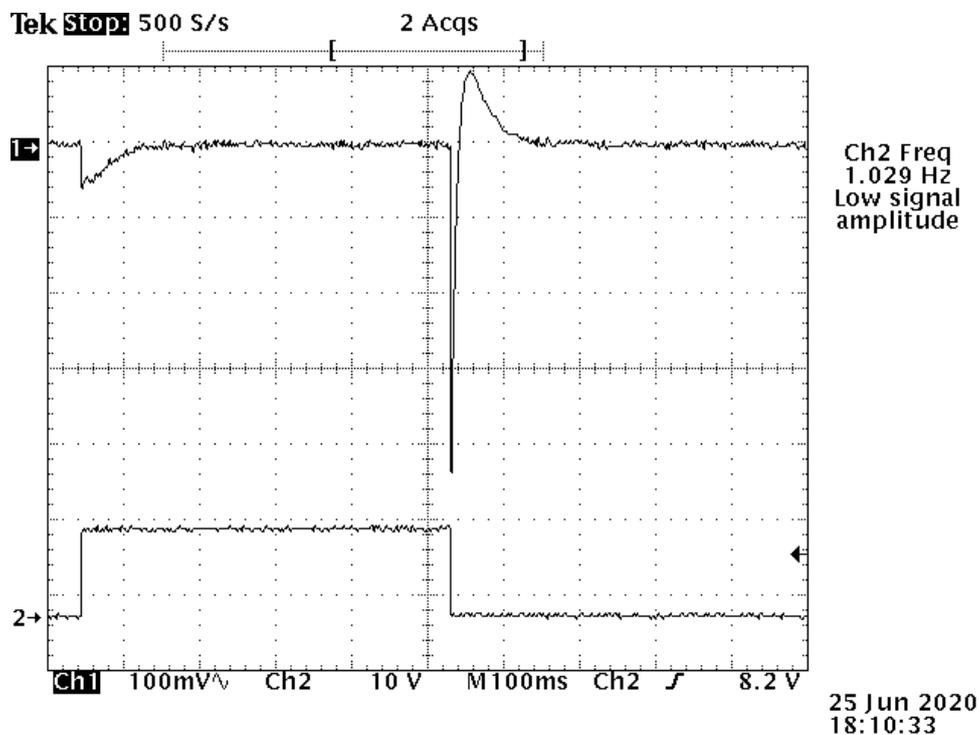


Fig. 53. Ensayo de la regulación de la carga con una frecuencia de 1Hz. Fuente: Propia

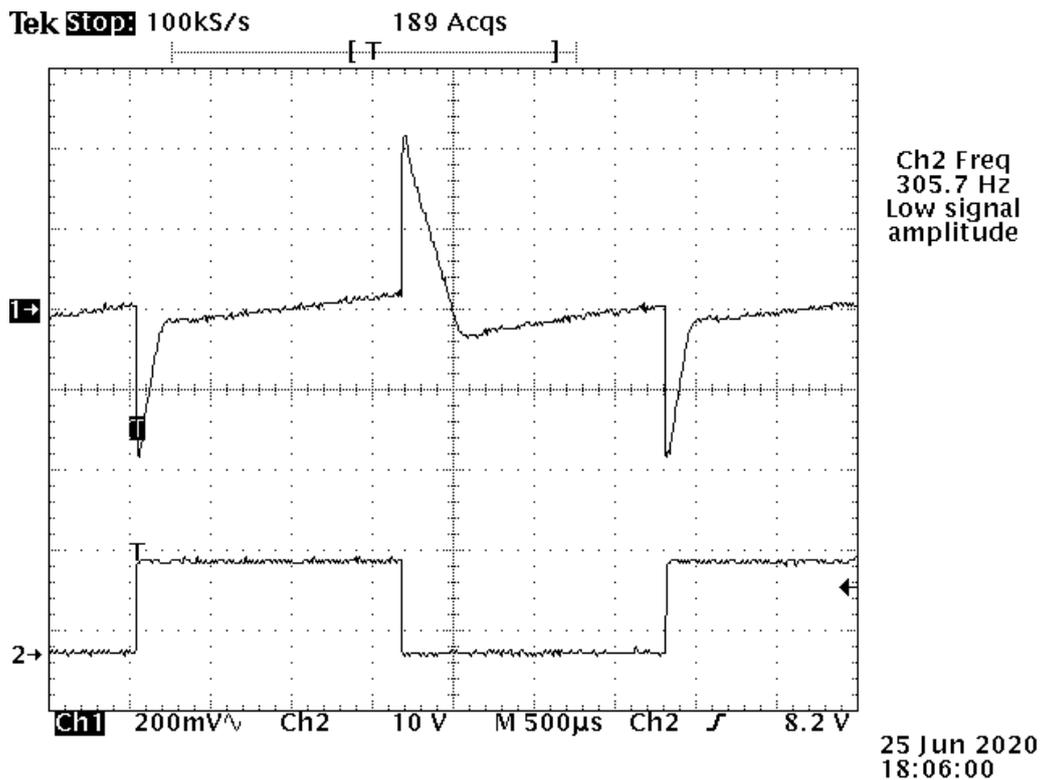


Fig. 54. Ensayo de la regulación de la carga con una frecuencia de 300Hz. Fuente: Propia

Comparando las medidas a 1Hz y a 300Hz (*Tabla 2*), se puede ver como el caso de la carga pulsante a 300Hz es más crítico, ya que el pico de tensión que se alcanza es 4 veces mayor, y aunque el tiempo de pico en este caso es menor, teniendo en cuenta que al ser la frecuencia de 300Hz este pico se está repitiendo 300 veces por segundo, y por tanto multiplicando el tiempo de pico por 300 para poder comparar ambos, se obtendría un tiempo de pico total de 96ms, que es prácticamente igual que los 93ms del ensayo a 1Hz.

Por otra parte, si comparamos la regulación de la carga de esta fuente con respecto a otras del mercado, nos encontramos con que la fuente diseñada no posee una regulación excesivamente buena, pero que tampoco dista mucho de la que proporcionan otras fuentes.

Teniendo en cuenta que, a la hora de diseñar esta fuente de alimentación, en ningún momento se ha priorizado la respuesta dinámica que esta tuviese, estos resultados se pueden considerar aceptables.



## **CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN**

Se ha conseguido diseñar una fuente de alimentación de laboratorio capaz de proporcionar tensiones entre 0 y 20V, y corrientes entre 0 y 1,5A, la cual permite cumplir con los objetivos planteados en el apartado 1.1, de poder conectar y desconectar la carga rápidamente, y conseguir ajustar el límite de corriente y la tensión de salida con alta precisión.

A la hora de implementar la fuente de alimentación, por una serie de limitaciones que se han presentado, no se ha conseguido alcanzar el rango de tensiones de 0-20V y además no se ha conseguido implementar el botón de cortocircuito, el cual permitiría ajustar el límite de corriente de forma cómoda. Sin embargo, la implementación de la fuente diseñada ha permitido comprobar su correcto funcionamiento, y se ha alcanzado un producto funcional que, con tal de utilizar amplificadores operacionales alimentables a más de 24V y utilizar una fuente conmutada de 24V, perfectamente se podría utilizar para el diseño de prototipos electrónicos, y que además, sirve como punto de partida de cara al desarrollo de un producto final que permitiese alcanzar algunos de los objetivos que no se han podido llegar a cumplir, pudiéndose implementar a su vez ciertas mejoras.

A la hora de realizar este proyecto, una de las limitaciones que se ha presentado ha sido el hecho de que el encargo de la fabricación de la placa de circuito impreso se debía de realizar con una antelación de aproximadamente un mes, lo cual ha obligado a acelerar el proceso de toma de decisiones sobre el circuito final a implementar. La razón por la que se decidió implementar el circuito MOSFET, fue porque el circuito BJT presentaba una serie de inconvenientes que suponían una desventaja respecto del circuito MOSFET, que, aunque en un análisis más exhaustivo se podrían haber llegado a corregir, la corrección de estos problemas hubiese retrasado bastante la realización del proyecto.

Además, aunque en un principio se tenía pensado probar el circuito seleccionado en una placa de prototipos para poder detectar posibles fallos, donde se podría haber identificado el problema con el ajuste del límite de corriente, por las limitaciones que se han presentado, no se pudo acceder al laboratorio en esta fase del proyecto y por lo tanto se tuvo que proceder sin poder realizar estas pruebas.

