



# UNIVERSIDAD NACIONAL DE MISIONES

## Facultad de Ingeniería

Carrera: Ingeniería Electrónica

Asignatura: Proyecto y Diseño Electrónico ET546

### Fuente de Corriente Continua: Digitalización de Control Analógico para Fuente de Alimentación Ajustable

Autores:

Korpys Ernesto Andrés  
[ernesto.korpys@gmail.com](mailto:ernesto.korpys@gmail.com)

Fernando Natanael Krindges  
[krindgesfer@gmail.com](mailto:krindgesfer@gmail.com)

Tutores:

Botterón Fernando  
[botteron@fio.unam.edu.ar](mailto:botteron@fio.unam.edu.ar)

Maxit Alejandro Germán  
[alejandro.maxit@fio.unam.edu.ar](mailto:alejandro.maxit@fio.unam.edu.ar)

Oberá, Misiones

Noviembre de 2024



# **Fuente de Corriente Continua: Digitalización de Control Analógico para Fuente de Alimentación Ajustable**

Autores:

**Korpys Ernesto Andrés**  
**ernesto.korpys@gmail.com**  
**K-3290/5**

**Fernando Natanael Krindges**  
**krindgesfer@gmail.com**  
**K-3296/4**

## **Proyecto y Diseño Electrónico ET546**

Integrantes del Tribunal Examinador

---

Ricardo Andrés Korpys  
*Docente Examinador*

---

Guillermo Alfredo Fernandez  
*Docente Examinador*

---

Alejandro Germán Maxit  
*Docente Examinador*



**Resumen**

**Fuente de Corriente Continua:  
Digitalización de Control Analógico para Fuente de  
Alimentación Ajustable**

Autores:

**Korpys Ernesto Andrés**

**Fernando Natanael Krindges**

Universidad Nacional de Misiones

Facultad de Ingeniería

El proyecto se centra en la modernización de una fuente de alimentación preexistente, en su mayoría analógica, de una tensión variable desde 0V hasta 30V y una corriente ajustable desde 0A hasta 3A, mediante la implementación de un control digital para la regulación precisa de la tensión y corriente de salida, así como la implementación de lazos de control digital para garantizar la estabilidad de la salida en diversas condiciones de carga.

La esencia de este proyecto radica en la utilización de un controlador digital de señales para ajustar la salida de la fuente de alimentación, a través de un teclado. Este enfoque proporciona al usuario la capacidad de configurar fácilmente los valores deseados de tensión y corriente de salida, mientras que un display integrado ofrece una retroalimentación visual en tiempo real, mostrando tanto los valores establecidos como los valores reales de salida.

Como núcleo de control, se emplea el Arduino NANO, destacando su capacidad para gestionar eficientemente las operaciones del sistema. Es importante mencionar que este diseño no requiere de conexión inalámbrica, lo que simplifica su implementación y uso.

## Objetivos

- Fuente de alimentación que proporcione una tensión de salida variable desde 0V hasta 30V y una corriente ajustable desde 0A hasta 3A.
- Implementar la funcionalidad de lazos de control digital para garantizar una regulación de la tensión y corriente de salida, asegurando estabilidad en diversas condiciones de carga.
- Permitir la configuración fácil y precisa de la tensión y corriente de salida mediante un sistema de entrada, como un encoder rotativo o un teclado.
- Integrar un display que presente tanto los valores establecidos por el usuario como los valores reales de salida, proporcionando retroalimentación visual en tiempo real.
- Garantizar un aislamiento galvánico completo entre la etapa de potencia y el control digital, asegurando la seguridad y fiabilidad del sistema.
- No es necesario disponer de conexión inalámbrica.

**Palabras claves:** Fuente de tensión, Lazo de control, Digital, Control de Corriente, Control de Tensión..

---

### Acerca de Proyecto y Diseño Electrónico

El Proyecto Electrónico es un curso anual bajo la modalidad de trabajo individual o grupal supervisado, con el propósito de aplicar estrategias de diseño y análisis a un problema de temática abierta de la ingeniería electrónica.



**Abstract**

**Direct Current Power Supply:**  
**Digital Redesign of an Analog Control for an adjustable**  
**Power Supply**

Translated from the original spanish title: “Fuente de Corriente Continua: Digitalización de Control Analógico para Fuente de Alimentación Ajustable”

by

**Korpys Ernesto Andrés**  
**Fernando Natanael Krindges**  
National University of Misiones  
Engineering Faculty

The project focuses on modernizing an existing power supply, predominantly analog, with a variable voltage range from 0V to 30V and an adjustable current range from 0A to 3A. This is achieved through the implementation of digital control for precise regulation of both voltage and current output, alongside the incorporation of digital control loops to ensure output stability under various load conditions.

The essence of this project lies in the utilization of a digital signal controller to adjust the power supply's output via a keypad. This approach grants users the ability to easily configure desired voltage and current values, while an integrated display provides real-time visual feedback, showcasing both set and actual output values.

At the core of control, the project employs the Arduino NANO, notable for its efficient management of system operations. It is pertinent to mention that this design does not necessitate wireless connectivity, simplifying its implementation and usage.

## Objectives

- Power supply providing a variable output voltage from 0V to 30V and an adjustable current from 0A to 3A.
- Implement digital control loops to ensure the regulation of output voltage and current, maintaining stability under various load conditions.
- Allow easy and precise configuration of output voltage and current using an input system, such as a rotary encoder or a keypad.
- Integrate a display showing both user-set values and actual output values, providing real-time visual feedback.
- Ensure complete galvanic isolation between the power stage and digital control, ensuring system safety and reliability.
- Wireless connectivity is not required.

**Keywords:** Voltage source, Control loop, Digital, Current Control, Voltage Control.

---

**About Proyecto y Diseño Electrónico (“Electronic Project”)**

The “Electronic Project” is a course of supervised individual or group work of one semester, with the purpose of applying design and analysis strategies to a problem in an open topic in electrical engineering.



*Dedicado a nuestras familias y amigos Saludos.*

## **Agradecimientos**

Korpys Ernesto. Agradezco de corazón a mi familia por su inquebrantable apoyo a lo largo de toda mi vida. En especial, a mi madre Gladys, cuyo amor y sacrificio han sido mi mayor inspiración y motor para alcanzar mis metas. Agradezco enormemente a mi compañero de proyecto, Fernando, quien no solo fue mi compañero de trabajo, sino también un amigo invaluable durante esta travesía académica. Su colaboración y compañerismo fueron fundamentales para el éxito de este proyecto. A mis amigos presentes, les doy las gracias por su constante ánimo y respaldo, por compartir conmigo momentos de alegría y por ser un pilar fundamental en mi vida. Expreso mi profundo agradecimiento al equipo docente, a los ingenieros Botteron, Fernandez y Kolodziej, quienes no solo compartieron su conocimiento y experiencia conmigo, sino que también me brindaron su apoyo académico cuando más lo necesité. Gracias por ser guías en este viaje de aprendizaje y crecimiento profesional.



# Índice general

<b>Índice general</b>	<b>xi</b>
<b>Índice de figuras</b>	<b>xii</b>
<b>Índice de fotografías</b>	<b>xiv</b>
<b>Índice de tablas</b>	<b>xiv</b>
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
<b>2 Introducción teórica a fuentes CC</b>	<b>3</b>
2.1. Sobre las fuentes de alimentación . . . . .	3
2.1.1. Fuente ideal de tensión. . . . .	3
2.1.2. Técnicas de Regulación . . . . .	4
2.1.3. Fuentes de alimentación lineales. . . . .	4
2.2. Funcionamiento básico. . . . .	4
2.2.1. Transformador . . . . .	5
2.2.2. Rectificador . . . . .	5
2.2.3. Filtro . . . . .	5
2.2.4. Regulador . . . . .	5
2.3. Ventajas y desventajas . . . . .	5
2.4. Evolución y mejoras con el pasar de los años . . . . .	6
2.5. Fuentes comerciales . . . . .	7
<b>3 Modificación de la Fuente CC anterior</b>	<b>9</b>
3.1. Sobre la fuentes de alimentación anterior . . . . .	9
3.1.1. Circuito Fijador de Referencia para los Transistores . . . . .	9
3.1.2. Modificación de uso de Potenciómetros Digitales MCP4661 . . . . .	10
3.1.3. Eliminación del circuito de medición externo . . . . .	10
3.1.4. Modificación del Circuito de Acople y Desacople de Carga . . . . .	10
3.1.5. Simplificación del Circuito Indicador de Modo de Operación . . . . .	11
3.1.6. Integración del Circuito con NodeMCU ESP-32S . . . . .	11
3.1.7. Encoders rotativos . . . . .	12
<b>4 Diseño del prototipo</b>	<b>13</b>
4.1. Etapa de alimentación . . . . .	13
4.2. Etapa de Potencia . . . . .	14
4.3. Actuador de potencia . . . . .	14
4.4. Sensado de corriente . . . . .	17
4.5. Sensado de tensión . . . . .	18
4.6. Acople y desacople de carga . . . . .	19
<b>5 Estrategia de control</b>	<b>21</b>
5.1. Principio de estrategia de control. . . . .	21
5.2. Lazo de corriente . . . . .	23

5.3.	Lazo de tensión . . . . .	24
5.4.	Algoritmo Anti-Windup . . . . .	26
<b>6</b>	<b>Interfaz de datos de entrada y salida</b>	<b>29</b>
6.1.	Diagrama de bloques de la interfaz de datos . . . . .	29
6.2.	Componentes de la etapa digital. . . . .	29
6.2.1.	Microcontrolador Arduino Nano. . . . .	29
6.2.2.	Teclado de membrana 4x4. . . . .	30
6.2.3.	Display OLED SSD1306. . . . .	30
6.2.4.	Aislador I2C capacitivo. . . . .	31
6.2.5.	Convertidor analógico digital. ADC. . . . .	31
6.2.6.	Convertidor digital analógico. DAC. . . . .	32
6.3.	Modos de operación de la fuente. . . . .	32
6.3.1.	Modo Tensión . . . . .	32
6.3.2.	Modo Corriente . . . . .	32
6.3.3.	Modo Rampa . . . . .	33
<b>7</b>	<b>Software de programación y ensayo del control digital</b>	<b>35</b>
7.1.	Características físicas del microcontrolador . . . . .	35
7.1.1.	Lógica Interna del Arduino Nano . . . . .	35
7.1.2.	Procesamiento de tareas . . . . .	35
7.1.3.	Pinout de arduino nano . . . . .	36
7.1.4.	Protocolo de comunicación. . . . .	36
7.1.5.	Dependencias y Librerías Empleadas . . . . .	37
7.2.	Ensayos y simulación . . . . .	38
7.3.	Resultados Experimentales . . . . .	38
<b>8</b>	<b>Modelado y construcción del PCB.</b>	<b>41</b>
8.1.	Software y herramientas de diseño empleadas. . . . .	41
8.2.	Construcción del primer prototipo. . . . .	41
8.3.	Ensayo de laboratorio y pruebas prácticas. . . . .	44
8.4.	Implementación de mejoras. . . . .	46
<b>9</b>	<b>Instrucciones de uso.</b>	<b>47</b>
9.1.	Procedimiento de utilización de la fuente . . . . .	47
9.1.1.	Diagrama de control de funcionamiento. . . . .	47
9.2.	Uso de teclado . . . . .	48
9.3.	Pantallas Disponibles . . . . .	49
<b>Bibliografía</b>		<b>51</b>

# Índice de figuras

2.1.	Voltaje de tensión constante salida de fuente ideal. . . . .	4
2.2.	Diagrama de bloques de una fuente de tensión. . . . .	5
3.1.	Sección de referencia de tensión a aplicar sobre la base de los transistores. . . . .	9
3.2.	Símbolo del potenciómetro digital MCP4661. . . . .	10
3.3.	Conexión voltímetro/amperímetro. . . . .	10
3.4.	Acople y desacople de carga. . . . .	11

3.5.	Sección de referencia de tensión. . . . .	11
3.6.	Circuito registrador de datos. . . . .	12
3.7.	Encoder rotativo. . . . .	12
4.1.	Fuente de alimentación de los componentes . . . . .	13
4.2.	Circuito de rectificación y filtrado de la etapa de potencia . . . . .	14
4.3.	Regulador de tensión con transistores de paso. . . . .	15
4.4.	Circuito de sensado de la corriente de salida . . . . .	17
4.5.	Circuito de sensado de la tensión de salida . . . . .	18
4.6.	Circuito de acople y desacople de carga. . . . .	19
5.1.	Diagrama de bloques del funcionamiento del controlador. . . . .	22
5.2.	Corriente de salida vs tensión de base para condición de plena carga ( $R = 10\Omega$ ). . . . .	23
5.3.	Respuesta al escalón del lazo interno de corriente diseñado. . . . .	24
5.4.	Modelo de la salida de tensión. . . . .	24
5.5.	Comparación de las respuestas al escalón del lazo externo de tensión diseñado frente a los ajustados propiamente para la condición de vacío $R = 2700\Omega$ . . . . .	25
5.6.	Comparación de las respuestas al escalón del lazo externo de tensión ante una condición de carga $R = 10\Omega$ . . . . .	26
6.1.	Diagrama de bloques de la interfaz de datos. . . . .	29
6.2.	Ilustración del teclado de membrana, indicando sus filas y columnas. . . . .	30
6.3.	Display OLED SSD1306. . . . .	31
6.4.	Aislador capacitivo I2C ISO1540. . . . .	31
6.5.	Convertidor AD ADS1115. . . . .	32
6.6.	Convertidor digital analógico MCP4725. . . . .	32
7.1.	Arduino Nano. . . . .	36
7.2.	Conexionado típico de protocolo I2C. . . . .	37
7.3.	Esquemático de conexión de los componentes digitales para un primer ensayo. . . . .	38
7.4.	Ensayo en protoboard de los componentes correspondientes a la etapa digital. . . . .	39
8.1.	Antes del desmontaje de la placa de control analógica. . . . .	42
8.2.	Después del desmontaje de la placa de control analógica. . . . .	42
8.3.	Primer prototipo de PCB. . . . .	43
8.4.	Vista 3D del primer prototipo. . . . .	44
8.5.	Montaje de los componentes en la placa. . . . .	44
8.6.	Ensayo con osciloscopio de la placa. . . . .	45

9.1. Diagrama de bloques del funcionamiento estándar. . . . .	48
---	----

## Índice de fotografías

## Índice de tablas

2.1. Características de diversos modelos de fuentes de alimentación. . . . .	7
--	---

# Capítulo 1

## Introducción

El proyecto se centra en la modernización de una fuente de alimentación preexistente, en su mayoría analógica, de una tensión variable desde 0V hasta 30V y una corriente ajustable desde 0A hasta 3A, mediante la implementación de un control digital para la regulación precisa de la tensión y corriente de salida, así como la implementación de lazos de control digital para garantizar la estabilidad de la salida en diversas condiciones de carga.

La esencia de este proyecto radica en la utilización de un controlador digital de señales para ajustar la salida de la fuente de alimentación, introduciendo el valor deseado a través de un teclado o un encoder rotativo. Este enfoque proporciona al usuario la capacidad de configurar fácilmente los valores deseados de tensión y corriente de salida, mientras que un display integrado ofrece una retroalimentación visual en tiempo real, mostrando tanto los valores establecidos como los valores reales de salida.

Como núcleo de control, se emplea el microcontrolador digital Arduino NANO, destacando su bajo costo, accesibilidad y la disponibilidad de librerías creadas por la gran comunidad que lo respalda. Resulta importante mencionar que este diseño no requiere de conexión inalámbrica, lo que simplifica su implementación y uso. [1].



## Capítulo 2

# Introducción teórica a fuentes CC

### 2.1. Sobre las fuentes de alimentación.

Las fuentes de alimentación electrónicas se definen como circuitos que transforman la potencia eléctrica de entrada, ya sea de corriente alterna (CA) o de corriente continua (CC), en potencia de salida, ya sea de corriente alterna (CA) o de corriente continua (CC). Esta definición excluye así a las fuentes de alimentación basadas en los principios de máquinas rotativas y distingue las fuentes de alimentación de la categoría más general de fuentes de energía eléctrica que derivan la potencia eléctrica de otras formas de energía (por ejemplo, baterías, celdas solares, celdas de combustible). Las fuentes de alimentación electrónicas se pueden dividir en cuatro amplias clasificaciones:

1. CA de entrada, CA de salida regulada por línea o cambiadores de frecuencia.
2. CC de entrada, CC de salida convertida o regulada.
3. CC de entrada, CA de salida de corriente alterna, conocidas como inversores.
4. CA de entrada, CC de salida. conocidas como rectificadores.