Para el desarrollo de un futuro producto basado en esta fuente, se podría en primer lugar, probar a utilizar operacionales más rápidos que permitiesen solucionar el problema que se ha presentado con el funcionamiento del ajuste del límite de corriente. En caso de que no se pudiese solucionar de esta forma, se podría realizar un análisis más exhaustivo del comportamiento dinámico del bucle de corriente para acabar consiguiendo implementar esta funcionalidad. Por otra parte, si se quisiese mejor el comportamiento dinámico de la fuente de alimentación, se podría realizar un análisis de la función de transferencia que esta presenta, de tal forma que se pudiese ajustar su comportamiento según las necesidades.

Por último, es importante recalcar que la realización de este proyecto ha permitido aprender sobre la simulación de circuitos electrónicos utilizando la herramienta de pSpice, el diseño de placas de circuito impreso empleando el software de Eagle, y se ha conseguido desarrollar un pequeño programa en un microcontrolador, lo cual ha servido como una introducción a la programación de sistemas embebidos.

Además, se ha podido experimentar de primera mano todos los inconvenientes que pueden llegar a surgir en la realización de un proyecto de este tipo, y como es necesario desarrollar una buena capacidad de planificación que permita ajustarse a los diferentes inconvenientes que puedan surgir a lo largo de este.

## **CAPÍTULO 8. BIBLIOGRAFÍA**

- [1] S. Sattel. *Linear Regulated vs. Switch Mode Power Supply*.  
<https://www.autodesk.com/products/eagle/blog/linear-regulated-vs-switch-mode-power-supply/>
- [2] B. Schweber. *Understanding the advantages and disadvantages of linear regulators*.  
<https://www.digikey.es/es/articles/understanding-the-advantages-and-disadvantages-of-linear-regulators>
- [3] Texas Instruments. *Hojas de catálogo de la familia de reguladores de voltaje UA78xx*.  
[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua78.pdf?HQS=TI-null-null-mouser-mode-df-pf-null-ww&ts=1591801429734&ref\\_url=https://www.mouser.es/](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua78.pdf?HQS=TI-null-null-mouser-mode-df-pf-null-ww&ts=1591801429734&ref_url=https://www.mouser.es/)
- [4] Farnell. *Hojas de catálogo de la familia de transistores de uso común BC546, BC547, BC548, BC549, BC550*.  
[http://www.farnell.com/datasheets/2299482.pdf?\\_ga=2.156057851.178475947.1591007422-1438153662.1586339810&\\_gac=1.20967882.1591801412.Cj0KCQjwiYL3BRDVARIsAF9E4GdkY2ufZaXfxQ7flo-OzsLXQB6gNLHWWZ8NcHXO0Yx8S0Cq6vop3CoaAk3oEALw\\_wcB](http://www.farnell.com/datasheets/2299482.pdf?_ga=2.156057851.178475947.1591007422-1438153662.1586339810&_gac=1.20967882.1591801412.Cj0KCQjwiYL3BRDVARIsAF9E4GdkY2ufZaXfxQ7flo-OzsLXQB6gNLHWWZ8NcHXO0Yx8S0Cq6vop3CoaAk3oEALw_wcB)
- [5] Farnell. *Hojas de catálogo de la familia de transistores de potencia BDX53B-C, BDX53B-C*.  
[http://www.farnell.com/datasheets/1699990.pdf?\\_ga=2.123677643.178475947.1591007422-1438153662.1586339810&\\_gac=1.184415700.1591801412.Cj0KCQjwiYL3BRDVARIsAF9E4GdkY2ufZaXfxQ7flo-OzsLXQB6gNLHWWZ8NcHXO0Yx8S0Cq6vop3CoaAk3oEALw\\_wcB](http://www.farnell.com/datasheets/1699990.pdf?_ga=2.123677643.178475947.1591007422-1438153662.1586339810&_gac=1.184415700.1591801412.Cj0KCQjwiYL3BRDVARIsAF9E4GdkY2ufZaXfxQ7flo-OzsLXQB6gNLHWWZ8NcHXO0Yx8S0Cq6vop3CoaAk3oEALw_wcB)
- [6] Farnell. *Hojas de catálogo del transistor MOSFET IRF540*.  
[http://www.farnell.com/datasheets/669916.pdf?\\_ga=2.41999457.535636659.1589371773-1438153662.1586339810&\\_gac=1.127143295.1589371773.CjwKCAjwte71BRBCEiwAU\\_V9h1FaPBQd\\_LZh-4bARWKBUbPmF07\\_n0AUg0tEezQfyqUkUgXJh8xHARoCS3AQAvD\\_BwE](http://www.farnell.com/datasheets/669916.pdf?_ga=2.41999457.535636659.1589371773-1438153662.1586339810&_gac=1.127143295.1589371773.CjwKCAjwte71BRBCEiwAU_V9h1FaPBQd_LZh-4bARWKBUbPmF07_n0AUg0tEezQfyqUkUgXJh8xHARoCS3AQAvD_BwE)
- [7] Farnell. *Hojas de catálogo del biestable 74LVC1G74*.  
[http://www.farnell.com/datasheets/2190495.pdf?\\_ga=2.9767029.178475947.1591007422-1438153662.1586339810&\\_gac=1.120194426.1590156082.CjwKCAjw8J32BRBCEiwApQ\\_EKgXbUwxnMPOVa3WMBc0qCw3nWYsSDHiDzKJgbEPI7\\_FeB1rYP\\_80YrhoC-RIQAvD\\_BwE](http://www.farnell.com/datasheets/2190495.pdf?_ga=2.9767029.178475947.1591007422-1438153662.1586339810&_gac=1.120194426.1590156082.CjwKCAjw8J32BRBCEiwApQ_EKgXbUwxnMPOVa3WMBc0qCw3nWYsSDHiDzKJgbEPI7_FeB1rYP_80YrhoC-RIQAvD_BwE)

- [8] H. N. Darvin Edwards. *Semiconductor and IC Package Thermal Metrics*.  
<https://www.ti.com/lit/an/spra953c/spra953c.pdf?ts=159247428070>
- [9] Microchip. *Distribuidor de componentes electrónicos*. <https://www.microchip.com/>
- [10] Microchip. *Hojas de catálogo de los microcontroladores PIC12F508/509/16F505*.  
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41236E.pdf>
- [11] Mouser Electronics. *Hojas de catálogo de la serie de convertidores DC/DC R78E-1.0*.  
<https://www.mouser.es/datasheet/2/468/R-78E-1.0-1711201.pdf>
- [12] Mouser. *Distribuidor de componentes electrónicos*. <https://www.mouser.es/>
- [13] Farnell. *Hojas de catálogo del disipador de calor 6391BG*.  
[http://www.farnell.com/datasheets/81674.pdf?\\_ga=2.68727192.863026001.1590433641-1438153662.1586339810&\\_gac=1.195748318.1590156082.CjwKCAjw8J32BRBCEiwApQEKgXbUwxnMPOVa3WMBc0qCw3nWYsSDHiDzKJgbEPi7\\_FeB1rYP\\_80YrhoC-RIQAvD\\_BwE](http://www.farnell.com/datasheets/81674.pdf?_ga=2.68727192.863026001.1590433641-1438153662.1586339810&_gac=1.195748318.1590156082.CjwKCAjw8J32BRBCEiwApQEKgXbUwxnMPOVa3WMBc0qCw3nWYsSDHiDzKJgbEPi7_FeB1rYP_80YrhoC-RIQAvD_BwE)
- [14] Elektor. *31 power supplies side by side*, 2005.  
[http://gkdv.se/pub/material/electronics%20magazine%20and%20such/Elektor/Elektor%20Magazines%20\(upd.%2019-03-05\)/2005/01%20US200501.pdf](http://gkdv.se/pub/material/electronics%20magazine%20and%20such/Elektor/Elektor%20Magazines%20(upd.%2019-03-05)/2005/01%20US200501.pdf)
- [15] Farnell. *Hojas de catálogo de la familia de diodos 1N4001-1N4007*.  
[http://www.farnell.com/datasheets/2237979.pdf?\\_ga=2.110972741.178475947.1591007422-1438153662.1586339810&\\_gac=1.18209227.1591801412.Cj0KQCjwiYL3BRDVARIsAF9E4GdkY2ufZaXfxQ7flo-OzsLXQB6gNLHWWZ8NcHXO0Yx8S0Cq6vop3CoaAk3oEALw\\_wcB](http://www.farnell.com/datasheets/2237979.pdf?_ga=2.110972741.178475947.1591007422-1438153662.1586339810&_gac=1.18209227.1591801412.Cj0KQCjwiYL3BRDVARIsAF9E4GdkY2ufZaXfxQ7flo-OzsLXQB6gNLHWWZ8NcHXO0Yx8S0Cq6vop3CoaAk3oEALw_wcB)

# PRESUPUESTO

## 1. JUSTIFICACIÓN DEL PRESUPUESTO

Para permitir analizar la viabilidad económica del proyecto a realizar, se va a exponer el presupuesto correspondiente. Para ello, en los siguientes apartados se muestran los cuadros de precios de los materiales, equipos y mano de obra necesaria para su realización, así como los cuadros de precios unitarios y descompuestos de las diferentes unidades de obra necesarias, y finalmente se presenta el presupuesto base de licitación.