Esta última categoría es, con mucho, la más común de las cuatro y generalmente es a la que se hace referencia cuando se habla de una "fuente de alimentación". Las fuentes de alimentación de CC de salida pueden proporcionar cuatro salidas básicas o modos de operación:

- Voltaje Constante: El voltaje de salida se mantiene constante a pesar de los cambios en la carga, la línea o la temperatura.
- Corriente Constante: La corriente de salida se mantiene constante a pesar de los cambios en la carga, la línea o la temperatura.
- Límite de Voltaje: Igual que el voltaje constante excepto por características de regulación menos precisas.
- Límite de Corriente: Similar a la corriente constante excepto por una regulación menos precisa.

Como se explica en esta sección, las fuentes de alimentación están diseñadas para ofrecer estas salidas en diversas combinaciones para diferentes aplicaciones. [2].

La analizada en este informe será una fuente con entrada CA y salida CC con control de voltaje y límite de corriente.

#### 2.1.1. Fuente ideal de tensión.

No existe tal cosa como un dispositivo perfecto en la electrónica, sin embargo con el fin de buscar la excelencia en el diseño y producción de un prototipo de fuente se parte del principio de que características debería presentar la misma para estar lo más próxima a este escenario hipotético. Todo esto lleva a decir que una fuente de alimentación de voltaje constante ideal sería aquella que tendría una impedancia de salida cero en todas las frecuencias. Por lo tanto, el voltaje permanece perfectamente constante a pesar de cualquier cambio en la corriente de salida demandada por la carga.

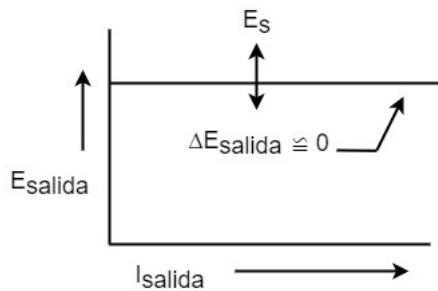


Figura 2.1: Voltaje de tensión constante salida de fuente ideal.

Una simple fuente de alimentación no regulada compuesta únicamente por un rectificador y un filtro no es capaz de proporcionar un voltaje de salida de corriente continua sin ondulaciones cuyo valor permanece razonablemente constante. Para obtener siquiera una aproximación básica de la característica de salida ideal, algún tipo de elemento de control (regulador) debe incluirse en la fuente. [2].

### 2.1.2. Técnicas de Regulación

La mayoría de las fuentes de alimentación de voltaje constante actuales emplean una de estas cuatro técnicas de regulación:

- Serie (Lineal).
- Pre-regulador/Regulador en Serie.
- Comutación.
- SCR.

El objetivo principal de este documento no es proporcionar una explicación exhaustiva de cada uno de estos modelos. En su lugar, se hará una mención breve de todos ellos y se identificará específicamente el modelo que tiene mayor relevancia para los fines de este estudio. Esta aproximación permitirá centrar el análisis en el modelo más pertinente, sin desviar la atención hacia detalles que, aunque importantes, no son esenciales para los propósitos de este trabajo.

### 2.1.3. Fuentes de alimentación lineales.

Las fuentes de alimentación lineales son un elemento fundamental en la mayoría de los dispositivos electrónicos que utilizamos en nuestra vida cotidiana. Estas fuentes convierten la energía de la red eléctrica en una forma estable y utilizable, proporcionando la energía necesaria para el funcionamiento de los circuitos electrónicos.

Una fuente de alimentación lineal consta de varios componentes básicos, como el transformador, el rectificador, el filtro y el regulador de voltaje. Cada uno de estos elementos juega un papel fundamental en garantizar que la energía suministrada sea constante y adecuada para los dispositivos electrónicos, asegurando su correcto funcionamiento.

## 2.2. Funcionamiento básico.

El tipo más simple y común de fuentes de alimentación de corriente continua (CC) es un sistema “lineal”, mostrado esquemáticamente en la Figura 2.2. Primero, se utiliza un transformador para “reducir” la tensión de línea de CA a un voltaje pico más pequeño, que generalmente es aproximadamente 3 voltios superior que el voltaje de salida de CC deseado. Luego, un circuito de diodos rectifica la señal de CA, produciendo una forma de onda con una gran componente de CC. Seguidamente, se utiliza un banco de filtros de condensadores para “suavizar” o “filtrar” la sinusoidal rectificada.

Bajo condiciones de carga normales, siempre hay alguna variación periódica residual o “ripple” en la señal filtrada. Si la aplicación requiere un ripple muy bajo y una salida de CC constante sobre un

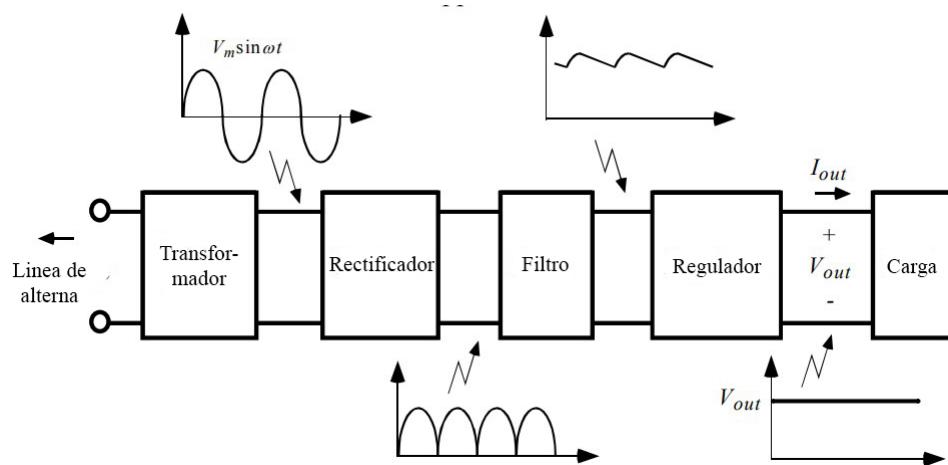


Figura 2.2: Diagrama de bloques de una fuente de tensión.

amplio rango de condiciones de carga, entonces se requiere regulación activa para reducir o eliminar aún más este ripple residual. [3]

### 2.2.1. Transformador

El transformador es uno de los componentes principales de una fuente de alimentación lineal. Su función principal es transformar la corriente alterna (CA) de la red eléctrica en una corriente alterna con un voltaje específico adecuado para la aplicación. Consiste en dos bobinas de alambre enrolladas alrededor de un núcleo de hierro, donde la relación entre el número de vueltas en las bobinas determina la relación de transformación del voltaje.

### 2.2.2. Rectificador

El rectificador es otro componente esencial que convierte la corriente alterna en corriente continua (CC). Esto se logra mediante diodos rectificadores, que permiten que la corriente fluya en una sola dirección. Los rectificadores pueden ser de media onda o de onda completa, dependiendo de cómo se utilizan los diodos para rectificar la señal de entrada.

### 2.2.3. Filtro

Después de que el rectificador convierte la corriente alterna en corriente continua, la señal resultante puede contener fluctuaciones no deseadas o rizado. Para eliminar estas fluctuaciones y obtener una salida de voltaje suave y constante, se utiliza un filtro. El filtro puede estar compuesto por capacitores y bobinas para eliminar el rizado y suavizar la salida de voltaje.

### 2.2.4. Regulador

El regulador es el componente final de una fuente de alimentación lineal y se utiliza para mantener constante la salida de voltaje independientemente de las variaciones en la entrada de voltaje o en la carga. Los reguladores de voltaje pueden ser de tipo lineal, que controlan la cantidad de energía disipada como calor para mantener el voltaje de salida constante, o de tipo conmutado, que regulan el voltaje de salida ajustando el ciclo de trabajo de un interruptor.

## 2.3. Ventajas y desventajas

Todo dispositivo cuenta con una serie de características que la hacen una opción dominante por sobre las demás. Aquí se listan los detalles más dominantes de las fuentes de tensión lineal que las podría sugerir frente a otro tipo de configuraciones.

Ventajas:

- Simplicidad: Son relativamente simples en diseño y operación.
- Bajo ruido: Tienen un nivel de ruido más bajo en comparación con algunas otras formas de fuentes de alimentación.
- Baja interferencia electromagnética (EMI): Emiten menos interferencia electromagnética en comparación con las fuentes de alimentación conmutadas.
- Buen rendimiento en aplicaciones de baja potencia: Son eficientes y efectivas en aplicaciones de baja potencia.
- Buena regulación: Suelen tener una regulación de voltaje estable y precisa.

#### Desventajas:

- Baja eficiencia energética: Tienen una eficiencia energética más baja en comparación con las fuentes de alimentación conmutadas, especialmente en aplicaciones de alta potencia.
- Disipación de calor: Tienden a generar más calor durante la operación debido a la regulación de voltaje a través de dispositivos de regulación lineal, lo que puede requerir disipadores de calor o ventilación adicional.
- Mayor tamaño y peso: Suelen ser más grandes y pesadas en comparación con las fuentes de alimentación conmutadas con la misma capacidad de potencia.
- Menor rango de voltaje de entrada: Tienen un rango de voltaje de entrada limitado en comparación con las fuentes de alimentación conmutadas, lo que puede limitar su aplicabilidad en ciertos entornos o condiciones de operación.

## 2.4. Evolución y mejoras con el pasar de los años

Las fuentes de corriente directa (CC) han experimentado una evolución significativa desde sus inicios, impulsadas por avances tecnológicos que han mejorado su eficiencia, fiabilidad y capacidad de adaptación a diversas aplicaciones. A lo largo de los años, estas mejoras han permitido que las fuentes de CC se conviertan en componentes esenciales en una amplia gama de dispositivos electrónicos y sistemas de energía. Las mejoras no solamente abarcan mejores materiales sino también el uso de estrategias de control más inteligentes y adaptación para entornos específicos.

Algunas de estas mejoras son:

- **Tecnología de Conversión de Energía:** Las fuentes de CC modernas utilizan técnicas avanzadas de conversión de energía, como la conmutación de alta frecuencia, que permiten una mayor eficiencia energética y una reducción en el tamaño de los dispositivos. La tecnología de conversión resonante, como los convertidores LLC (Inductor-Inductor-Capacitor), ha mejorado la eficiencia en aplicaciones de alta potencia al minimizar las pérdidas por conmutación [4].
- **Materiales de Banda Ancha:** La incorporación de materiales semiconductores de banda ancha, como el carburo de silicio (SiC) y el nitruro de galio (GaN). Estos materiales permiten operar a mayores voltajes y frecuencias, mejorando la eficiencia y reduciendo las pérdidas térmicas. Los dispositivos basados en SiC y GaN son especialmente beneficiosos en aplicaciones de alta potencia y alta densidad [5].
- **Integración de Funcionalidades Inteligentes:** Las fuentes de CC actuales incorporan funcionalidades inteligentes, como el monitoreo y control digital en tiempo real, que optimizan el rendimiento y la eficiencia energética. Estas fuentes pueden ajustar dinámicamente sus parámetros de operación en respuesta a las condiciones de carga, mejorando así la fiabilidad y prolongando la vida útil de los componentes conectados [6].

- **Reducción del Tamaño y Peso:** Los avances en diseño y materiales han permitido la reducción significativa del tamaño y peso de las fuentes de DC. Esto es crucial en aplicaciones donde el espacio es limitado, como en la electrónica de consumo portátil y los vehículos eléctricos. La miniaturización también ha facilitado la integración de fuentes de DC en dispositivos médicos y aplicaciones aeroespaciales [7].
- **Energía Renovable y Almacenamiento:** Las fuentes de CC han evolucionado para integrarse de manera más efectiva con sistemas de energía renovable y almacenamiento de energía. Las mejoras en la gestión de energía y la capacidad de interactuar con baterías avanzadas y sistemas de almacenamiento han sido vitales para aplicaciones en redes inteligentes y micro-redes [8].

## 2.5. Fuentes comerciales

Para aquellos lectores que deseen profundizar más allá del contenido de este informe, los invitamos a explorar diversos tipos de fuentes comerciales disponibles en el mercado. A continuación, presentamos una lista de modelos que consideramos apropiados para realizar comparaciones y análisis detallados. Esta selección servirá no solo para satisfacer la curiosidad académica, sino también para proporcionar una base sólida para el estudio de las diferentes opciones comerciales, permitiendo así una comprensión más amplia y crítica de las mismas. Recordemos que no existe un producto perfecto además de que si existiera no sería de un costo accesible para todo público por lo que en lo que respecta a preferencias todo es relativo.

Tabla 2.1: Características de diversos modelos de fuentes de alimentación.

Nombre del Modelo	Tensión de Salida	Corriente Máxima	Característica Principal
Agilent (Keysight) E3630A	±25V, 0-6V	7A (6V), 1A (±25V)	Precisión y fiabilidad, usada en laboratorios e industria
Tektronix PWS4305	0-30V	5A	Interfaz fácil de usar y salida precisa
BK Precision 1621A	0-18V	3A	Diseño robusto y eficiente en limitación de corriente
Rigol DP832	0-30V (ch1 y ch2), 0-5V (ch3)	3A (todos los canales)	Interfaz gráfica avanzada, múltiples canales de salida
GW Instek GPS-3030DD	0-30V	3A	Simplicidad y fiabilidad para uso general
Rohde & Schwarz HMP2020	0-32V (ch1 y ch2)	10A (ch1 y ch2)	Alta capacidad de corriente y características avanzadas



## Capítulo 3

# Modificación de la Fuente CC anterior

### 3.1. Sobre la fuentes de alimentación anterior

La revisión y adaptación del trabajo previo titulado “Diseño y construcción de una fuente de alimentación CC lineal con control digital de tensión y corriente” llevado a cabo por Eduardo Javier Matijak y Joaquín Pelinski, documentado en su publicación [9], sirve como punto de partida para comprender las mejoras implementadas en la fuente de alimentación DC que se examina en este informe. **Invitamos cordialmente al lector interesado a consultar dicho trabajo para obtener una comprensión más completa de los fundamentos sobre los cuales se basa este análisis.**

Esta sección se centra en analizar y discutir las modificaciones realizadas en la fuente de alimentación, específicamente la transición de su mayoría analógica a una configuración digital. Entre los principales cambios introducidos se destacan los siguientes aspectos:

#### 3.1.1. Circuito Fijador de Referencia para los Transistores

El circuito fijador de referencia para los transistores ha sido modificado para incorporar la salida de un Convertidor Analógico-Digital (DAC). El DAC es ahora responsable de aplicar niveles de voltaje acorde a los valores determinados por el control digital. Esta modificación permite un ajuste preciso y programable de las referencias de voltaje, eliminando la necesidad de ajustes mecánicos, por ende mejorando la precisión y flexibilidad del sistema.

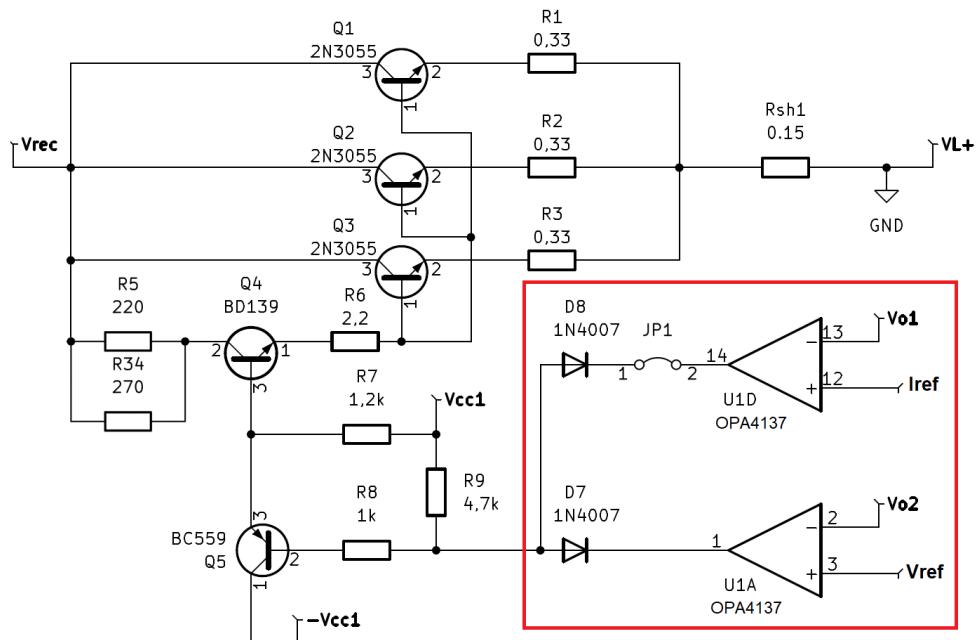


Figura 3.1: Sección de referencia de tensión a aplicar sobre la base de los transistores.