Para la realización de este presupuesto, se han considerado como unidades de obra el diseño de la fuente de alimentación, tanto del esquema electrónico como de la PCB; el desarrollo del firmware del microcontrolador; la redacción de los diferentes documentos necesarios; y, por último, el ensamblaje de la fuente de alimentación.

## 2. CUADROS DE PRECIOS

### 2.1. Cuadro de precios: Materiales

La mayoría de los materiales utilizados en este proyecto se han obtenido del distribuidor de componentes electrónicos Farnell; para estos, se ha incluido en el cuadro de precios el código de referencia correspondiente.

Código	Magnitud	Denominación del material	Precio (€)	Referencia Farnell
MA01	ud	10 PCB verdes de dos capas con tamaño máximo de 10cm x 10cm	19,90	-
MA02	ud	Condensador cerámico SMD 0805 de 1µF	0,14	1759432
MA03	ud	Condensador electrolítico de terminales de conexión de 10µF	0,05	9451242
MA04	ud	Amplificador operacional MIC6211	0,31	2510411
MA05	ud	Microcontrolador PIC12F509	0,72	7711220
MA06	ud	Convertidor DC/DC 5V 1A	3,07	2760747
MA07	ud	40 cables 15cm de longitud macho-hembra	4,20	2816399
MA08	ud	Relé de potencia 6V	1,38	1891869
MA09	ud	LED 5mm	0,16	2840473
MA10	ud	Transistor MOSFET IRF540	1,05	8648298
MA11	ud	Transistor MOSFET 2N7002E	0,17	2317616
MA12	ud	Resistencia tipo chip SMD 0805 de 1kΩ	0,01	2447587
MA13	ud	Resistencia tipo chip SMD 0805 de 10kΩ	0,01	2447553
MA14	ud	Resistencia tipo chip SMD 0805 de 22kΩ	0,01	2447607

Diseño y desarrollo de una fuente de alimentación para laboratorio, de tensión y corriente ajustables (0-20V, 0-1A), para su uso en el diseño de prototipos electrónicos

MA15	ud	Resistencia tipo chip SMD 0805 de 39k $\Omega$	0,01	2447646
MA16	ud	Resistencia tipo chip SMD 0805 de 120k $\Omega$	0,01	2447560
MA17	ud	Resistencia de detección de corriente SMD 2512 de 0,1 $\Omega$	0,25	2828391
MA18	ud	Potenciómetro de 100k $\Omega$	0,95	1760789
MA19	ud	Potenciómetro de 1k $\Omega$	0,82	2469527
MA20	ud	Conector macho para PCB	0,22	-
MA21	ud	Voltímetro digital de 5 dígitos	4,50	-
MA22	ud	Amperímetro digital de 5 dígitos	4,50	-
MA23	ud	Diodo 1N4001	0,07	3226382
MA24	ud	Fuente conmutada de 24V	21,62	1716961
MA25	ud	Pulsador con iluminación LED	6,33	3459574
MA26	ud	Carcasa metálica de aluminio extruido 53mm x 103mm x 220mm	26,18	4272924
MA27	ud	Disipador de calor 12,9 $^{\circ}$ C/W 16,26mm x 16,26mm x 38,1mm	2,27	1213468
MA28	ud	Conector hembra para PCB 1x3	0,55	2019889
MA29	ud	Conector hembra para PCB 1x4	0,73	2019895
MA30	ud	5 perillas de potenciómetro	3,33	-

## 2.2. Cuadro de precios: Mano de obra

La elaboración, implementación, y redacción de este Trabajo de Fin de Grado se considera que la ha realizado un ingeniero en tecnologías industriales recién titulado.

Código	Denominación de la mano de obra	P.U. (€)
MO01	Ingeniero en Tecnologías Industriales recién titulado	20,00

## 2.3. Cuadro de precios: Equipos

Para el cálculo del coste por hora de cada uno de los equipos a partir de su coste de compra y de su periodo de amortización, se ha considerado una jornada laboral de 8 horas, y un total de 251 jornadas laborales por año. En aquellos programas informáticos cuyas licencias de adquisición tengan un coste anual, se ha considerado un periodo de amortización de 1 año.

Código	Denominación del equipo	Periodo de amortización (años)	Coste (€)	P.U. (€/h)
EQ01	Ordenador HP OMEN 870-017NS	6	1400,00	0,12
EQ02	OrCAD	6	2350,00	0,20
EQ03	Eagle	1	503,00	0,25
EQ04	MPLAB IDE v8.92	6	0,00	0,00
EQ05	Compilador PCW de CCS	6	350,00	0,03
EQ06	Programador PICkit3	10	40,00	0,01
EQ07	Microsoft Office 365	1	70,00	0,03
EQ08	Estación de soldadura	10	56,00	0,01

#### 2.4. Cuadro de precios: Precios Unitarios

Código	Magnitud	Descripción	P.U. (€)
U001	ud	Diseño de la fuente de alimentación (esquema electrónico + PCB)	3253,13
U002	ud	Desarrollo del firmware del microcontrolador	503,64
U003	ud	Redacción de documentos	2015,11
U004	ud	Ensamblaje de la fuente de alimentación	428,39

#### 2.5. Cuadro de precios: Precios Descompuestos

Código	Magnitud	Descripción	Rdto.	P.U. (€)	Importe (€)
<b>U001</b>	<b>ud</b>	<b>Diseño de la fuente de alimentación (esquema electrónico + PCB)</b>	-	3253,13	-
EQ01	h	Ordenador HP OMEN 870-017NS	160	0,12	18,59
EQ02	h	OrCAD	100	0,20	19,51
EQ03	h	Eagle	60	0,25	15,03
MO01	h	Ingeniero en Tecnologías Industriales recién titulado	160	20,00	3200,00
<b>U002</b>	<b>ud</b>	<b>Desarrollo del firmware del microcontrolador</b>	-	503,64	-
EQ01	h	Ordenador HP OMEN 870-017NS	25	0,12	2,91
EQ04	h	MPLAB IDE v8.92	25	0,00	0,00
EQ05	h	Compilador PCW de CCS	25	0,03	0,73

Diseño y desarrollo de una fuente de alimentación para laboratorio, de tensión y corriente ajustables (0-20V, 0-1A), para su uso en el diseño de prototipos electrónicos

EQ06	h	Programador PICKit3	1	0,01	0,01
MO01	h	Ingeniero en Tecnologías Industriales recién titulado	25	20,00	500,00
<b>UO03</b>	<b>ud</b>	<b>Redacción de documentos</b>	-	2015,11	-
EQ01	h	Ordenador HP OMEN 870-017NS	100	0,12	11,62
EQ07	h	Microsoft Office 365	100	0,03	3,49
MO01	h	Ingeniero en Tecnologías Industriales recién titulado	100	20,00	2000,00
<b>UO04</b>	<b>ud</b>	<b>Ensamblaje de la fuente de alimentación</b>	-	428,39	-
MA01	ud	10 PCB verdes de dos capas con tamaño máximo de 10cm x 10cm	1	19,90	19,90
MA02	ud	Condensador cerámico SMD 0805 de 1 $\mu$ F	12	0,14	1,64
MA03	ud	Condensador electrolítico de terminales de conexión de 10 $\mu$ F	2	0,05	0,10
MA04	ud	Amplificador operacional MIC6211	3	0,31	0,94
MA05	ud	Microcontrolador PIC12F509	1	0,72	0,72
MA06	ud	Convertidor DC/DC 5V 1A	1	3,07	3,07
MA07	ud	40 cables 15cm de longitud macho-hembra	1	4,20	4,20
MA08	ud	Relé de potencia 6V	2	1,38	2,76
MA09	ud	LED 5mm	1	0,16	0,16
MA10	ud	Transistor MOSFET IRF540	4	1,05	4,20
MA11	ud	Transistor MOSFET 2N7002E	3	0,17	0,52
MA12	ud	Resistencia tipo chip SMD 0805 de 1k $\Omega$	17	0,01	0,14
MA13	ud	Resistencia tipo chip SMD 0805 de 10k $\Omega$	8	0,01	0,07
MA14	ud	Resistencia tipo chip SMD 0805 de 22k $\Omega$	1	0,01	0,01
MA15	ud	Resistencia tipo chip SMD 0805 de 39k $\Omega$	1	0,01	0,01
MA16	ud	Resistencia tipo chip SMD 0805 de 120k $\Omega$	1	0,01	0,01
MA17	ud	Resistencia de detección de corriente SMD 2512 de 0.1 $\Omega$	5	0,25	1,24
MA18	ud	Potenciómetro de 100k $\Omega$	1	0,95	0,95
MA19	ud	Potenciómetro de 1k $\Omega$	1	0,82	0,82
MA20	ud	Conector macho para PCB	4	0,22	0,88
MA21	ud	Voltímetro digital de 5 dígitos	1	4,50	4,50
MA22	ud	Amperímetro digital de 5 dígitos	1	4,50	4,50
MA23	ud	Diodo 1N4001	2	0,07	0,14
MA24	ud	Fuente conmutada de 24V	1	21,62	21,62
MA25	ud	Pulsador con iluminación LED	2	6,33	12,66

Diseño y desarrollo de una fuente de alimentación para laboratorio, de tensión y corriente ajustables (0-20V, 0-1A), para su uso en el diseño de prototipos electrónicos

MA26	ud	Carcasa metálica de aluminio extruido 53mm x 103mm x 220mm	1	26,18	26,18
MA27	ud	Disipador de calor 12,9°C/W 16.26mm x 16.26mm x 38.1mm	4	2,27	9,08
MA28	ud	Conector hembra para PCB 1x3	2	0,55	1,10
MA29	ud	Conector hembra para PCB 1x4	4	0,73	2,92
MA30	ud	5 perillas de potenciómetro	1	3,33	3,33
EQ08	h	Estación de soldadura	1	0,01	0,01
MO01	h	Ingeniero en Tecnologías Industriales recién titulado	15	20,00	300,00

### 3. PRESUPUESTO BASE DE LICITACIÓN

Código	Magnitud	Descripción	Cantidad	P.U. (€)	Importe (€)
U001	ud	Diseño de la fuente de alimentación (esquema electrónico + PCB)	1	3253,13	3253,13
U002	ud	Desarrollo del firmware del microcontrolador	1	503,64	503,64
U003	ud	Redacción de documentos	1	2015,11	2015,11
U004	ud	Ensamblaje de la fuente de alimentación	1	428,39	428,39
Presupuesto Ejecución Material (PEM)					6200,26
Gastos Generales (13%)					806,03
Beneficio Industrial (6%)					372,02
Presupuesto de Ejecución por Contrata (PEC)					7378,31
IVA (21%)					1549,45
Presupuesto Base de Licitación					8927,76

El presupuesto base de licitación asciende a la cantidad de OCHO MIL NOVECIENTOS VEINTISIETE euros con SETENTA y SEIS céntimos.

# ANEXO I: CÁLCULOS

## 1. CÁLCULO DE RESISTENCIAS PARA LA REGULACIÓN DE TENSIÓN Y DE CORRIENTE

Tanto en la regulación de corriente como de tensión, el procedimiento seguido para el cálculo de las resistencias que forman parte del divisor resistivo ha sido exactamente el mismo.

### 1.1. Regulación de corriente

En el caso de la regulación de corriente, el objetivo buscado es ajustar el límite de corriente entre 0 y 1,5A. La expresión para la limitación de corriente la podemos sacar a partir de las siguientes relaciones:

$$I_{lim} = 10 * (24 - V^+) \quad (11)$$

$$V^+ = \frac{(1 - Set) * P2 + R7 + R8}{P2 + R7 + R8} * 24 \quad (12)$$

De la ecuación (11) podemos deducir que la máxima limitación de corriente se obtendrá cuando la  $V^+$  tenga el mínimo valor, y ello sucederá cuando el potenciómetro esté abajo del todo, es decir cuando  $Set=1$ . Teniendo esto en cuenta, se llega a la ecuación (12), de donde sustituyendo la corriente limitada por 1,5A se podrá obtener la relación de resistencias necesarias.

$$\frac{R7 + R8}{P2 + R7 + R8} = 0,99375$$

Las resistencias se han escogido de la serie normalizada E12, y la razón por la que se ha decidido utilizar dos resistencias (R7 y R8) en lugar de una para ajustar el potenciómetro es porque de esta manera se consigue un ajuste más preciso de la relación de resistencias. A partir de ahora se considerará a las resistencias R7 y R8 en su suma como una sola (R7+R8). El procedimiento sigue por fijar el valor de una de las resistencias (P2 o R7+R8), en este caso se ha decidido fijar el valor de la resistencia del potenciómetro por ser más crítica (no hay tantos valores de resistencia de pista disponibles).

A partir del valor fijado para la resistencia del potenciómetro se obtiene el valor que debe tomar la suma de R7+R8, para poder cumplir con la relación de resistencias (Tabla 3). A continuación, se prueban diferentes combinaciones con valores de la serie E12 para las resistencias R7 y R8 intentando obtener una combinación que tenga un valor lo más cercano posible al deseado (Tabla 4).

Tabla 3. Valores que deben de tomar la suma de las resistencias R7 y R8 para diferentes valores de resistencia de la pista del potenciómetro de corriente. Fuente: Propia

P2	R7+R8	$(R7+R8)/(P2+R7+R8)$
1000	159000	0,99375
1500	238500	0,99375
2000	318000	0,99375
2200	349800	0,99375
2500	397500	0,99375
4700	747300	0,99375
5000	795000	0,99375

Tabla 4. Diferentes combinaciones de las resistencias R1 y R2 para ajustar la relación de resistencias a la deseada en la regulación de corriente. Fuente: Propia

P2	R1	R2	R1+R2	$(R1+R2)/(R1+R2+P2)$
2200	330000	22000	352000	0,99378882
1000	120000	39000	159000	0,99375

En este caso, al encontrarse la combinación de resistencias con el potenciómetro de 1k $\Omega$  con la que se obtiene la relación exacta de resistencias deseada, no es necesario buscar más combinaciones.

## 1.2. Regulación de tensión

En el caso de la regulación de tensión el cálculo de las resistencias persigue un objetivo ligeramente distinto. En este caso, el objetivo es impedir que la actuación del potenciómetro no sea capaz de producir una variación de la tensión en la carga durante un rango de su actuación. Esto se produce debido a que el valor de la tensión en la carga solo puede llegar a alcanzar un valor máximo de 19,5V, y, sin embargo, cuando en el potenciómetro no se utilizan las resistencias R1 y R2, la tensión que se mide desde este puede variar entre 0 y 24V. Como consecuencia, variar la tensión en el potenciómetro entre los 24 y los 19,5V no produce ninguna variación en la tensión de salida.

Para conseguir evitar esto, es tan sencillo como disponer el potenciómetro en un divisor resistivo donde el potenciómetro estará conectado a masa, para permitir que este alcance el valor mínimo de 0V, mientras que las otras dos resistencias (en este caso también se ha decidido utilizar dos resistencias para ajustar mejor la relación que debe haber entre las resistencias como ahora se verá) deben producir una caída de tensión de 4,5V.

La relación que debe haber entre las resistencias es la siguiente:

$$\frac{P1}{R1 + R2 + P1} = \frac{19,5}{24} = 0,8125$$

Al igual que se ha realizado para la limitación de corriente, ahora se fija la resistencia del potenciómetro y se obtienen los diferentes valores de la suma de las resistencias R1+R2 para cumplir con esta relación de resistencias (Tabla 5).

A continuación, se prueban diferentes combinaciones de valores de la serie normalizada E12 para las resistencias R1 y R2, y cuya suma se aproxime lo máximo posible al valor obtenido anteriormente (Tabla 6).