Entre los cambios a realizarse a la Figura 3.1 se incluye la sustitución de la resistencia de *pull-up* R9 por una de *pull-down*. Se agrega además un seguidor de tensión del voltaje de salida del DAC que inyecte la misma magnitud sobre la base del transistor Q5.

### 3.1.2. Modificación de uso de Potenciómetros Digitales MCP4661

Originalmente, los potenciómetros digitales MCP4661 se utilizaban para establecer una referencia de voltaje que comandaba los transistores, definiendo tanto la tensión como la corriente sobre la carga. Sin embargo, con la incorporación del DAC, esta función ya no es necesaria. En su lugar, los potenciómetros digitales ahora se utilizan para establecer una referencia de tensión destinada a un circuito de protección analógica contra cortocircuitos. Esta reasignación permite una respuesta inmediata para proteger la carga, evitando los retrasos inherentes a los cálculos y actualizaciones de salida necesarios en un sistema de control digital.

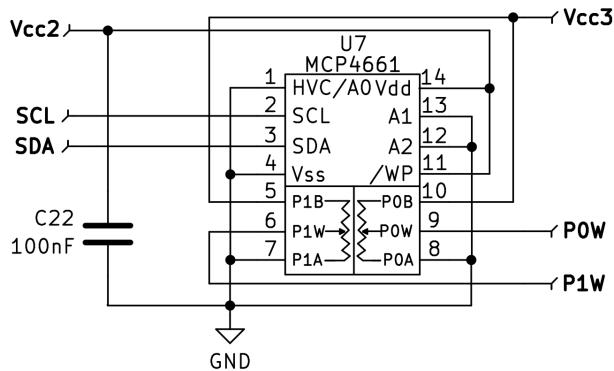


Figura 3.2: Símbolo del potenciómetro digital MCP4661.

En la Figura 3.2 podemos observar el símbolo del potenciómetro mencionado. Con el mismo es posible modificar el porcentaje de resistencia mediante comunicación digital a través del protocolo “Circuito Inter-Integrado” (I2C).

### 3.1.3. Eliminación del circuito de medición externo

Dado que la fuente de alimentación ahora cuenta con una pantalla integrada que muestra en tiempo real los valores de tensión y corriente, el circuito dedicado a la conexión de un voltímetro-amperímetro digital se ha considerado innecesario y, por lo tanto, ha sido eliminado. Esta simplificación reduce la complejidad del diseño y el número de componentes necesarios reduciendo los costos constructivos de la fuente.

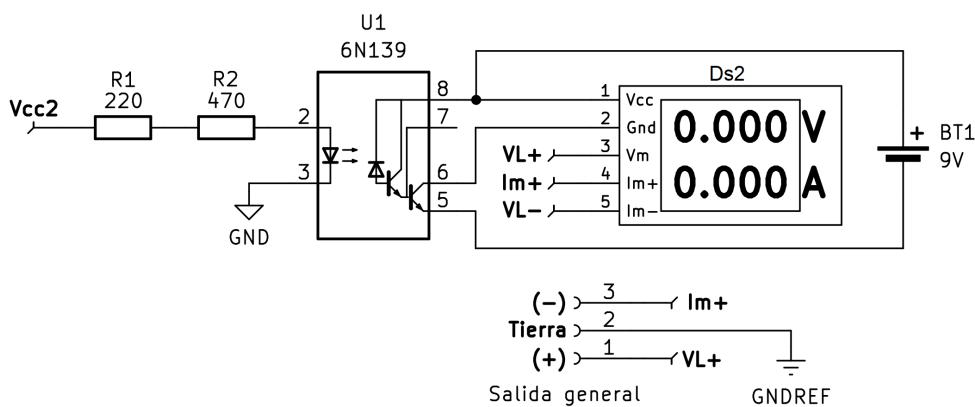


Figura 3.3: Conexión voltímetro/amperímetro.

En la Figura 3.3 se aprecia los interconexiones de los elementos que conformaban esta etapa. También se resalta que para su correcto funcionamiento era necesario una batería de 9V.

### 3.1.4. Modificación del Circuito de Acople y Desacople de Carga

Se ha modificado considerablemente el circuito de disparo del relé de acople y desacople de carga, aprovechando las capacidades proporcionadas por el .^Arduin Nano con sus entradas y salidas digitales.

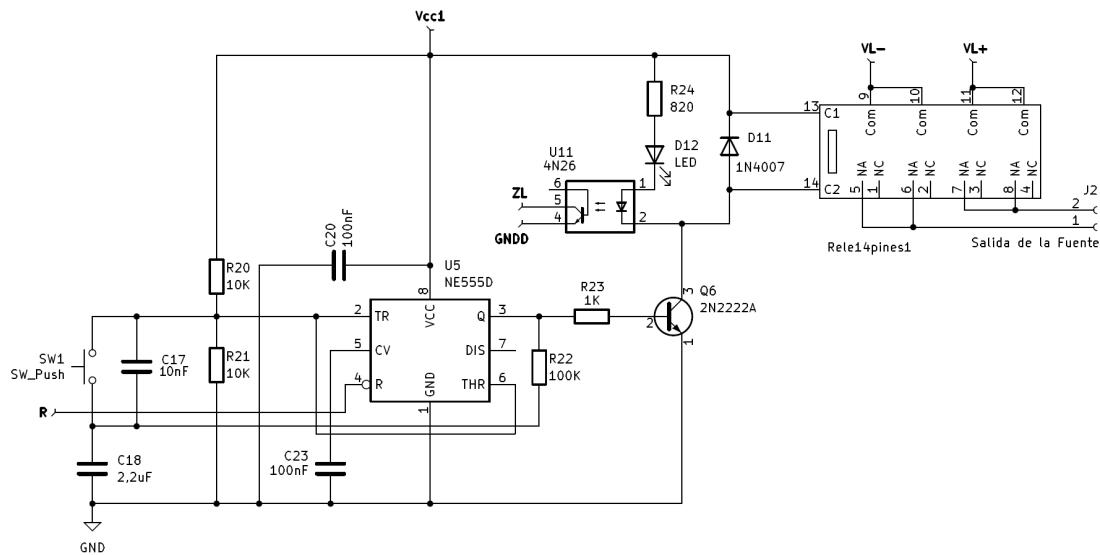


Figura 3.4: Acople y desacople de carga.

En la Figura 3.4 se presenta el esquema utilizado por la fuente anterior. Gracias a las características del microcontrolador es posible prescindir del NE555 en cuanto a la temporización se refiere. Sin embargo, se sigue requiriendo el uso de optoacopladores para mantener la aislación entre la etapa de potencia y la etapa digital.

### 3.1.5. Simplificación del Circuito Indicador de Modo de Operación

La pantalla integrada también cumple la función de indicar el modo de operación, eliminando la necesidad de un circuito adicional dedicado a esta tarea. Esto no solo simplifica el diseño del sistema, sino que también mejora la experiencia del usuario al centralizar toda la información relevante en un solo lugar.

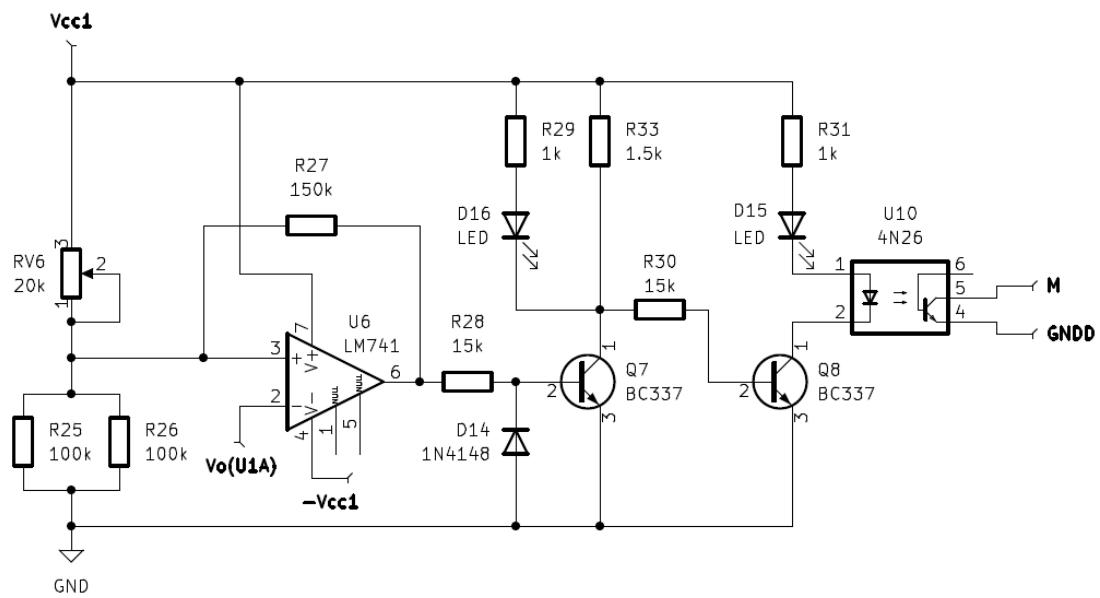


Figura 3.5: Sección de referencia de tensión.

### **3.1.6. Integración del Circuito con NodeMCU ESP-32S**

Dado que no se requiere una conexión inalámbrica según las especificaciones del circuito, se ha prescindido del microcontrolador ESP con módulo Wi-Fi que tenía como objetivo la visualización de la información en un display, leer el estado de los *encoders* rotativos y registrar los datos más relevantes. Para mantener la aislación utilizaba el circuito integrado ISO1540 [10]. El esquemático del circuito registrador que utilizaban puede observarse en la Figura 3.6.

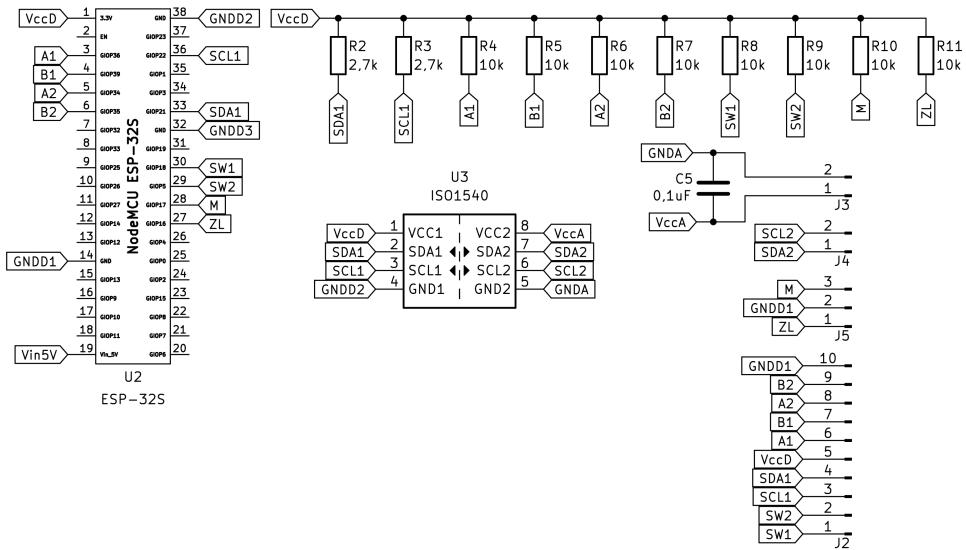


Figura 3.6: Circuito registrador de datos.

### 3.1.7. Encoders rotativos

El uso de un teclado numérico hace que este elemento se vuelva totalmente innecesario para estas aplicaciones dado a que el objetivo de la fuente es que sea totalmente digital evitando el ajuste manual de las magnitudes. Sin embargo, no habría problema en dejar este elemento en paralelo en caso de requerir una alternativa para la fijación de las magnitudes. Esto se debe a una cuestión tradicional ya que la gran mayoría de los usuarios están acostumbrado a *setear* manualmente las fuentes de tensión mediante perillas.

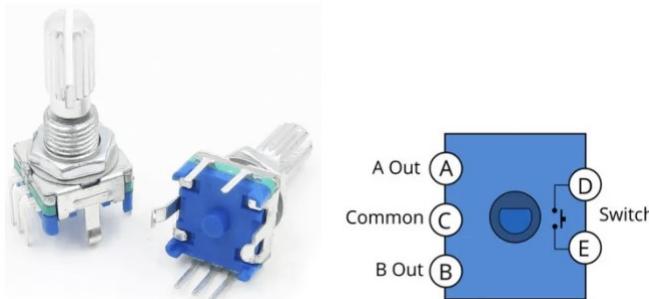


Figura 3.7: Encoder rotativo.

Estas modificaciones han permitido no solo modernizar la fuente de alimentación, sino también mejorar su funcionalidad y eficiencia mediante la incorporación de tecnología digital y la simplificación de circuitos redundantes. En las secciones siguientes, se detallarán en profundidad cada uno de estos cambios y su impacto en el rendimiento general del equipo

## Capítulo 4

# Diseño del prototipo

### 4.1. Etapa de alimentación

Para la alimentación de los amplificadores operacionales que se utilizarán para el sensado de la tensión y corriente, además de los demás componentes que lo requieran, se realiza el diseño de una fuente de continua partida de  $\pm 12V$  y una fuente simple de  $+5V$  obtenida a partir de los  $+12V$  regulados.

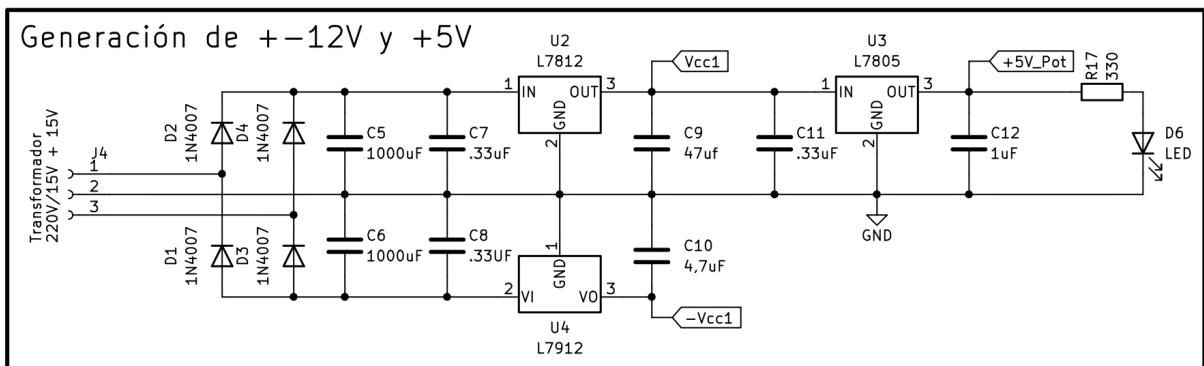


Figura 4.1: Fuente de alimentación de los componentes

Se cuenta con un transformador de  $220V/(15 + 15)V$ . Por lo que definiendo los capacitores  $C_5 = C_6 = 1000\mu F/25V$  y una corriente máxima supuesta de  $500mA$  se tiene una tensión eficaz de *ripple* de:

$$V_{ripple} = \frac{0,5A}{4 \cdot \sqrt{2} \cdot (50Hz) \cdot (1000\mu F)} = 1,7677V \quad (4.1)$$

Considerando la caída de tensión de un diodo como  $V_D = 0,7V$  obtenemos la expresión del valor medio de la tensión rectificada:

$$V_{alim} = V_{trajo} \cdot \sqrt{2} - 2 \cdot V_D - V_{ripple} \cdot \sqrt{2} = (15 \cdot \sqrt{2}) - (2 \cdot 0,7V) - (1,77V \cdot \sqrt{2}) = 17,31V \quad (4.2)$$

En paralelo a los capacitores  $C_5$  y  $C_6$  se agregan los capacitores  $C_7$  y  $C_8$  de  $0,33\mu F/25V$  para eliminar los ruidos de alta frecuencia según la aplicación recomendada en la hoja de datos del LM78XX [INSERTAR REFERENCIA]. Para los diodos rectificadores se emplean 1N4007.