Tabla 5. Valores que deben de tomar la suma de las resistencias R1 y R2 para diferentes valores de resistencia de la pista del potenciómetro de tensión. Fuente: Propia

P1	R1+R2	P1/(P1+R1+R2)
10000	2307,69231	0,8125
15000	3461,53846	0,8125
20000	4615,38462	0,8125
22000	5076,92308	0,8125
25000	5769,23077	0,8125
47000	10846,1538	0,8125
50000	11538,4615	0,8125

Tabla 6. Diferentes combinaciones de las resistencias R1 y R2 para ajustar la relación de resistencias a la deseada en la regulación de tensión. Fuente: Propia

P1	R1	R2	R1+R2	P1/(P1+R1+R2)
100000	22000	1000	23000	0,81300813
220000	47000	3900	50900	0,812107789
50000	10000	1500	11500	0,81300813
470000	100000	8200	108200	0,81286752

De todas estas combinaciones, se ha acabado optando por tomar un potenciómetro de 100kΩ, por tener asociada una combinación de resistencias que permite a la relación de resistencias acercarse bastante al valor deseado, por utilizar un valor en las resistencias R1 y R2 dentro de un rango de valores razonables, y por ser la opción más económica de todas.

## 2. DEPENDENCIA DEL VALOR DE LA CARGA EN LA REGULACIÓN DE TENSIÓN EN EL CIRCUITO BJT

En este apartado se va a deducir la expresión que permite determinar la relación que hay entre la tensión de salida que aparece en la carga con el valor de la resistencia de la carga que se está conectando, para una tensión de referencia fija en el terminal no inversor del comparador que forma parte del bucle de regulación de tensión del circuito BJT (Fig. 7).



Fig. 55. Divisor resistivo en paralelo con la carga en el circuito BJT. Fuente: Propia

Primero poniendo atención en el divisor resistivo que se encuentra en paralelo con la carga, y suponiendo que no circule corriente por el terminal inversor del amplificador operacional U1B, se puede tomar el punto intermedio entre las dos resistencias como la tensión del terminal inversor. Al terminal de la carga que está conectado a la resistencia de shunt se le va a llamar terminal S, y al que se conecta con el bloque de potencia se le llama terminal T (Fig. 55). Entonces la expresión de la tensión en la entrada inversora del AO es:

$$V^- = \frac{\frac{V_T}{R6} + \frac{V_S}{R7}}{\frac{1}{R6} + \frac{1}{R7}} = \frac{V_T R7 + V_S R6}{R6 + R7};$$

Tomando  $R6=92,5k\Omega$ ; y  $R7=7,5k\Omega$ ; se tiene:

$$V^- = 0,075V_T + 0,925 * V_S;$$

Y teniendo en cuenta que:

$$V_S = I * R_{shunt}; \quad V_L = I_L * R_L = V_T - V_S;$$

$$V_T = V_L + V_S = I * (R_L + R_{shunt});$$

Se llega a que:

$$V^- = 0,075 * I * (R_L + R_{shunt}) + 0,925R_{shunt} * I;$$

De donde despejando la corriente por la carga finalmente se llega a la expresión que relaciona la tensión de salida con la resistencia de la carga:

$$I = V^- * \frac{1}{0,075R_L + R_{shunt}};$$

$$V_L = V^- * \frac{R_L}{0,075R_L + R_{shunt}};$$

### 3. CÁLCULO DEL CONDENSADOR Y SELECCIÓN DEL TRANSFORMADOR PARA LA FUENTE REGULADA

La capacidad necesaria en el condensador de la etapa de filtrado es función del rizado de tensión que se desea en la salida, y se puede calcular a partir de la expresión de la potencia que se está almacenando y sustrayendo de este en cada ciclo:

$$P = \frac{1}{2} C * (V_{máx}^2 - V_{mín}^2) * \frac{2}{T} \quad (13)$$

De donde se obtiene que:

$$C = \frac{P * T}{V_{máx}^2 - V_{mín}^2} \quad (14)$$

Como se ha comentado en el apartado 1.5, el regulador lineal que se quiere utilizar requiere de una tensión mínima de 27V.

Para poder suministrar una tensión mínima de 27V, y a la hora de seleccionar el transformador hay que tener dos cosas en cuenta: tener una mayor tensión de secundario permitirá alcanzar el mínimo de 27V con una etapa de filtrado menos exigente; sin embargo, cuanto mayor sea la tensión de secundario, la potencia que se acabe disipando en el regulador lineal será mayor haciendo a la fuente menos eficiente, y además pudiendo darse la necesidad de disponer un radiador para ayudar al regulador lineal en la disipación de calor.

Por lo tanto, primero se probará a utilizar un transformador con secundario de 20V y se calculará cual es la capacidad necesaria en el condensador, y posteriormente se harán los cálculos con un transformador de 22V para comprobar cuál es en este caso la capacidad necesaria en el condensador, y en función de los resultados se decidirá que transformador y condensador utilizar.

Para una tensión de 24V y una corriente de 1,5A, se tiene una potencia máxima de 36W, el periodo es de 20ms y la tensión máxima será la tensión de pico, la cual es la amplitud de la tensión que sale del secundario del transformador, menos la caída en el diodo 1N4007, que es de aproximadamente 1V [15]. A continuación, se tienen los cálculos para los dos casos:

Transformador con secundario de 20V:

$$V_{pk} = 20 * \sqrt{2} = 28,3V; \quad V_{m\acute{a}x} = V_{pk} - V_{\gamma} = 27,3V; \quad V_{m\acute{i}n} = 27V;$$

$$P = 24 * 1,5 = 36W; \quad T = 20ms;$$

$$C = \frac{P * T}{V_{m\acute{a}x}^2 - V_{m\acute{i}n}^2} = 44200\mu F; \quad C_{norm} = 47000\mu F;$$

Transformador con secundario de 22V:

$$V_{pk} = 22 * \sqrt{2} = 31,1V; \quad V_{m\acute{a}x} = V_{pk} - V_{\gamma} = 30,1V; \quad V_{m\acute{i}n} = 27V;$$

$$P = 24 * 1,5 = 36W; \quad T = 20ms;$$

$$C = \frac{P * T}{V_{m\acute{a}x}^2 - V_{m\acute{i}n}^2} = 4068\mu F; \quad C_{norm} = 4700\mu F;$$

La capacidad necesaria en el condensador de la etapa de filtrado utilizando un transformador con secundario de 20V es excesiva, necesitándose un condensador que es demasiado grande y caro, si se tiene en cuenta que además este condensador ha de tener una tensión nominal mayor de 27V. Por tanto, se acabó optando por la opción de utilizar un transformador con secundario de 22V, un condensador de 4700μF y como se expone en el apartado 3.1, también se requerirá de un radiador para el regulador lineal de tensión.



# ANEXO II: LISTA DE COMPONENTES EMPLEADOS EN EAGLE

Part	Value	Device	Package	Library
C1	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C2	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C3	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C4	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C5	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C6	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C7	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C8	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C9	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C10	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C11	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C12	1 $\mu$ F	CAP_CERAMIC0805	805	microbuilder
C13	10 $\mu$ F	CPOL-EUE2-5	E2-5	resistor
C14	10 $\mu$ F	CPOL-EUE2-5	E2-5	resistor
D1		DIODESOD-523	SOD-523	microbuilder
D2		DIODESOD-523	SOD-523	microbuilder
IC1		AD8614RJ	SOT23-5	analog-devices
IC2		AD8614RJ	SOT23-5	analog-devices
IC3		AD8614RJ	SOT23-5	analog-devices
IC4	PIC12C509JN	PIC12C509JN	DIL8	microchip
IC5	R-78E5.0-1.0	R-78E3.3-1.0	R-78E3.3-1.0	R-78E3.3-1.0
JP1		HEADER-1X4ROUND	1X04_ROUND	microbuilder
JP2		HEADER-1X4ROUND	1X04_ROUND	microbuilder
K1	CQ1-6V	CQ1-12V	CQ1	relay
K2	CQ1-6V	CQ1-12V	CQ1	relay
LED1		LED5MM	LED5MM	led
M1		IRF540	TO220BV	transistor-power
M2		IRF540	TO220BV	transistor-power
M3		IRF540	TO220BV	transistor-power
M4		IRF540	TO220BV	transistor-power
Q1		MOSFET-NREFLOW	SOT23-R	microbuilder
Q2		MOSFET-NREFLOW	SOT23-R	microbuilder
Q3		MOSFET-NREFLOW	SOT23-R	microbuilder
R1	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
R2	0,1 $\Omega$	R-US_R2512W	R2512W	resistor
R3	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
R4	0,1 $\Omega$	R-US_R2512W	R2512W	resistor
R5	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
R6	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
R7	0,1 $\Omega$	R-US_R2512W	R2512W	resistor
R8	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
R9	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
R10	0,1 $\Omega$	R-US_R2512W	R2512W	resistor
R11	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
R12	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor

Diseño y desarrollo de una fuente de alimentación para laboratorio, de tensión y corriente ajustables (0-20V, 0-1A), para su uso en el diseño de prototipos electrónicos

---

<b>R13</b>	10k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R14</b>	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R15</b>	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R16</b>	10k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R17</b>	0,1 $\Omega$	R-US_R2512W	R2512W	resistor
<b>R18</b>	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R19</b>	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R20</b>	1k $\Omega$	R-TRIMM64W	RTRIM64W	rcl
<b>R21</b>	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R22</b>	120k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R23</b>	10k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R24</b>	10k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R25</b>	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R26</b>	100k $\Omega$	R-TRIMM64W	RTRIM64W	rcl
<b>R27</b>	10k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R28</b>	22k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R29</b>	10k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R30</b>	10k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R31</b>	10k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R32</b>	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R33</b>	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R34</b>	1k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>R35</b>	39k $\Omega$	R-US_R0805	R0805	resistor
<b>SV1</b>		S02P	S02P	con-amp-mt
<b>SV2</b>		S02P	S02P	con-amp-mt
<b>SV3</b>		S02P	S02P	con-amp-mt
<b>SV4</b>		S02P	S02P	con-amp-mt



# ANEXO III: FIRMWARE DEL MICROCONTROLADOR

```

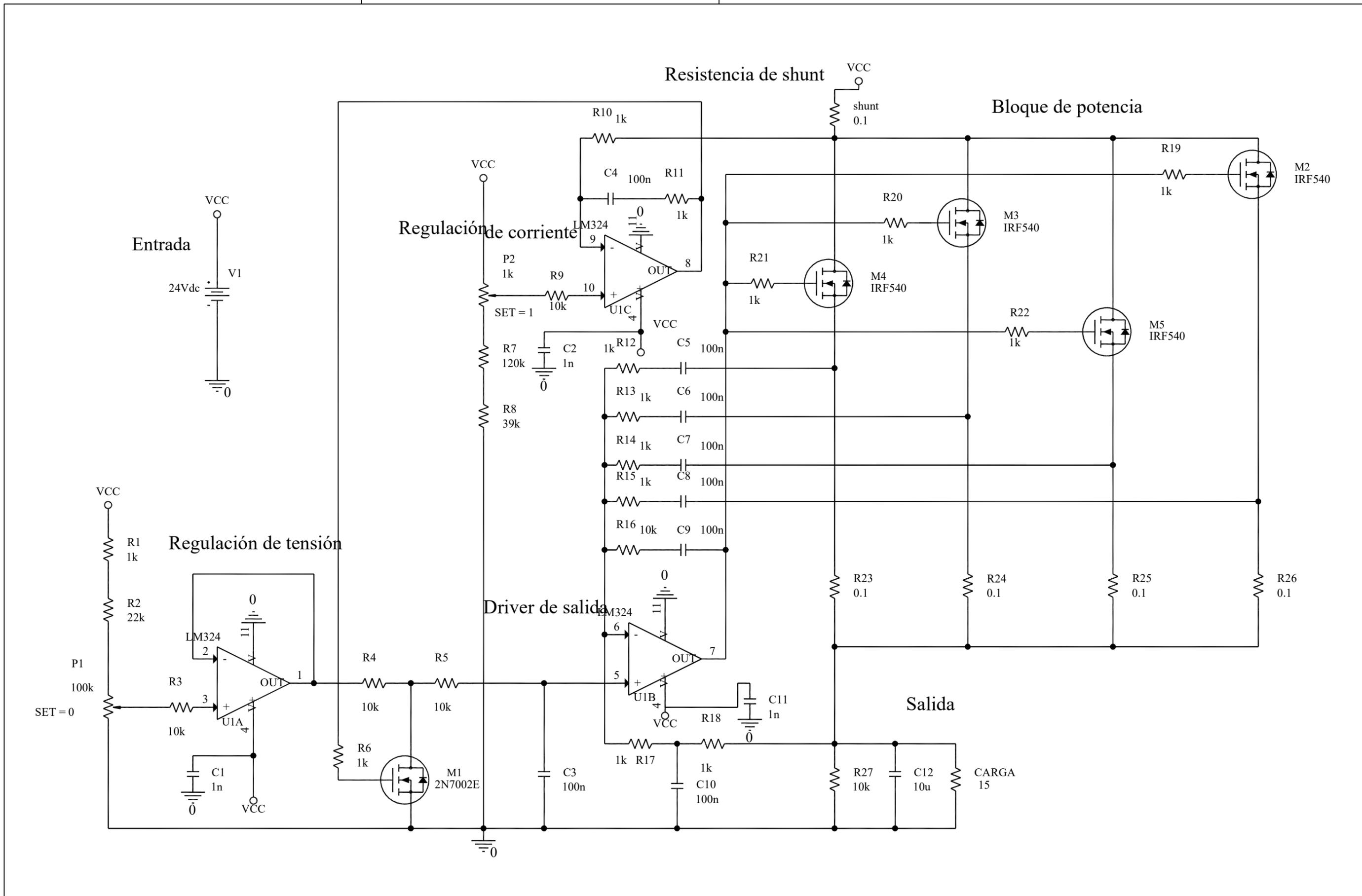
1: #include <12F509.h> // Librería del microcontrolador
2: #fuses INTRC,NOWDT,NOPROTECT,NOMCLR // Configuración del microcontrolador
3: #use delay(internal=4MHz) // Frecuencia de funcionamiento
4: // -----
5: // Macros:
6: #define P_0 PIN_B3 // Pulsador para des/activar la salida
7: #define R0 PIN_B1 // Relé para des/activar la salida
8: #define L0 PIN_B5 // Led indicador de salida activada
9: // -----
10: #define P_1 PIN_B2 // Pulsador para desconectar la salida y cortocircuitar
11: #define R1 PIN_B0 // Relé para cortocircuitar y programar la corriente
12: #define L1 PIN_B4 // Led indicador de cortocircuito en marcha
13: // -----
14: #define P0 ((input(P_0))>1:0)
15: #define P1 ((input(P_1))>1:0)
16: // -----
17: #define ON( pin) output_high(pin)
18: #define OFF(pin) output_low( pin)
19: // -----
20: // El relé R0 funciona con lógica negada //
21: #define _ON( pin) output_low(pin)
22: #define _OFF(pin) output_high( pin)
23: // -----
24: enum ESTADOS{A,B,C,D,E,F,G};
25: ESTADOS estado=A; // Variable que indica el estado de la máquina de estados
26: // -----
27: void main(void)
28: {
29:     unsigned int cuenta_atras; //Tiempo maximo de cortocircuito
30:     for(;;)
31:     {
32:         switch(estado)// Máquina de estados (acciones y transiciones)
33:         {
34:             case A: _OFF(R0); OFF(R1); OFF(L0); OFF(L1); // 0000
35:                 //-----
36:                 while( ((P0==0)&&(P1==0)) //00
37:                     |((P0==1)&&(P1==1)) ); //11
38:                 if( ((P0==0)&&(P1==1)) ) estado = E; //01
39:                 else estado = B; //10
40:                 //-----
41:                 break;
42:
43:             case B: _ON(R0); OFF(R1); ON(L0); OFF(L1); // 1010
44:                 //-----
45:                 while( (P0==1) ); //1X
46:                 estado = C; //0X
47:                 //-----
48:                 break;
49:             case C: _ON(R0); OFF(R1); ON(L0); OFF(L1); // 1010
50:                 //-----
51:                 while( ((P0==0)&&(P1==0)) //00
52:                     |((P0==1)&&(P1==1)) ); //11
53:                 if( ((P0==0)&&(P1==1)) ) estado = E; //01
54:                 else estado = D; //10
55:                 //-----
56:                 break;
57:             case D: _OFF(R0); OFF(R1); OFF(L0); OFF(L1); // 0000
58:                 //-----
59:                 while( (P0==1) ); //1X
60:                 estado = A; //0X
61:                 //-----
62:                 break;
63:

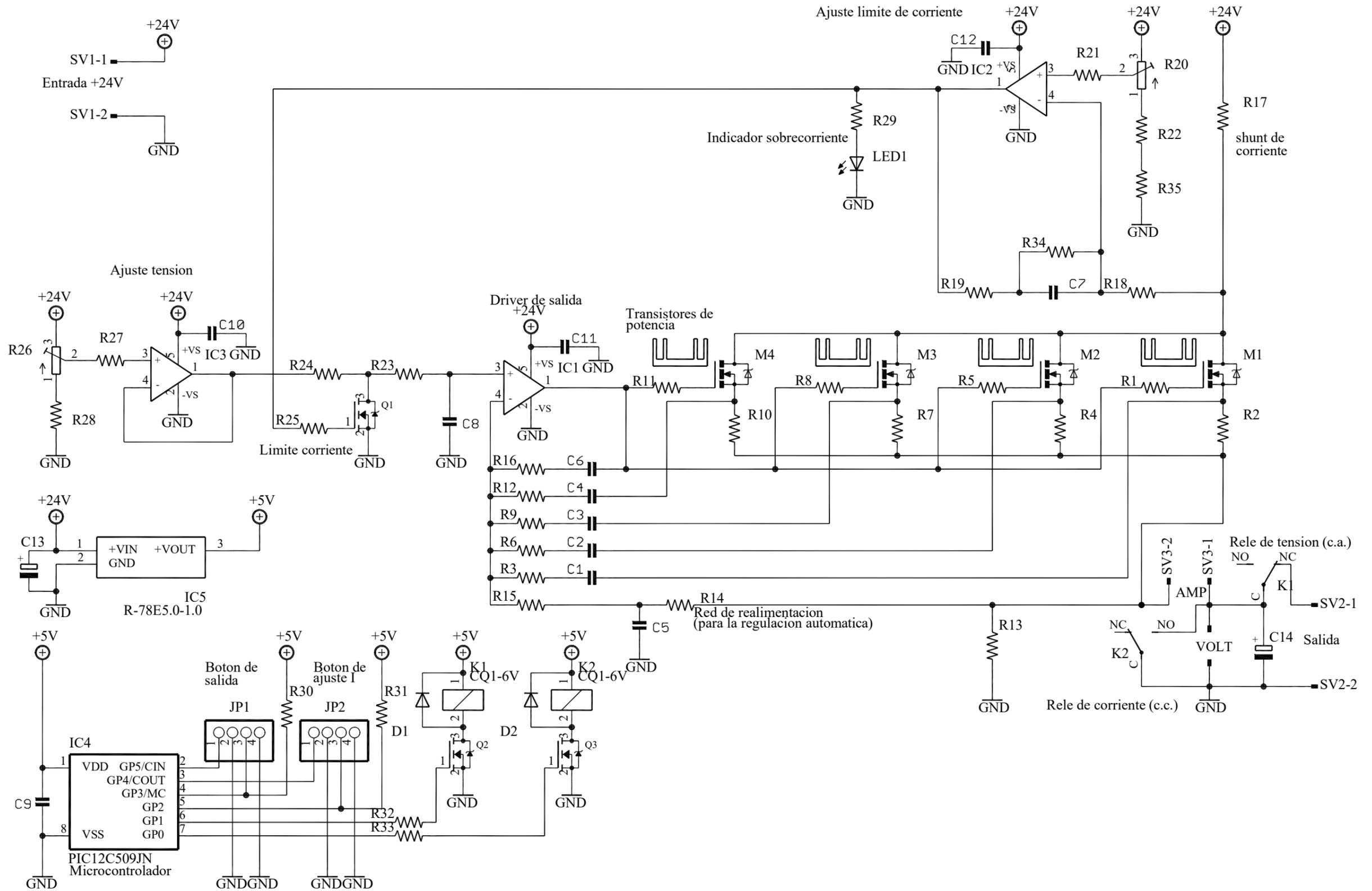
```