Para fijar el valor de voltaje de salida se emplean los integrados LM7812 y LM7912 de  $+12V$  y  $-12V$  respectivamente. A continuación se colocan capacidores de desacople con el fin de mejorar la estabilidad y reducir el ruido. Asegurando un suministro de tensión estable y confiable para los demás componentes electrónicos conectados al sistema.

A la salida de la fuente de alimentación de  $+12V$  se conecta el regulador, LM7805, para obtener  $+5V$  regulados con su correspondiente capacitor de salida de  $C_{sal} = 1\mu F$ . Por ultimo se conecta un LED, en conjunto con una resistencia limitadora, para indicar el correcto funcionamiento de la etapa de alimentación.

$$R_{lim} = \frac{(+5V) - V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{(+5V) - (2V)}{10mA} = 300\Omega \rightarrow 330\Omega \quad (4.3)$$

$$P_{R_{lim}} = \frac{(+5V - 2V)^2}{330\Omega} \cdot 1,5 = 40,9mW \rightarrow 1/8W \quad (4.4)$$

## 4.2. Etapa de Potencia

Para la etapa de potencia se hace uso de un transformador de 220V / 33V siendo el circuito de rectificación y filtrado el que se aprecia a continuación:

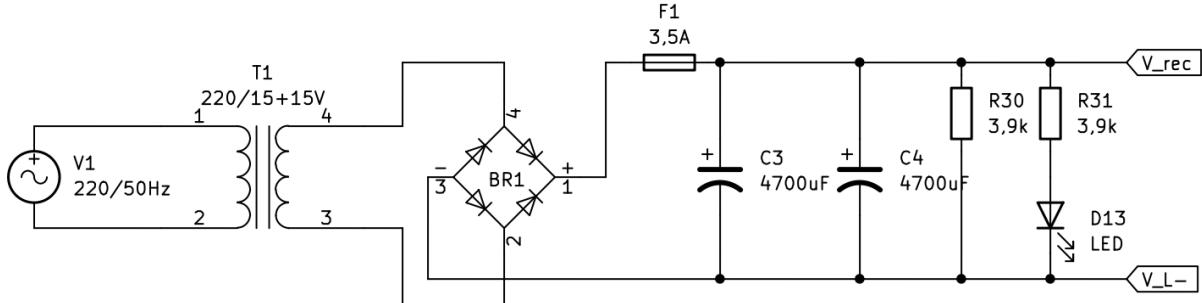


Figura 4.2: Circuito de rectificación y filtrado de la etapa de potencia

Se diseña esta etapa para obtener un bajo valor de tensión de *ripple* y que pueda entregar una corriente de 3 A. Para dimensionar el valor del capacitor a utilizar se hace uso de la siguiente expresión:

$$C = \frac{3A}{4\sqrt{2}(50Hz)(\frac{3V/2}{\sqrt{2}})} = 1000\mu F \quad (4.5)$$

A partir de este cálculo adoptamos 2 capacitores en paralelo:  $C_1 = C_2 = 4700 \mu F / 63 V$ , con lo cual la tensión pico a pico de *ripple* resulta de  $V_{r(pp)} = 3,1915 V$ .

Esto nos da como resultado un valor medio de tensión rectificada y filtrada para una carga de 3 A de:

$$V_{rec} = (33 \cdot \sqrt{2}V) - 2 \cdot 0,7V - \frac{3,1915V}{2} = 43,67V \quad (4.6)$$

Luego, en paralelo a los capacitores se coloca una resistencia  $R = 3,9k\Omega/1W$  con el fin de descargar los capacitores en un tiempo  $\tau = R \cdot C = (3900\Omega) \cdot (2 \cdot 4700\mu F) = 36,66s$  cuando se desconecte la fuente de alimentación. La corriente a través de la resistencia cuando la carga no sea de  $I_0 = 3A$  será de:

$$I_{R32} = \frac{V_{rec}}{R32} = \frac{43,67V}{3900\Omega} = 11,2mA \quad (4.7)$$

Mientras que la potencia del resistor se calculará empleando un factor de seguridad de  $f_s = 1,5$ :

$$P_R \geq \frac{V_R^2}{R} \cdot f_s = \frac{(43,67V)^2}{3900\Omega} \cdot 1,5 = 0,7336W \rightarrow 1W \quad (4.8)$$

Adicionalmente se coloca un LED indicativo de encendido con un resistor limitador de valor:

$$R_{LED} = \frac{V_{rec} - V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{43,67V - 2V}{10mA} = 4167,33\Omega \rightarrow 3900\Omega \quad (4.9)$$

## 4.3. Actuador de potencia

El circuito observado en la Figura 4.3 tiene la finalidad de controlar la tensión y corriente de salida. Se denota que se conecta el punto de referencia (GND) a la salida de tensión positiva con el fin de poder utilizar los amplificadores operacionales en torno a este punto de mayor potencial, requiriendo fuentes sencillas de  $\pm 12V$ .

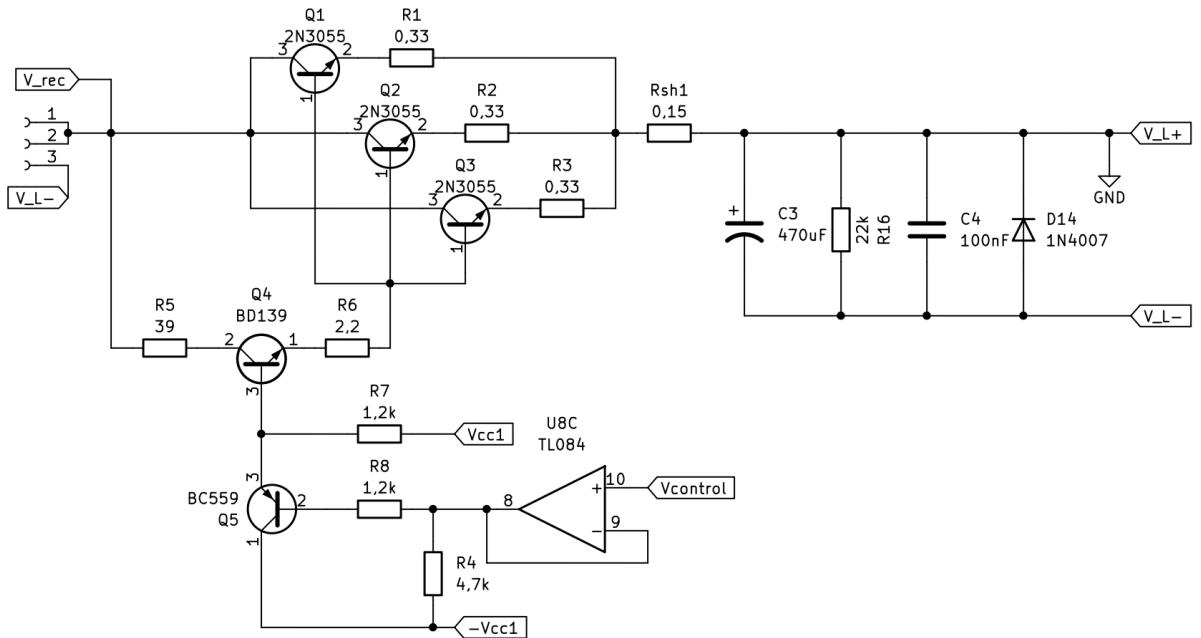


Figura 4.3: Regulador de tensión con transistores de paso.

Se utilizó como transistor de potencia tres 2N3055 conectados en paralelo, con ganancia  $h_{FE1} = 20$  y  $V_{BE1(ON)} = 1,5$  V mientras que para accionarlo se utiliza un BD139 con  $h_{FE4} = 30$  y  $V_{BE4(ON)} = 1$  V.

Considerando el caso de máxima carga  $V_L = 30$  V y  $I_L = 3$  A en la base de los transistores debe haber una tensión igual a:

$$\begin{aligned} V_{B1} &= V_L + I_L \cdot R_{sh1} + \frac{I_L}{3} \cdot R1 + V_{BE1(on)} = \\ &= (30\text{V}) + (3\text{A}) \cdot (0,15\Omega) + (1\text{A}) \cdot (0,33\Omega) + (1,5\text{V}) = 32,28\text{V} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Se procede a calcular la corriente de colector a pasar por el transistor BD139 para alcanzar la excitación de los transistores de potencia dada la expresión:

$$I_{C4} = \frac{I_L}{h_{FE1}} = \frac{3\text{A}}{20} = 0,15\text{A} \quad (4.11)$$

Se adopta una resistencia  $R_6 = 2,2\Omega$  como resistencia de emisor para estabilización térmica y  $V_{CE4} = 5$  V para un funcionamiento en zona activa. Por lo que podemos calcular  $R_5$  como:

$$R_5 = \frac{V_{rec} - V_{CE4} - V_{B1}}{I_{C4}} - R_6 = \frac{43,67\text{V} - 5\text{V} - 32,28\text{V}}{0,15\text{A}} - 2,2\Omega = 40,42\Omega \rightarrow 39\Omega \quad (4.12)$$

Verificando las potencias:

$$P_{R5} \geq (0,15\text{A})^2 \cdot (39\Omega) \cdot 1,5 = 1,364\text{W} \rightarrow P_{R5} = 2\text{W} \quad (4.13)$$

$$P_{R6} \geq (0,15\text{A})^2 \cdot (2,2\Omega) \cdot 1,5 = 74,25\text{mW} \rightarrow P_{R6} = 1/8\text{W} \quad (4.14)$$

Para el cálculo del disipador del BD139 (Q4) se supone el caso en que ocurre un corto-circuito a la salida de la fuente, actuando el control de corriente manteniendo estable la corriente en  $I_L = 3$  A y la tensión  $V_L = 0$  V. Por lo que la tensión de colector-emisor de Q4 será:

$$\begin{aligned} V_{CE4max} &= V_{rec} - I_{C4} \cdot (R_5 + R_6) - V_{B1} = \\ &= 43,67\text{V} - 0,15\text{A} \cdot (39 + 2,2)\Omega - 2,28\text{V} = 35,21\text{V} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Se calcula la potencia que debe disipar el transistor Q4:

$$\begin{aligned} P_{Q4} &= V_{CE4(max)} \cdot I_{C(max)} + V_{BE(on)} \cdot \frac{I_{C(max)}}{h_{FE4}} = \\ &= 35,21\text{V} \cdot 0,15\text{A} + 1\text{V} \cdot \frac{0,15\text{A}}{40} = 5,28\text{W} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Como la potencia que debe disipar es mayor a la que puede soportar sin disipador ( $1W$  extraído de la hoja de datos), resulta necesario dimensionar un disipador. Para ello se emplea la temperatura de juntura máxima ( $T_{J4} = 150^{\circ}\text{C}$ ), la resistencia térmica juntura-carcasa para el encapsulado TO-126 ( $\theta_{JC} = 10^{\circ}\text{C}/W$ ), la resistencia térmica carcasa-disipador (en este caso, pasta térmica  $\theta_{CD} = 1^{\circ}\text{C}/W$ ) y se supone una temperatura ambiente  $T_A = 50^{\circ}\text{C}$ . Por lo que la resistencia térmica disipador-ambiente debe ser igual o menor que:

$$\begin{aligned}\theta_{DA} &= \frac{T_J - T_A}{P_{Q4}} - \theta_{JC} - \theta_{CD} = \\ &= \frac{(150 - 50)^{\circ}\text{C}}{5,28\text{W}} - (10^{\circ}\text{C}/W) - (1^{\circ}\text{C}/W) = 7,92^{\circ}\text{C}/W\end{aligned}\quad (4.17)$$

A continuación se procede a calcular las resistencias R7, R8 y R9. Para R7 se supone el caso de  $V_L = 30V$  y  $I_L = 3A$  donde la corriente de colector del transistor Q4 es de  $I_{C4} = 150mA$ . Dada una ganancia de  $hfe4 = 40$  la corriente de base de este transistor será:

$$I_{B4} = \frac{I_{C4}}{hfe4} = \frac{150mA}{40} = 3,75mA \quad (4.18)$$

Suponiendo que la corriente de emisor de Q5 es igual a la corriente de base de Q4, es decir  $I_{E5} = I_{B4} = 3,75mA$ , tenemos que la corriente a través de R7 será  $I_{R7} = I_{B4} + I_{E5} = 7,5mA$ . Paso siguiente, se determina la tensión en la base de Q4:

$$V_{B4} = V_{B1} + I_{C4} \cdot R_6 + V_{BE4} = 32,28V + (0,15A \cdot 2,2\Omega) + 1V = 33,61V \quad (4.19)$$

Debido a que el punto de referencia ( $GND = 0V$ ) de la fuente de  $\pm 12V$  coincide con el borne positivo de  $V_{L+}$  de la fuente de salida de  $V_L = 30V$ , entonces el nivel de tensión de  $V_{cc1}$  respecto al borne negativo  $V_{L-}$  es de  $V'_{cc1} = V_{cc1} + V_L = 12V + 30V = 42V$ . Por lo que la resistencia R7 puede calcularse como:

$$R7 = \frac{V_{cc1} - V_{B4}}{I_{R7}} = \frac{42V - 33,61V}{7,5mA} = 1118\Omega \rightarrow 1200\Omega \quad (4.20)$$

Para el cálculo de R8 establecemos que  $I_L = 0A$  de modo que la base de Q4 tenga un potencial próximo a los  $0V$ , donde podemos adoptar un potencial de aproximadamente  $0,8V$ . Esto provoca que el BD139 esté en corte, y la tensión y corriente de salida sean nulas. Por lo que en este caso, toda la corriente que circula a través de R7 corresponde a la corriente de emisor de Q5. Por lo que:

$$I_{R7(max)} = \frac{V_{cc1} - V_{B4(min)}}{R7} = \frac{12V - 0,8V}{1200} \cong 9,33mA \quad (4.21)$$

El transistor Q5 es un BC559 y tiene una ganancia  $hfe5 = 110$  y una tensión emisor-base  $V_{EB5} = 0,7V$  con la cual la resistencia R8 resulta:

$$R8 = \frac{V_{B4} - V_{EB5}}{\left(\frac{I_{R7}}{hfe5}\right)} = \frac{0,8V - 0,7V}{\left(\frac{9,33mA}{110}\right)} = 1178,57\Omega \rightarrow 1200\Omega \quad (4.22)$$

La resistencia R9 es una resistencia de *pull-down* que tiene la utilidad de dejar establecido un valor de tensión a la base de Q5 en caso que se desconecte el controlador. Por lo tanto, podemos calcular su valor suponiendo que por la misma no va a circular más que unos  $I_{R9} = 2,5mA$  cuando el voltaje en el punto superior se encuentre a  $0V$ .

$$R9 = \frac{V_C - (-V_{cc1})}{I_{R9}} = \frac{0V - (-12V)}{2,5mA} = 4800\Omega \rightarrow 4700\Omega \quad (4.23)$$

A continuación se calcula las potencias a disipar por las resistencias R7, R8, R9 y el transistor Q5. Se consideran los escenarios donde circula la mayor corriente, donde para R9 se puede suponer un caso extremo de  $V_{B(extremo)} = -12V$ . Mientras que para el transistor se supone  $V_{CE5(max)} = 5V$ :

$$P_{R7} \geq (9,33mA)^2 \cdot (1200\Omega) \cdot 1,5 = 156,8mW \rightarrow P_{R7} = 1/4W \quad (4.24)$$

$$P_{R8} \geq \left(\frac{9,33mA}{110}\right)^2 \cdot (1200\Omega) \cdot 1,5 = 13\mu W \rightarrow P_{R8} = 1/8W \quad (4.25)$$

$$P_{R9} \geq \frac{(12V - 0V)^2}{1200\Omega} \cdot 1,5 = 183,82mW \rightarrow P_{R9} = 1/4W \quad (4.26)$$

$$P_{Q5} = (5V \cdot 9,33mA) + 0,7V \cdot \frac{9,33mA}{110} \cong 46,73mW \quad (4.27)$$

De la hoja de datos de Q5 tenemos que  $P_{Q5(max)} = 500mW$ , por lo que se cumple que  $P_{Q5} < P_{Q5(max)}$ . Respecto a la potencia disipada en R1, R2 y R3 que se corresponden con las resistencias de emisor de los transistores de potencia, su corriente máxima será de  $I_{L(max)}/3 = 1A$ , por lo que:

$$P_{R1} \geq (1A)^2 \cdot (0,33\Omega) \cdot 1,5 = 495mW \rightarrow P_{R1} = P_{R2} = P_{R3} = 1W \quad (4.28)$$

La máxima disipación de potencia en los transistores Q1, Q2 y Q3 está dado para el caso de  $I_L = 3A$  cuando  $V_L = 0V$ , que ocurre ante un cortocircuito a la salida. En este caso, tenemos una tensión (despreciando caída en diodos rectificadores) de  $V_{CE1} = (43,67V) - (0,33V) - (0,45V) = 42,89V$  y una corriente de colector de  $I_{C1(max)} = 1A - (1A/20) = 950mA$ . Por lo que la potencia que disipa será:

$$P_{Q1} = (42,89V \cdot 0,95A) + 1,5V \cdot \frac{0,95A}{20} = 40,82W \quad (4.29)$$

Se calcula si el transistor podrá disipar esa potencia sin disipador conociendo que su resistencia térmica de juntura-ambiente es de  $\theta_{JA} = 20^\circ C/W$  y la temperatura máxima de juntura es  $T_J = 200^\circ C$  y la temperatura ambiente se establece en  $T_A = 50^\circ C$ .

$$P_{Q1(SD)} = \frac{(200 - 50)^\circ C}{20^\circ C/W} = 7,5W \rightarrow P_{Q1} > P_{Q1(SD)} \rightarrow \text{Requiere disipador} \quad (4.30)$$

Se dimensiona el disipador conociendo que la resistencia térmica juntura-carcasa es  $\theta_{JC} = 1,5^\circ C/W$  y la resistencia térmica carcasa-disipador es  $\theta_{CD} = 0,5^\circ C/W$  (contacto con grasa y arandela de mica).

$$\theta_{DA1} = \frac{(200 - 50)^\circ C}{40,82W} - (10^\circ C/W) - (0,5^\circ C/W) = 1,655^\circ C/W \quad (4.31)$$

Por lo que se requiere un disipador con una resistencia térmica igual o menor que  $\theta_{DA1} = 1,655^\circ C/W$ .

#### 4.4. Sensado de corriente

En esta etapa se emplea una resistencia de *Shunt*  $R_{sh1} = 0,15 \Omega$  para obtener un voltaje proporcional a la corriente que está circulando por la misma. Luego para elevar el valor del mismo en torno a los 5 V cuando estén circulando 3 A por la misma se utiliza un amplificador operacional en una configuración de amplificador no inversor, dada por la siguiente expresión:

$$V_{o1} = V_{NI} \times (1 + \frac{R_{V4}}{R_{14}}) = (I_L \times R_{sh1}) \times (1 + \frac{R_{V4}}{R_{14}}) \quad (4.32)$$

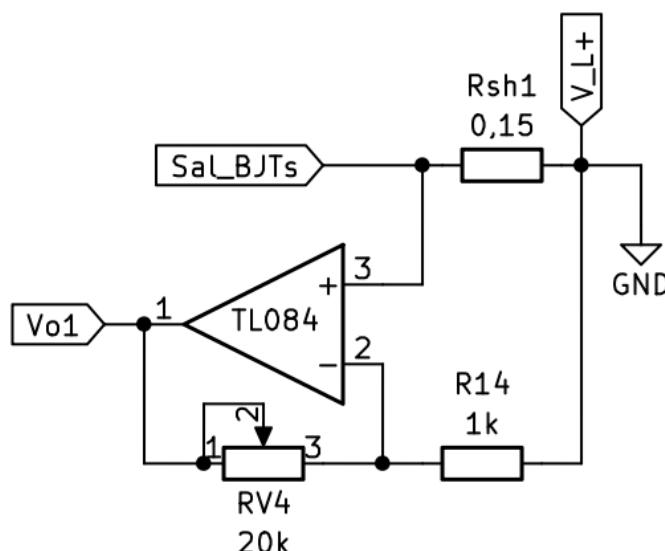


Figura 4.4: Circuito de sensado de la corriente de salida

Cuando circule  $I_L = 3A$  por  $R_{sh1}$  obtendríamos un voltaje en la entrada no inversora de  $V_{NI} = 3A \cdot 0,15\Omega = 0,45V$  por lo que adoptando el resistor  $R_{14} = 1k\Omega$  y calibrando el potenciómetro  $R_{V4}$  a  $10k\Omega$  obtenemos como resultado para fondo de escala una tensión de:

$$V_{o1} = (0,45V) \cdot \left(1 + \frac{10k\Omega}{1k\Omega}\right) = 4,95V \quad (4.33)$$

Se coloca el preset  $RV4$  con el fin de poder calibrar el voltaje de salida  $V_{o1} = 5V$  para una corriente  $I_L = 3A$ . Las potencias de las resistencias se obtienen como:

$$P_{Rsh1} \geq I_L^2 \cdot R_{sh1} \cdot 1,5 = (3A)^2 \cdot (0,15\Omega) \cdot 1,5 \cong 2W \rightarrow P_{Rsh1} = 2W \quad (4.34)$$

$$P_{R14} \geq \frac{V_I^2}{R_{14}} \cdot 1,5 = \frac{(0,45V)^2}{1000\Omega} \cdot 1,5 \cong 0,3mW \rightarrow P_{R14} = 1/8W \quad (4.35)$$

## 4.5. Sensado de tensión

Se requiere un circuito que convierta los niveles de tensión de la salida. Para ello se presenta el circuito a continuación, en el cual se puede variar la ganancia del sistema ajustando el potenciómetro  $RV1$ .

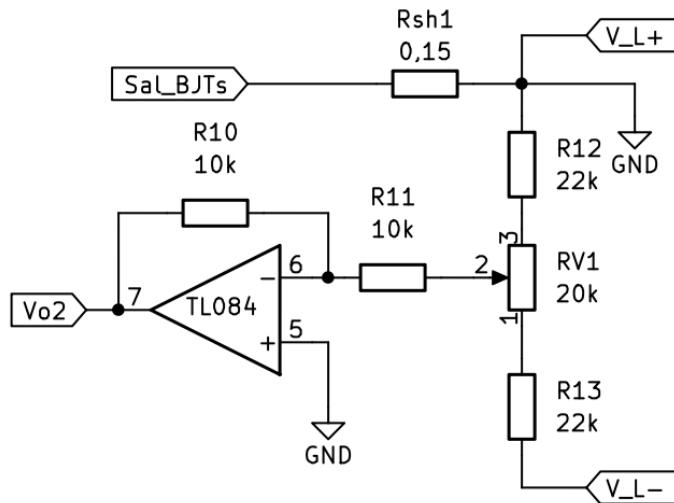


Figura 4.5: Circuito de sensado de la tensión de salida

Debido a que el punto común de referencia ( $0V$ ) de las fuentes de  $\pm 12V$  coincide con el borne positivo  $V_{L+}$  de salida de la fuente lineal, el borne opuesto respecto a GND será de hasta  $V_{L-} = -30V$ . Como el valor leído desde el cursor de  $RV1$  es negativo, para poder ser comparado con la referencia es necesario invertir su signo mediante un amplificador inversor con ganancia unitaria.

Estableciendo el valor de las resistencias  $R_{12} = R_{13} = 22k\Omega$  y despreciando la corriente que fluye a través del cursor del preset  $RV1$  hacia la entrada de alta impedancia del amplificador operacional, la corriente a través de  $R_{12}$ ,  $R_{13}$  y  $RV1$  para  $V_L = 30V$  será de:

$$I_{R12} = \frac{V_L}{R_{12} + RV1 + R_{13}} = \frac{30V}{(2 \cdot 22000 + 20000)\Omega} \cong 469\mu A \quad (4.36)$$

Por lo tanto, las potencias resultan de

$$P_{R12} \geq (I_{R12})^2 \cdot R_{12} \cdot fs = (469\mu A)^2 \cdot (22000\Omega) \cdot 1,5 \cong 7,6mW \rightarrow P_{R12} = P_{R13} = P_{RV3} = 1/8W \quad (4.37)$$

Mientras que se definen las resistencias  $R_{10} = R_{11} = 10k\Omega$   $1/8W$  debido a que la corriente que circulan por ellas es despreciable.

## 4.6. Acople y desacople de carga

Para conectar y desconectar la carga se utiliza un relé de salida. El mismo será accionado cuando el usuario lo determine luego de establecer los valores deseados de tensión y/o corriente de salida. El circuito puede apreciarse en la Figura 4.6.

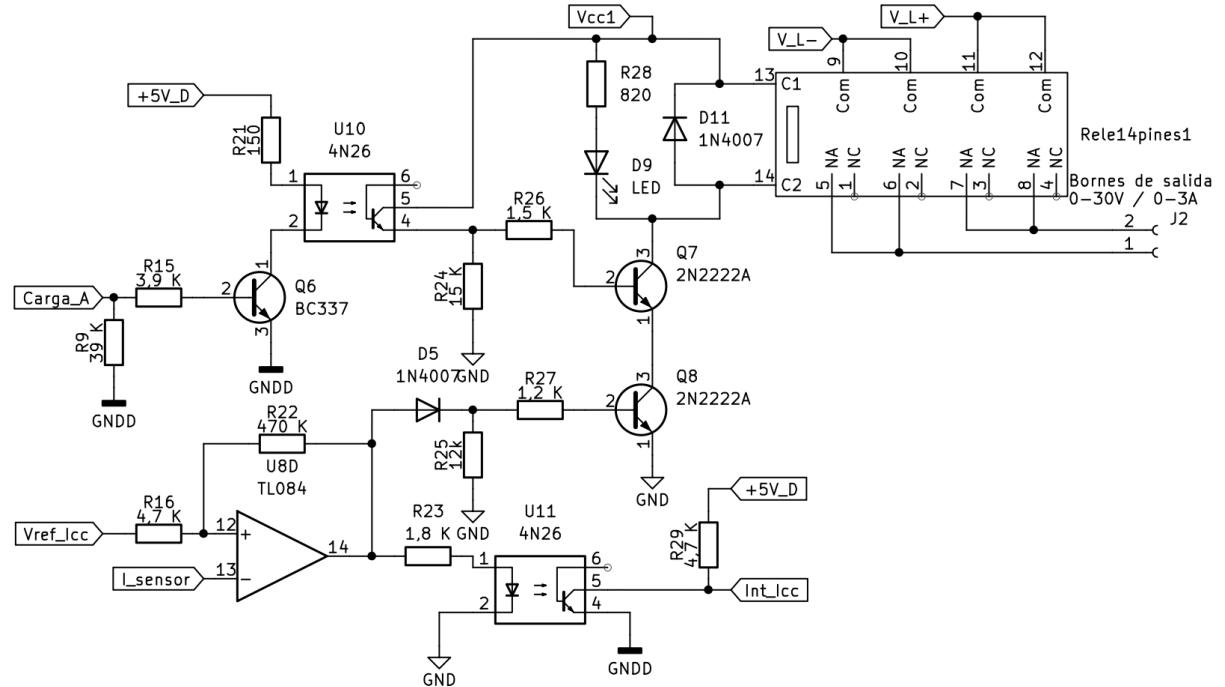


Figura 4.6: Circuito de acople y desacople de carga.

Como transistor se utiliza el 2N2222A [11], el cual soporta las siguientes magnitudes:  $V_{CEmax} = 40V$ ;  $I_{Cmax} = 600mA$  y  $P_{Dmax} = 625mW$ . Las características de funcionamiento que presenta son  $V_{CE(sat)} = 0,3V$ ;  $V_{BE(on)} = 1,2V$  y  $hfe = 100$

$$R_{LED} = \frac{V_{cc1} - V_{LED} - 2 \cdot V_{CE(sat)}}{I_{LED}} = \frac{12V - 2V - 2 \cdot 0,3V}{10mA} = 940\Omega \rightarrow 820\Omega \quad (4.38)$$

$$I_{LED} = \frac{V_{cc1} - V_{LED} - 2 \cdot V_{CE(sat)}}{R_{LED}} = \frac{12V - 2V - 2 \cdot 0,3V}{820\Omega} = 11,46mA \quad (4.39)$$

Considerando que la corriente que circula por la bobina del Relé es de  $30mA$ , se calculan las resistencias de base de la siguiente manera:

$$I_C = I_{Relé} + I_{LED} = 30mA + 11,46mA = 41,46mA \quad (4.40)$$

$$I_B = 5 \cdot \frac{I_C}{hfe} = 5 \cdot \frac{41,46mA}{100} = 2,073mA \quad (4.41)$$

$$R_{BQ7} = \frac{V_{cc1} - V_{CE(Opto)} - V_{CE(Q8)} - V_{BE(Q7)}}{I_B} = \frac{12V - 0,5V - 0,3V - 1,2V}{2,073mA} = 4823\Omega \quad (4.42)$$

$$R_{BQ8} = \frac{V_{OH} - V_D - V_{BE(Q7)}}{I_B} = \frac{10V - 0,7V - 1,2V}{2,073mA} = 3907\Omega \quad (4.43)$$

Se adopta  $R_{BQ7} = 1,5k\Omega$  y  $R_{BQ8} = 1,2k\Omega$  para asegurar la saturación. Además se agregan las resistencias R24 y R25 con el fin de que la base de los transistores se mantenga con un nivel de tensión bajo cuando se desea que los mismos permanezcan en corte.

El amplificador operacional TL084 [12] que se observa en la Figura 4.6 se encuentra en la configuración de comparador con histéresis. El mismo se encarga de comparar el voltaje correspondiente a la corriente de salida con un valor de referencia  $V_{ref(icc)}$  establecido por el usuario. Este cumple la función de que ante un caso extremo de corriente, desacoplar la carga por seguridad. Además, acciona una interrupción en el microcontrolador indicando el error.



## Capítulo 5

# Estrategia de control

### 5.1. Principio de estrategia de control.

El algoritmo PID (proporcional, integral, derivado) está formado por la suma de tres componentes, Proporcional, Integral y Derivativo) Matemáticamente, un controlador PID tiene la siguiente formulación:

$$Output(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) \cdot dt + K_d \cdot \frac{de}{dt} \quad (5.1)$$

Cada componente del PID es “independiente” de las demás. en el sentido de que cada uno calcula una salida de lo que “para él” debería hacer para obtener la respuesta adecuada.

Los tres componentes se suman para dar la salida del controlador. Cada uno cumple una cierta función y mejoran cierta parte de la respuesta. Y cuando los tres componentes trabajan juntos, en la proporción adecuada, consiguen un gran comportamiento.

Cada componente tiene un parámetro  $K_p$ ,  $K_i$  y  $K_d$ , respectivamente. Estos parámetros indican la ponderación que tiene en el resultado final.

- El componente proporcional reacciona al presente.
- El componente integral reacciona al pasado, y aporta “memoria” al controlador.
- El componente derivado reacciona al futuro, y aporta “predicción” al controlador.

Resumiendo los efectos del PID:

- Componente proporcional:
  - Valor bajo de  $K_p$ , respuesta lenta.
  - Valor alto de  $K_p$ , sobrepaso, oscilación, e incluso inestabilidad.
  - No consigue eliminar el error en régimen estacionario.
- Integral:
  - Elimina el error estacionario.
  - Demasiado  $K_i$ , oscilación e inestabilidad.
- Derivativo:
  - Mejora el comportamiento general
  - Demasiado  $K_d$ , comportamiento indeseado en la salida.
  - Muy sensible al ruido.
  - Muy sensible a cambios bruscos en el error (perturbaciones o cambios de consigna)

En base a estos conceptos, se propone el siguiente esquema de control presentado en la Figura 5.1. En el mismo, los parámetros configurables por el usuario serán la tensión de referencia, la corriente máxima de control y un valor de corriente de cortocircuito que desconectaría la carga por seguridad.