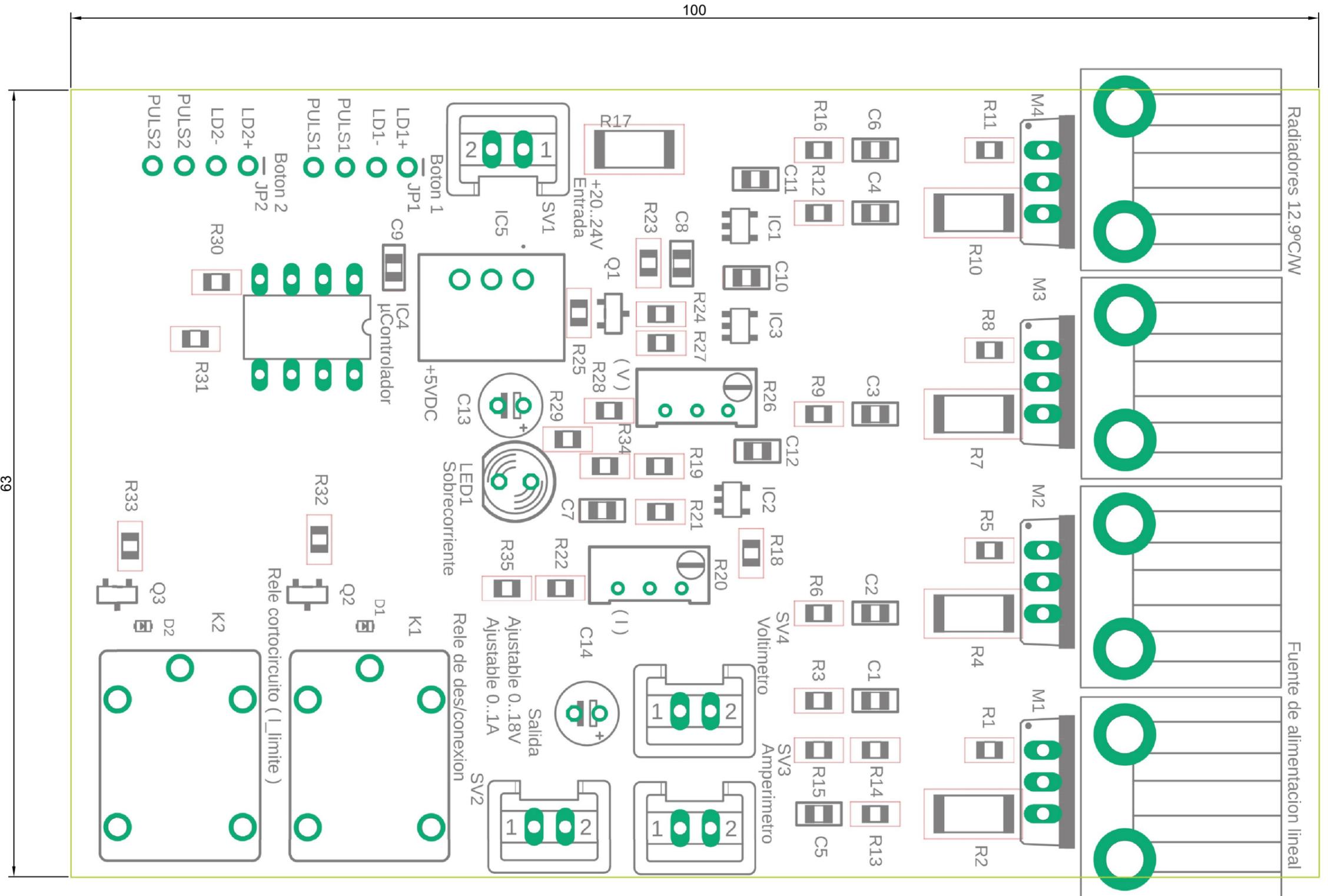
```
64:         case E: _OFF(R0); ON(R1); OFF(L0); ON(L1);           // 0101
65:         //-----
66:         while(          (P1==1) );           //X1
67:                 estado = F;                 //X0
68:         //-----
69:         break;
70:         case F: _OFF(R0); ON(R1); OFF(L0); ON(L1);           // 0101
71:         //-----
72:         cuenta_atras=12000; //Maximo tiempo de corto = 2 minutos
73:         do
74:         {
75:             delay_ms(10);
76:         }
77:         while((      ((P0==0)&&(P1==0))           //00
78:                |((P0==1)&&(P1==1))           //11
79:                &&(--cuenta_atras>0));
80:         if(      ((P0==1)&&(P1==0)) ) estado = B; //10
81:         else          estado = G;           //01
82:         //-----
83:         break;
84:         case G: _OFF(R0); OFF(R1); OFF(L0); OFF(L1);         // 0000
85:         //-----
86:         while(          (P1==1) );           //X1
87:                 estado = A;                 //X0
88:         //-----
89:         break;
90:     }
91:     delay_ms(20);
92: }
93: }
```