La corriente máxima de control  $I_{cc}$  será el valor utilizado por el algoritmo anti-windup que se explicará en las secciones porvenir. Esta provoca que la acción de control resultante del lazo de tensión externo sea menor a este valor introducido por el usuario, de modo que durante la operación normal no se exceda este valor de corriente incluso si para ello es necesario bajar el nivel de tensión a la salida.

Por otro lado, la variable  $I_{max}$  es el valor al cual se ajustará el potenciómetro digital, cuya función es establecer un valor de referencia al comparador analógico, donde si la tensión proporcional a la corriente actual es mayor a este, se abre forzosamente la llave que excita al relé y se genera una interrupción en el microcontrolador. Esto se aplica como medida adicional de protección, resultando en una respuesta más rápida dado que no depende del lazo de control para desconectar la carga.

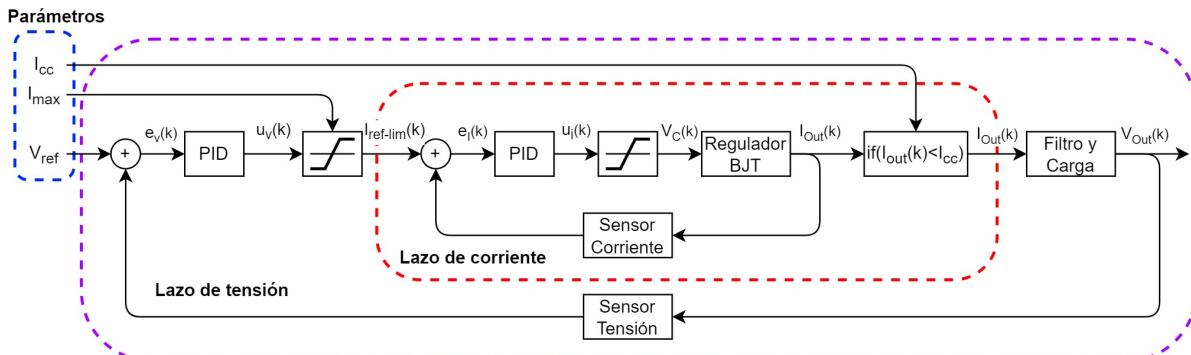


Figura 5.1: Diagrama de bloques del funcionamiento del controlador.

Tanto para el lazo interno de corriente como para el lazo externo de tensión se utilizará un controlador PID. El controlador del lazo de tensión le brindará la corriente de referencia a seguir al lazo de corriente, cuya salida del controlador será el voltaje a aplicar sobre la base del transistor del regulador lineal con BJTs.

La ecuación de un controlador PID en tiempo continuo está dada por: [13]

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5.2)$$

Siendo su expresión en el dominio de Laplace:

$$U(s) = (K_p + \frac{K_i}{s} + sK_d)E(s) \quad (5.3)$$

Donde considerando una aproximación rectangular backward, la acción de control resultante en función de la variable 'z' resulta:

$$s \approx \frac{(z - 1)}{zT} \rightarrow U(z) = [K_p + K_i T \frac{z}{z - 1} + \frac{K_d}{T} \frac{(z - 1)}{z}]E(z) \quad (5.4)$$

Aplicando la anti-transformada Z a  $U(z)$  se obtiene la ecuación a diferencias finitas ya conocida:

$$u(k) = K_p e(k) + K_i T \sum_{n=1}^k e(n) + \frac{K_d}{T} [e(k) - e(k - 1)] \quad (5.5)$$

Esta expresión de la acción de control depende del error actual  $e(k)$ , donde no considera el atraso de implementación digital  $T_d$ .

Por ello se introduce una predicción del error:

$$e(k) = e(k - 1) + [e(k - 1) - e(k - 2)] \quad (5.6)$$

De esta forma la acción de control depende de los errores anteriores y  $u(k)$  no se ve afectada por el atraso de implementación digital, pudiendo compensar eficientemente las perturbaciones.

Por lo tanto, la ecuación a diferencias de la acción de control resulta:

$$u_{PIDP}(k) = u_{PIDP}(k - 1) + K_1 e(k - 1) + K_2 e(k - 2) + K_3 e(k - 3) \quad (5.7)$$

## 5.2. Lazo de corriente

Para realizar el diseño del lazo de control interno es necesario realizar un modelado del mismo. Al utilizar diversos softwares de simulación (PSIM y TINA TI), se verificó que efectivamente, mientras se encuentre en la zona lineal los transistores, la corriente de salida dependerá linealmente de la tensión de entrada,  $I_L = k \cdot V_{ctrl}$

Sin embargo, determinar el valor de  $k$  no es sencillo, dado que en los extremos de la recta de carga, el sistema se vuelve no lineal como se observa en la 5.2. Además, existe un cierto valor mínimo en el cual el transistor se mantendrá en corte (aproximadamente  $V_B = 0,3V$ ). Por ende, se asumirá una planta con ganancia unitaria mientras que se retocarán las ganancias del controlador experimentalmente hasta alcanzar la respuesta deseada.

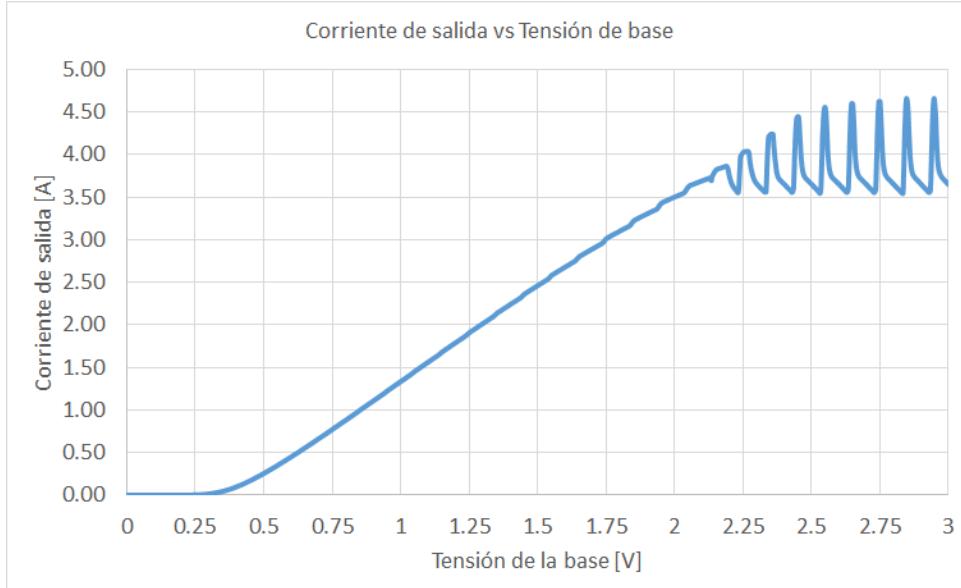


Figura 5.2: Corriente de salida vs tensión de base para condición de plena carga ( $R = 10\Omega$ ).

Para determinar el controlador a utilizar, recordamos que un lazo cerrado presenta la siguiente expresión:

$$G_{LC}(z) = \frac{G_P(z) \cdot G_C(z)}{1 + G_P(z) \cdot G_C(z)} \quad (5.8)$$

Donde  $G_P(z)$  será una constante igual a 1 para este caso, mientras que  $G_C(z)$  será un controlador PID:

$$\begin{aligned} G_{C_{PID}}(z) &= K_P + K_I T \frac{z}{z-1} + \frac{K_D}{T} \frac{z-1}{z} \\ G_{C_{PID}}(z) &= \frac{K_P z^2 + K_I z + K_D}{z^2 - z} \end{aligned} \quad (5.9)$$

Determinamos la ubicación de los polos deseados en función de las siguientes especificaciones: un 5 % de sobrepaso y un tiempo de asentamiento de 0,1s. Esto resulta en los polos  $s_{1,2} = -40 \pm 41,95i$  del plano 's'. Para llevarlos al plano 'z' se aplica  $z = e^{sT}$ , obteniendo  $z_{1,2} = 0,8999 \pm 0,0947i$ . Al tercer polo del controlador PID lo ubicamos cerca del origen para no afectar significativamente la respuesta del sistema  $z_3 = 0,1$ .

Queremos que los polos del lazo cerrado coincidan con  $z_1$ ,  $z_2$  y  $z_3$ . La ecuación característica del sistema en lazo cerrado es:

$$(z - z_1)(z - z_2)(z - z_3) = z^3 - (z_1 + z_2 + z_3)z^2 + (z_1z_2 + z_1z_3 + z_2z_3)z - z_1z_2z_3 \quad (5.10)$$

Donde  $A = z_1 + z_2 + z_3$ ,  $B = z_1z_2 + z_1z_3 + z_2z_3$  y  $C = z_1z_2z_3$ . Las ecuaciones a resolver son:

$$G_P(K_p z^2 + K_i z + K_d) = (z - 1)(z^2 - Az + Bz - C) \quad (5.11)$$

De las ecuaciones características  $K_p = A - 1$ ,  $K_i = B$  y  $K_d = C$ , por lo que  $K_p = 0,8997$ ,  $K_i = 0,9987$  y  $K_d = 0,0819$ . En la Figura 5.3 se presenta la respuesta al escalón del lazo de corriente diseñado.



Figura 5.3: Respuesta al escalón del lazo interno de corriente diseñado.

Se puede observar que el sistema responde rápidamente, con un pequeño sobreceso cumpliendo las especificaciones iniciales. También logra reducir el error a cero, siguiendo el valor de la referencia en régimen permanente.

### 5.3. Lazo de tensión

Para realizar el diseño del lazo de control externo de tensión se modela la carga de salida, obteniendo la función de transferencia que vincule la tensión de salida con su corriente.

Suponiendo una carga Resistiva-Capacitiva (RC) de  $C = 470\mu F$  y  $R = 10\Omega$ . Por Laplace se establecen las siguientes relaciones:

Resistencia:

$$v(t) = i(t)R \Leftrightarrow V(s) = I(s)R \quad (5.12)$$

Capacitor:

$$v(t) = \frac{1}{C} \int i(t)dt \Leftrightarrow V(s) = \frac{1}{sC}I(s) + \frac{1}{s}v(0) \quad (5.13)$$

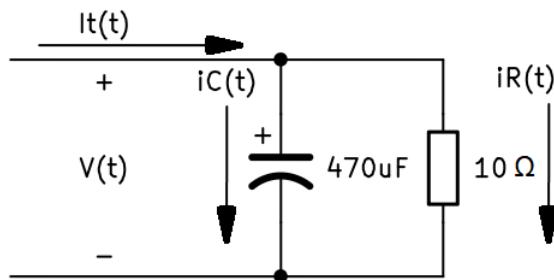


Figura 5.4: Modelo de la salida de tensión.

Aplicando la ley de Kirchoff para los nodos:

$$i_t(t) = i_R(t) + i_C(t) \quad (5.14)$$

Pasando al dominio de Laplace:

$$I_t(s) = I_R(s) + I_C(s) \quad (5.15)$$

Reemplazando por lo obtenido anteriormente:

$$I_t(s) = \frac{V(s)}{R} + sCV(s) \quad (5.16)$$

Finalmente obtenemos el modelo que define la carga:

$$G_P(s) = \frac{V(s)}{I_t(s)} = \frac{1}{\frac{1}{R} + sC} \quad (5.17)$$

Tomando la expresión de  $G_P(s)$  y llevándola al dominio discreto, en conjunto con el lazo cerrado de corriente obtenido en la sección anterior es posible diseñar el control externo de tensión de forma tal que cumpla con ciertas especificaciones de diseño. Para el diseño se considera la planta en una condición de vacío, siendo el valor del capacitor de salida  $C = 470\mu F$  y la resistencia de carga  $R = 2700\Omega$ .

Se utiliza la técnica de reubicación de polos por lugar geométrico de las raíces para obtener las constantes del controlador. Planteando inicialmente un PI predictivo con las siguientes características: un sobrepasso del 5 % y un tiempo de asentamiento de 0,5 s. El controlador obtenido por este método es el que se muestra a continuación:

$$G_{Cv}(z) = K \frac{(z - a)}{z(z - 1)} = \frac{0,006965z - 0,006819}{z^2 - z} \quad (5.18)$$

Adicionalmente, se agregan otros dos controladores obtenidos de forma iterativa con la planta real para su comparación:

$$G_{Cv_{v2}} = \frac{0,011z^2 - 0,0102z + 1 \cdot 10^{-5}}{z^3 - z^2} \quad (5.19)$$

$$G_{Cv_{v3}} = \frac{0,012z^2 - 0,012z + 1 \cdot 10^{-5}}{z^3 - z^2} \quad (5.20)$$

Se presenta a continuación en la Figura 5.5 la comparación de las respuestas al escalón del lazo externo de tensión para los distintos controladores presentados, por un lado, el PI obtenido por la reubicación de polos a partir del lugar geométrico de las raíces, frente a los dos controladores obtenidos de forma iterativa.

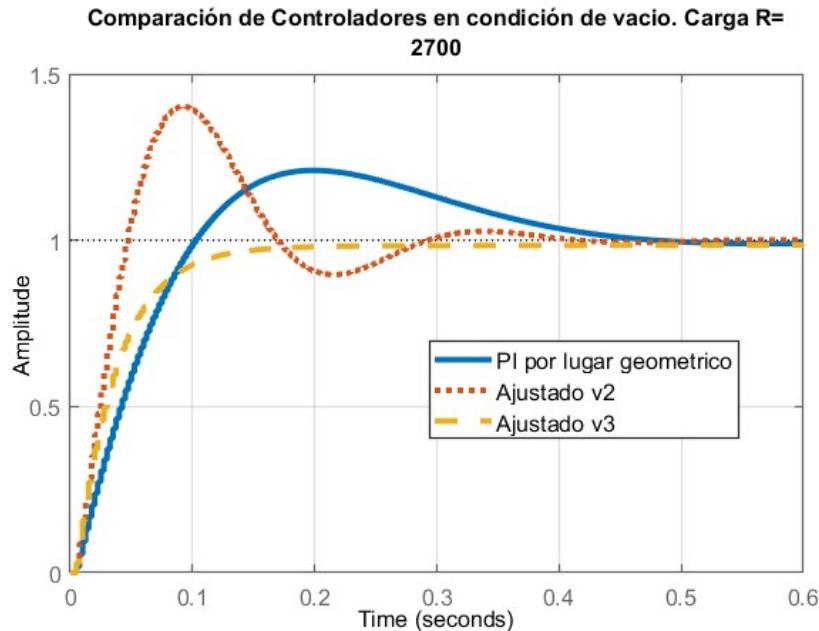


Figura 5.5: Comparación de las respuestas al escalón del lazo externo de tensión diseñado frente a los ajustados propiamente para la condición de vacío  $R = 2700\Omega$ .

Se puede observar que el controlador PI diseñado no cumple con la especificación del sobrepasso para la condición de vacío, mientras que  $G_{Cv_{v2}}$  presenta mayor sobrepasso y oscilación y finalmente  $G_{Cv_{v3}}$  logra una respuesta sobreamortiguada, siendo la mejor opción para esta condición de vacío.

A continuación, se toman estos controladores y se los aplica en una condición de carga con  $R = 10\Omega$ , los resultados se presentan en la Figura 5.6.

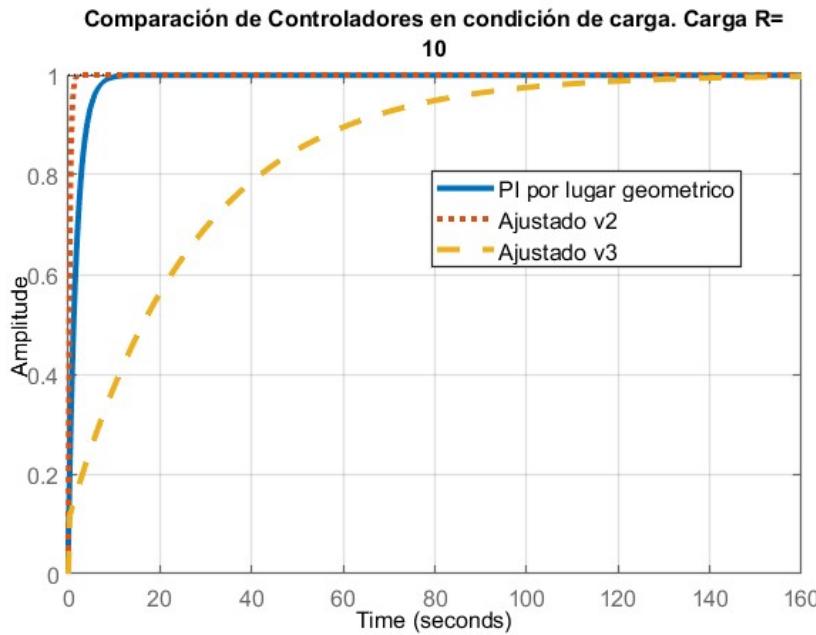


Figura 5.6: Comparación de las respuestas al escalón del lazo externo de tensión ante una condición de carga  $R = 10\Omega$ .

Podemos observar que en este caso, la respuesta del sistema se vuelve muy lenta, siendo el controlador que mejor desempeño presenta el  $G_{Cv_2}$ . Por lo que se puede concluir que existe una relación de compromiso entre el desempeño del sistema ante distintas condiciones de carga.

#### 5.4. Algoritmo Anti-Windup

La acción de control resultante, ya sea  $u_v(k)$  o  $u_i(k)$ , puede ser saturada o limitada a valores positivos y/o negativos en casos en los que se presentan sobretensiones o sobrecorrientes por encima de los valores permitidos. La limitación de la acción de control a un valor fijo, significa que el sistema pierde la controlabilidad de los estados del proceso dado que sería similar a imponer un valor de referencia fijo; en este caso, esta referencia sería la del lazo interno de control de corriente. Esta situación provoca que el error entre la referencia y la salida varíe, tanto en sentido positivo como negativo, sin poder llevarlo a cero y por ende, al existir una acción de integración que acumula a cada periodo de muestreo, la misma puede crecer sin control, limitada únicamente por el tamaño de los registros que almacenan esta variable, con una excursión entre un valor máximo positivo a un valor máximo negativo, pasando el sistema lineal, a ser no lineal. Si esta situación no es controlada, puede provocar un comportamiento oscilatorio de los estados del proceso y si por acaso la acción de control vuelve a situarse dentro de los valores normales, puede que no vuelva a operar correctamente y deba reiniciarse el proceso. Este aumento sin control de la acción integral es lo que se denomina *windup*, y es por lo que debe implementarse una acción *anti-windup*.

Se opta por utilizar una forma simple de *anti-windup* que consiste en que la integración del controlador dada por  $u[(k - 1)T_s]$  sea actualizada según el valor de saturación y los valores de los errores actual y anteriores, afectados por sus coeficientes. Esto provoca que a cada periodo de muestreo y mientras se mantenga limitada la acción de control, el error de tensión  $e_v(kT_s)$  se mantenga acotado y por ende también las variables de estados del proceso. Matemáticamente, el algoritmo se representa de la siguiente manera:

- Condición 1: Valor mayor al valor de limitación positivo:

$$\text{Si } u(kT_s) \geq u_{sat}$$

$$u[(k - 1)T_s] = u_{sat} - K_1 \cdot e(kT_s) - K_2 \cdot e[(k - 1)T_s] - K_3 \cdot e[(k - 2)T_s] \quad (5.21)$$

- Condición 2: Valor menor al valor de limitación negativo.

Si  $u(kT_s) \leq -u_{sat}$

$$u[(k-1)T_s] = -u_{sat} - K_1 \cdot e(kT_s) - K_2 \cdot e[(k-1)T_s] - K_3 \cdot e[(k-2)T_s] \quad (5.22)$$

- Condición 3: Valor dentro de la región lineal

Si  $u_{sat} > u(kT_s) > -u_{sat}$

$$u[(k-1)T_s] = u(kT_s) \quad (5.23)$$

Además, a cada periodo de muestreo, ya sea que la acción de control resulte limitada o no, debe actualizarse el error de tensión, o sea:

$$e[(k-2)T_s] = e[(k-1)T_s] \quad e[(k-1)T_s] = e(kT_s) \quad (5.24)$$



## Capítulo 6

# Interfaz de datos de entrada y salida

### 6.1. Diagrama de bloques de la interfaz de datos

Para la adquisición de las variables a controlar y el ingreso de datos de configuración por un lado, y para la visualización de variables y manejo del actuador de potencia, se propone el diagrama de bloques de la figura 6.1. Se pretende controlar la tensión y corriente de salida en base al algoritmo de control del capítulo anterior que esta vinculado directamente con el ajuste de las referencias impuestas con un teclado numérico. A su vez, por el bus I2C se lleva a cabo la lectura de la tensión y de la corriente de salida mediante un convertidor AD de alta resolución de 16 bits mientras que los datos procesados se despliegan en un display OLED o LCD. En el display se visualiza la tensión y corriente de salida medidas, la tensión y corriente configurada deseada, y el modo de operación del sistema (CV o CI) así como también si la carga se encuentra conectada o desconectada entre otras funciones. Se agrega además, un comando de acople y desacople de la carga mediante el accionamiento de un relé.

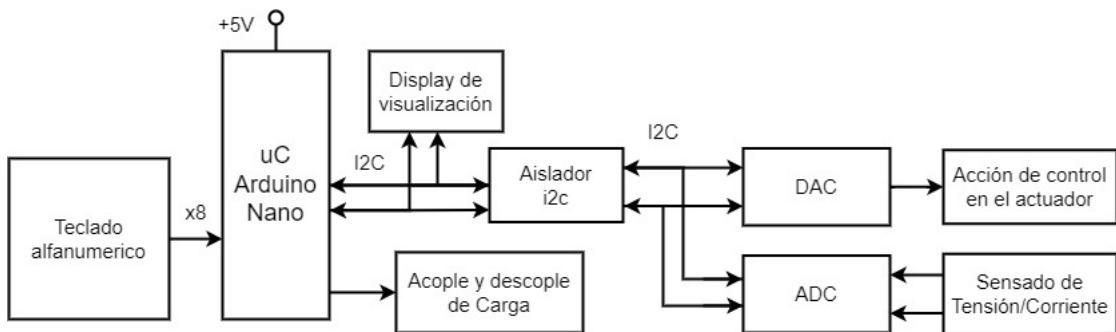


Figura 6.1: Diagrama de bloques de la interfaz de datos.

### 6.2. Componentes de la etapa digital.

Esta sección del informe está dedicada a desglosar y describir en detalle los componentes esenciales que constituyen la interfaz de manejo de datos de una fuente CC. La comprensión de cada componente, su función y su interacción con otros elementos es fundamental para diseñar un sistema confiable.

Los componentes que se abordarán incluyen microcontroladores, convertidores analógico-digital (ADC), convertidores digital-analógico (DAC), sensores de corriente y voltaje, así como los circuitos de comunicación y control. Cada uno de estos elementos desempeña un rol específico y crítico en la gestión y monitoreo del suministro de energía. A través de esta sección, se explicarán las características técnicas de estos componentes, su importancia en el contexto del diseño de la fuente DC y cómo se integran para formar una unidad cohesiva y funcional.

#### 6.2.1. Microcontrolador Arduino Nano.

El Arduino Nano es un microcontrolador compacto y versátil ampliamente reconocido por su facilidad de uso y sus diversas capacidades. Diseñado por Arduino LLC, este dispositivo ofrece un rendimiento sólido en un formato pequeño, lo que lo convierte en una opción popular para una amplia gama de aplicaciones en el ámbito de la electrónica amateur y profesional.

Con su arquitectura avanzada y un conjunto completo de características, el Arduino Nano es ideal para proyectos que requieren control preciso y eficiente, así como para la interacción con diversos sensores y actuadores. Su capacidad para manejar operaciones en tiempo real lo hace adecuado para aplicaciones que van desde sistemas de automatización del hogar hasta dispositivos portátiles y gadgets interactivos.

#### Programación:

La programación del Arduino Nano se realiza utilizando el entorno de desarrollo integrado (IDE) de Arduino, que proporciona una interfaz intuitiva para escribir, cargar y depurar código. Compatible con una amplia variedad de bibliotecas y herramientas, el IDE de Arduino simplifica el proceso de desarrollo, permitiendo a los usuarios concentrarse en la lógica de su proyecto sin preocuparse por los detalles de bajo nivel del hardware.

#### **6.2.2. Teclado de membrana 4x4.**

El teclado de membrana matricial 4x4 autoadhesivo es un dispositivo de entrada que se utiliza comúnmente en aplicaciones electrónicas donde se requiere una interfaz de usuario simple y compacta. Consiste en una delgada lámina de material flexible que contiene una matriz de botones dispuestos en filas y columnas, con un total de 16 botones en este caso particular como se observa en la Figura 6.2 (4 filas x 4 columnas).

Cada botón en el teclado de membrana está interconectado mediante una disposición de líneas conductoras en la membrana. Estas líneas están organizadas de manera que forman una matriz, permitiendo la detección de la ubicación específica de la tecla presionada. El funcionamiento del teclado de membrana matricial implica un proceso de escaneo continuo de todas las filas y columnas para detectar la presencia de un botón presionado. Cuando un botón se presiona, se cierra un circuito entre la fila y la columna correspondientes, lo que indica al microcontrolador la ubicación de la tecla activada.

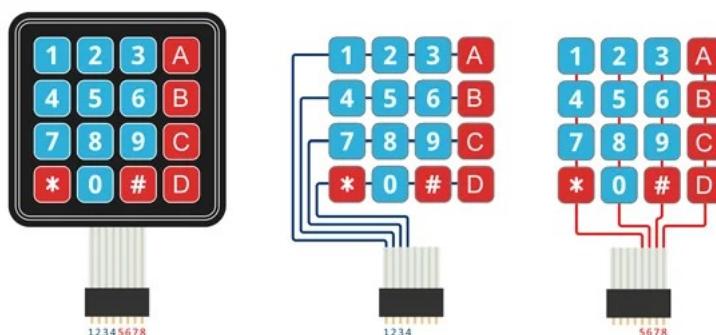


Figura 6.2: Ilustración del teclado de membrana, indicando sus filas y columnas.

#### **6.2.3. Display OLED SSD1306.**

El display OLED SSD1306 elegido para el proyecto utiliza comunicación I2C y ofrece una resolución de 128x64 píxeles. En la Figura 6.3 se presenta una imagen del display, que opera dentro de un rango de voltaje de 3.3 a 5.5 V, lo cual lo hace compatible con el microcontrolador seleccionado. En esta pantalla se mostrará tanto el menú de funcionamiento, los modos de operación además de un indicador a tiempo real de las magnitudes registradas. Será el vínculo principal entre el usuario y la fuente.

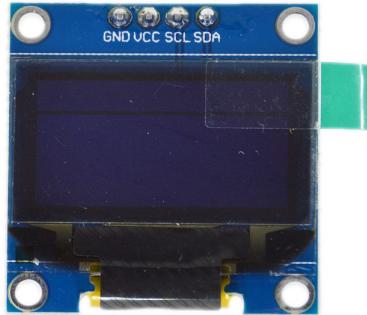


Figura 6.3: Display OLED SSD1306.

#### 6.2.4. Aislador I2C capacitivo.

El dispositivo a utilizar es un ISO1540 [10] el cual cuenta con buffers de entrada y salida que están separados por tecnología de aislamiento capacitivo de Texas Instruments que utiliza una barrera de dióxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ). Cuando se utilizan con fuentes de alimentación aisladas, estos dispositivos bloquean voltajes altos, aislan tierras y evitan corrientes de ruido que puedan ingresar a la tierra local e interferir o dañar circuitos sensibles. Esta tecnología de aislamiento ofrece ventajas en función, rendimiento, tamaño y consumo de energía en comparación con los optoacopladores.

De este modo tendremos la aislación galvánica para separar apropiadamente la parte de potencia de la de control.

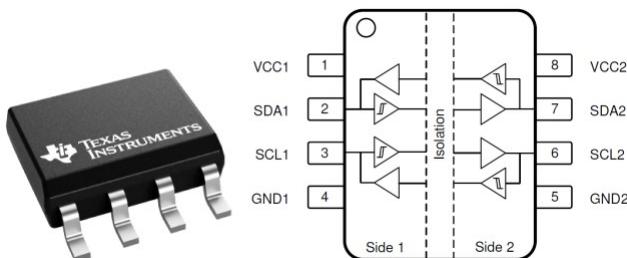


Figura 6.4: Aislador capacitivo I2C ISO1540.

#### 6.2.5. Convertidor analógico digital. ADC.

El ADS1115 es un componente crucial en la transición de una fuente de alimentación de corriente continua de analógica a digital. Este dispositivo ofrece una impresionante precisión de 16 bits, junto con una velocidad de muestreo de hasta 860 muestras por segundo a través del protocolo de comunicación I2C. Configurable para operar con cuatro canales de entrada de un solo extremo o dos canales diferenciales, el ADS1115 se destaca por su versatilidad en la medición de señales analógicas en entornos digitales.

Equipado con un conversor delta-sigma de 16 bits, un comparador programable con salida directa al pin de alerta, y una ganancia ajustable que permite la lectura de hasta 256mV en escala completa, este dispositivo garantiza una captura precisa de los datos analógicos. Su interfaz de comunicación I2C facilita la lectura de datos digitales, mientras que su dirección predeterminada de 0x48 y la disponibilidad de bibliotecas para plataformas como Arduino lo convierten en una opción conveniente y de fácil integración en proyectos electrónicos.

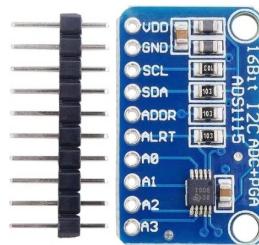


Figura 6.5: Convertidor AD ADS1115.

### 6.2.6. Convertidor digital analógico. DAC.

El MCP4725 es un convertidor digital a analógico (DAC) que permite la conversión precisa de señales digitales en señales analógicas, lo cual es fundamental en aplicaciones donde se requiere una salida de voltaje analógico controlada digitalmente. Este dispositivo ofrece una resolución de 12 bits, proporcionando 4096 niveles de salida posibles y asegurando una alta precisión en la conversión de datos digitales.

Una característica destacada del MCP4725 es su interfaz de comunicación I2C, que permite una fácil integración con microcontroladores y otros dispositivos digitales. Además, incluye una memoria EEPROM interna que puede almacenar la configuración de salida, garantizando que el dispositivo mantenga su valor de salida incluso después de un reinicio.

El MCP4725 es particularmente útil en sistemas embebidos y de control, donde se necesita una conversión precisa y confiable de datos digitales a señales analógicas. Su pequeño tamaño y bajo consumo de energía lo hacen ideal para aplicaciones portátiles y de baja potencia.

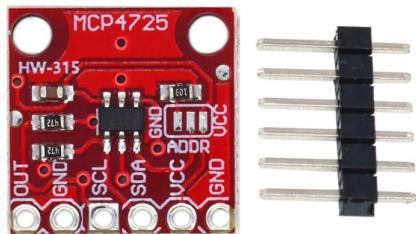


Figura 6.6: Convertidor digital analógico MCP4725.

## 6.3. Modos de operación de la fuente.

El sistema de control de la fuente de alimentación implementa varios modos de funcionamiento para adaptarse a diversas necesidades de aplicación. A continuación, se describen los principales modos de operación:

### 6.3.1. Modo Tensión

En este modo, la fuente de alimentación establece inicialmente el valor máximo de tensión deseado. Posteriormente, limita la corriente máxima de umbral que la carga podrá obtener. Este modo es especialmente útil cuando se requiere controlar la tensión suministrada a la carga de manera precisa y garantizar la seguridad del sistema al limitar la corriente máxima.

### 6.3.2. Modo Corriente

En el modo de corriente, la fuente de alimentación establece y controla la corriente suministrada a la carga. Este modo es útil en situaciones donde es crítico mantener la corriente dentro de ciertos límites para proteger los componentes de la carga y garantizar su correcto funcionamiento.