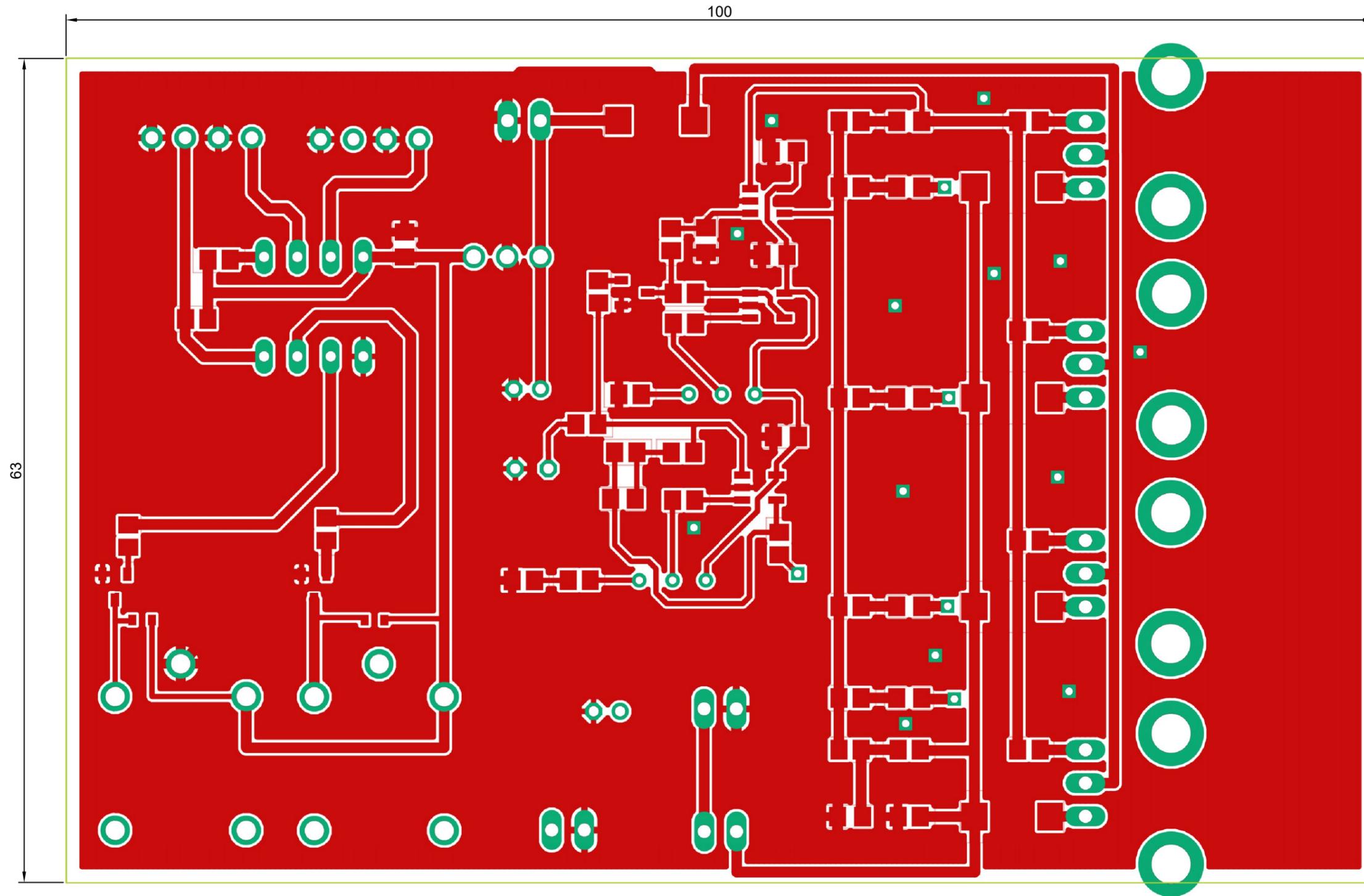


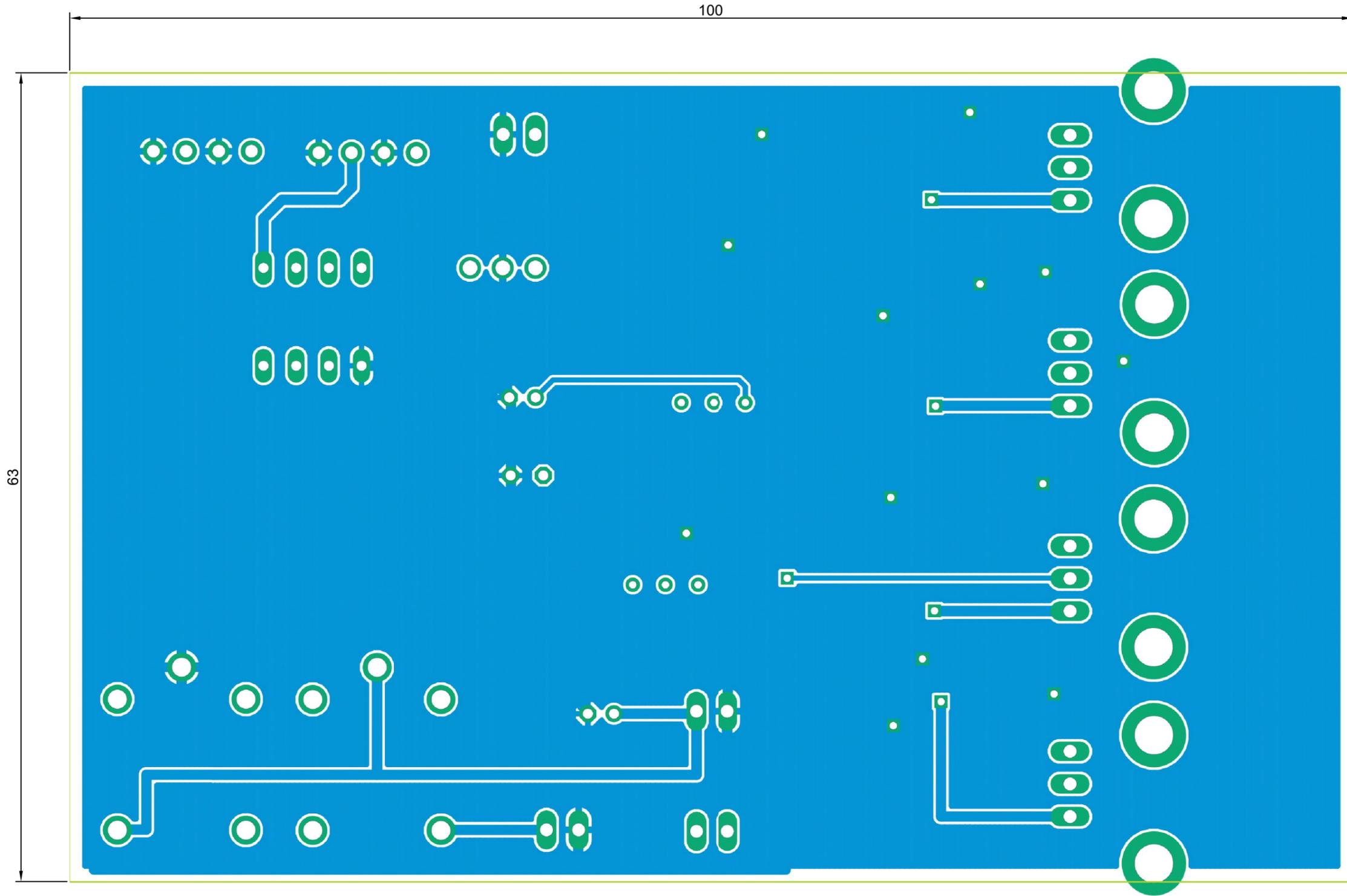
## ANEXO IV: PLANOS











100

63