### 6.3.3. Modo Rampa

El modo de rampa tiene como objetivo generar un aumento gradual y lineal de la tensión suministrada a la carga durante un período de tiempo determinado. Los parámetros configurables en este modo incluyen la tensión final deseada y el tiempo en el cual se alcanzará esta tensión desde un valor inicial de 0V. Este modo es útil en aplicaciones donde se requiere un inicio suave del sistema para evitar sobrecargas o picos de corriente al arrancar la carga.



# Software de programación y ensayo del control digital

## 7.1. Características físicas del microcontrolador

En esta sección se explorará de manera breve pero sustancial la lógica interna que gobierna el funcionamiento del Arduino Nano y las diversas tareas que este microcontrolador es capaz de realizar. El Arduino Nano, conocido por su versatilidad y eficiencia en proyectos de electrónica y automatización, que al igual que cualquier otro dispositivo programable, requiere un software bien planificado para ejecutar sus funciones de manera óptima.

### 7.1.1. Lógica Interna del Arduino Nano

El Arduino Nano, como todos los microcontroladores de la familia Arduino, opera mediante la ejecución de un conjunto de instrucciones programadas en su memoria flash. Estas instrucciones, escritas en el lenguaje de programación C/C++ utilizando el entorno de desarrollo integrado (IDE) de Arduino, dictan cómo el microcontrolador debe responder a diferentes señales y entradas. En esta sección, se abordarán los conceptos básicos de esta lógica interna, incluyendo el ciclo de procesamiento del Arduino, la gestión de interrupciones, y la manipulación de puertos y registros.

### 7.1.2. Procesamiento de tareas

El diseño cuenta con 4 funciones básicas.

1. Sensado de valores entregados por el ADC.

De manera constante se estará encuestando al ADC vinculado por la línea I2C qué valor está censando en sus puertos de modo de tener un seguimiento apropiado de los valores presentados registrados en la fuente.

2. Procesamiento de tecla por interrupción.

Al momento de presionar una tecla, el microprocesador se tomará unos segundos para procesar qué acción se ha solicitado en el menú que se verá reflejada de alguna manera en el display.

3. Actualización de display.

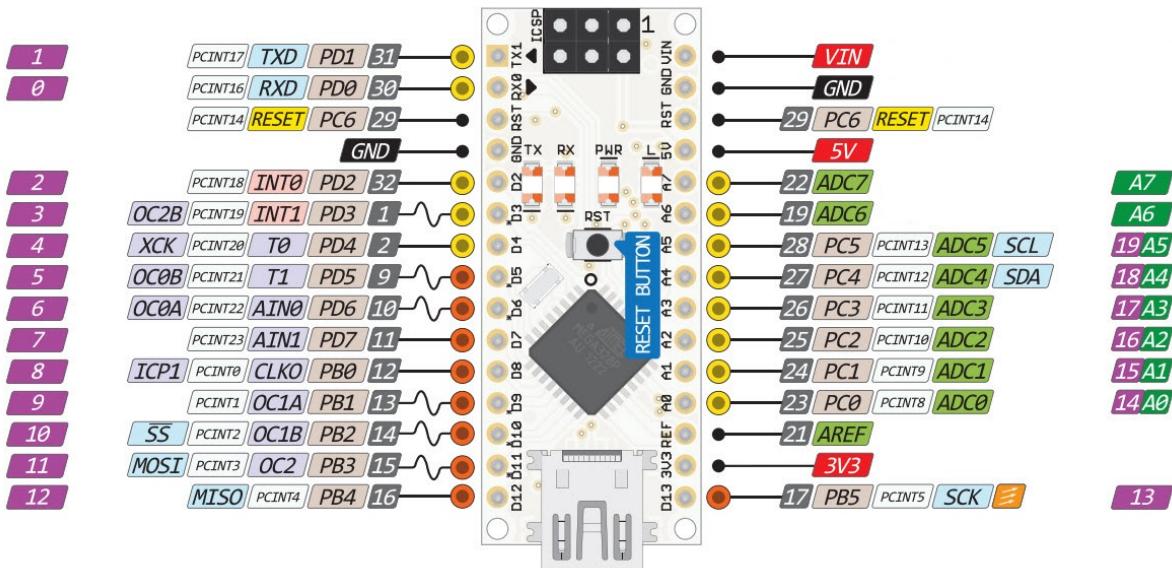
Vinculado directamente al teclado y al sensado de corriente este mantendrá la actualización del display que nos permitirá ver y obtener un seguimiento acorde de lo que está ocurriendo en la fuente.

4. Cálculo y actualización de la acción de control.

Implica la serie de cálculos que determinarán los parámetros de salida que se colocarán en el terminal del DAC para que este pueda ser convertido en un valor de tensión. Esta tarea se llevará a cabo luego de cada finalización de conversión del ADC.

### 7.1.3. Pinout de arduino nano

Se presenta a continuación en la Figura 7.1 un *pinout* del Arduino Nano indicando la funcionalidad que presenta en cada una de sus conexiones.



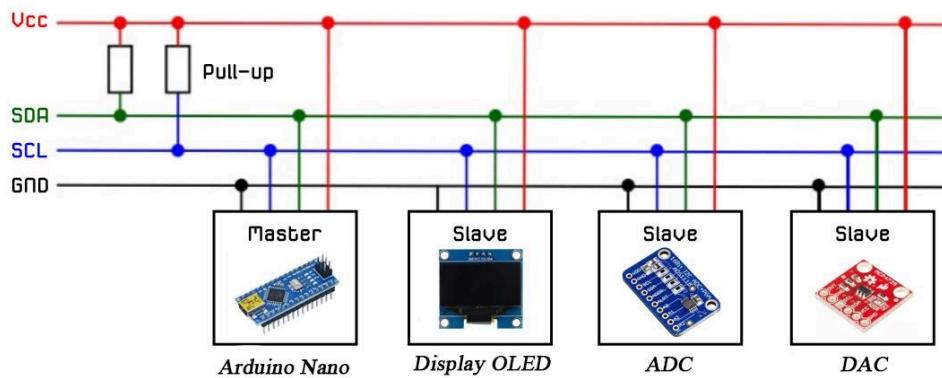


Figura 7.2: Conexionado típico de protocolo I2C.

Durante la comunicación con los demás dispositivos mediante el canal I2C el Arduino Nano toma el rol de único maestro. Debido a que todos se encuentran conectados en una misma línea la forma de acceder a cada dispositivo independientemente de los demás es mediante el uso de direcciones de 7 bits. En este caso estas serán las que se encuentran a continuación. Sin embargo se recuerda que estas en algunos casos son determinadas por la conexión del pin ADDRESS de los componentes, así que ante cualquier duda debe consultarse la hoja de datos del elemento correspondiente.

- ADC ADS1115 ADDRESS: 0x48
- DAC MCP4725 ADDRESS: 0x60
- Display OLED ADDRESS: 0x3C
- Potenciómetro MCP4661 ADDRESS: 0x28

### 7.1.5. Dependencias y Librerías Empleadas

Una de las ventajas más destacadas de trabajar con Arduino es su activa y extensa comunidad, que ha desarrollado una vasta colección de librerías para simplificar la escritura de código y la implementación de funcionalidades avanzadas. Estas librerías permiten a los desarrolladores enfocarse en la lógica central de sus proyectos, sin tener que reinventar la rueda para tareas comunes. A continuación, se presentan las principales librerías utilizadas en este proyecto:

- **Key.h:** Esta librería facilita la gestión de entradas de teclado, permitiendo la detección y el procesamiento eficiente de pulsaciones de teclas.
- **Keypad.h:** Utilizada para manejar teclados matriciales, esta librería simplifica la lectura de teclas y la interpretación de entradas de usuario.
- **Wire.h:** Esencial para la comunicación I2C, esta librería permite la interacción con una variedad de dispositivos periféricos compatibles con este protocolo, como sensores y expansores de E/S.
- **Adafruit\_ADS1X15.h:** Proporciona soporte para la familia de convertidores analógico-digital (ADC) ADS1X15 de Adafruit, permitiendo lecturas precisas de señales analógicas.
- **Adafruit\_GFX.h:** Una librería gráfica que proporciona primitivas de dibujo básicas, tales como líneas, círculos y texto, utilizada comúnmente en pantallas gráficas.
- **Adafruit\_SSD1306.h:** Especializada en el control de pantallas OLED basadas en el controlador SSD1306, esta librería facilita la visualización de información en pantallas compactas y de alta resolución.
- **Adafruit\_MCP4725.h:** Proporciona una interfaz sencilla para controlar el DAC MCP4725, permitiendo la generación de señales analógicas de manera precisa.

## 7.2. Ensayos y simulación

Para los ensayos de los modelos constructivos, se utilizó el software simulador de circuitos electrónicos Proteus 8 Professional cuyo logo se observa en la Figura ???. Este software proporciona una serie de herramientas que permiten evaluar el funcionamiento de los componentes implementados en el control digital de manera eficiente.

Una de las características más destacadas de Proteus 8 Professional, y la razón principal por la que se prefiere frente a otras alternativas, es su comunidad activa. Esta comunidad ha desarrollado librerías extensivas de componentes, incluidos microcontroladores Arduino. Estas librerías no solo incluyen las huellas (footprints) de los componentes, sino que también permiten programarlos de manera similar a como se haría con los dispositivos reales. Esta funcionalidad es particularmente valiosa, ya que permite al diseñador observar una simulación precisa de la interacción entre todos los elementos, sirviendo como base para la implementación con componentes físicos en etapas posteriores del desarrollo.

En la Figura 7.3 se presenta resumidamente la etapa digital del proyecto, indicando la interconexión de los distintos módulos al microcontrolador.

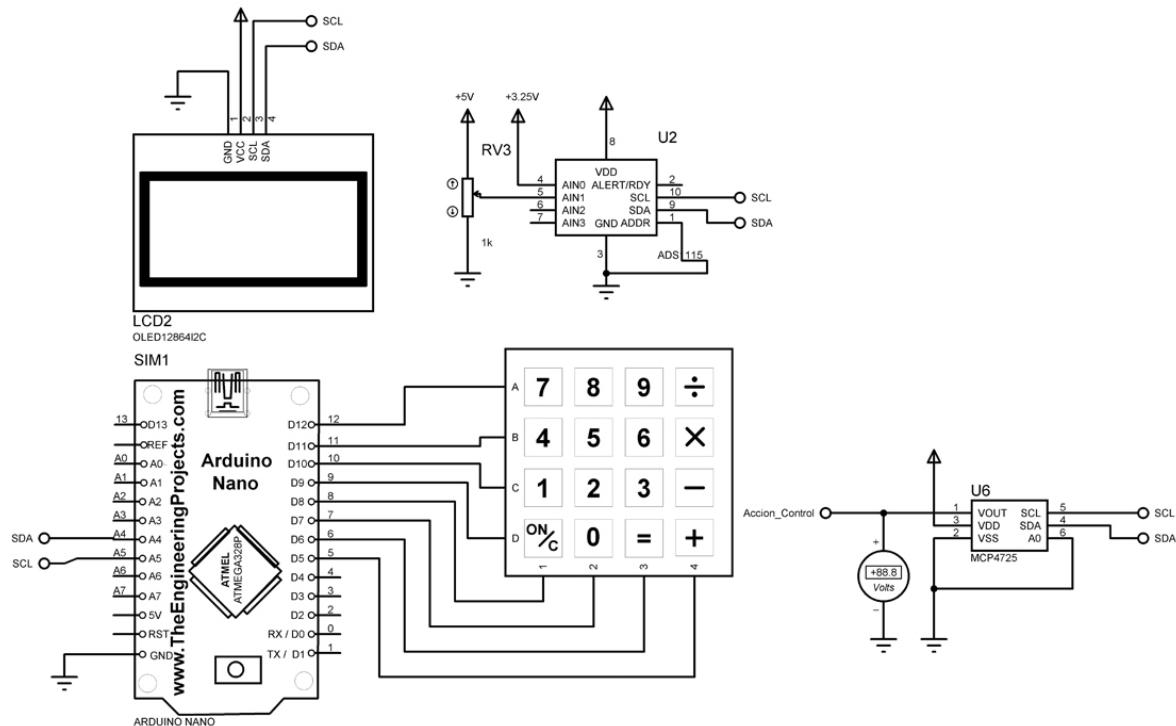


Figura 7.3: Esquemático de conexión de los componentes digitales para un primer ensayo.

## 7.3. Resultados Experimentales

Basado en el desarrollo descrito en la sección anterior, se obtuvo un modelo funcional de circuito y código que cumplía con los objetivos propuestos del sistema de control. Esto culminó en el ensayo físico de los componentes utilizando una base *protoboard*, donde se comprobó que todos los elementos funcionaron, siguiendo el esquema provisto en la Figura 7.4. Así, se concluyó exitosamente el ensayo de esta sección, validando el diseño y su implementación práctica.

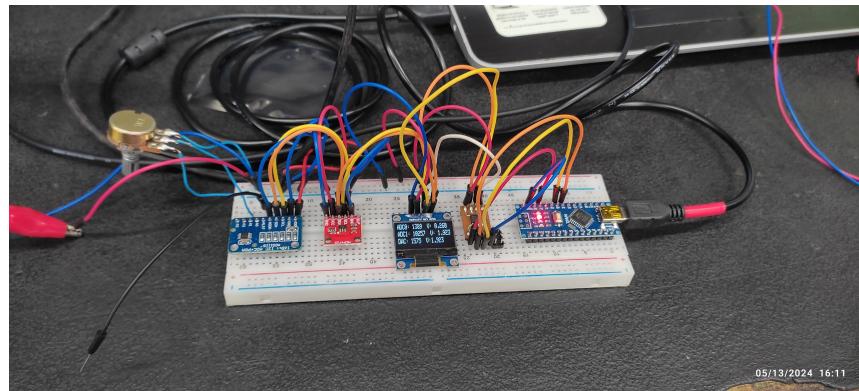


Figura 7.4: Ensayo en protoboard de los componentes correspondientes a la etapa digital.



## Capítulo 8

# Modelado y construcción del PCB.

### 8.1. Software y herramientas de diseño empleadas.

A partir de los circuitos desarrollados en los capítulos anteriores, se procedió a diseñar una placa de circuito impreso (PCB) personalizada. Esta placa está diseñada para integrar todos los componentes necesarios y crear un prototipo funcional que permita realizar ensayos sobre materiales en una superficie comprimida.

La modelación y diseño del PCB se llevaron a cabo utilizando el software KiCad, reconocido por su amplia gama de herramientas de personalización de componentes. Este software permite a los diseñadores lograr un alto nivel de precisión y calidad en sus diseños, adecuándose a las habilidades específicas de cada usuario.[\[14\]](#)

El proceso de diseño incluyó la disposición estratégica de los componentes para optimizar el rendimiento del circuito, así como la consideración de factores como la disipación de calor, la integridad de la señal y la minimización de interferencias electromagnéticas. Además, se realizaron varias iteraciones del diseño para asegurar que el PCB final cumpliera con todos los requisitos técnicos y de funcionamiento necesarios para los ensayos planificados.

El uso de KiCad facilitó la creación de un diseño detallado y eficiente, permitiendo visualizar en todo momento el aspecto final del PCB y realizar ajustes necesarios antes de proceder a su fabricación.

### 8.2. Construcción del primer prototipo.

La fase de construcción se inició con el desmontaje de la placa analógica de la fuente utilizada en un proyecto anterior que se puede apreciar en la Figura 8.1, la cual se caracterizaba por sus atributos de control predominantemente analógicos. Este proceso permitió la recuperación de una variedad de materiales que, en su mayoría, se emplearían en el desarrollo del nuevo prototipo de fuente digital. Entre los componentes rescatados se encuentran resistencias, capacitores, disipadores de calor, borneras, entre otros. La reutilización de estos elementos fue posible gracias a la topología de la nueva fuente digital, que permitía su integración sin comprometer el diseño ni la funcionalidad del prototipo.

El proceso de desmontaje y reutilización de componentes se llevó a cabo meticulosamente, asegurando que cada pieza recuperada estuviera en condiciones óptimas para su reimplementación como se observa en la Figura 8.2. Este esfuerzo contribuyó a la eficiencia del proyecto y a la racionalización de recursos, destacando la importancia de la sostenibilidad y la economía circular en el ámbito del diseño y construcción de dispositivos electrónicos.

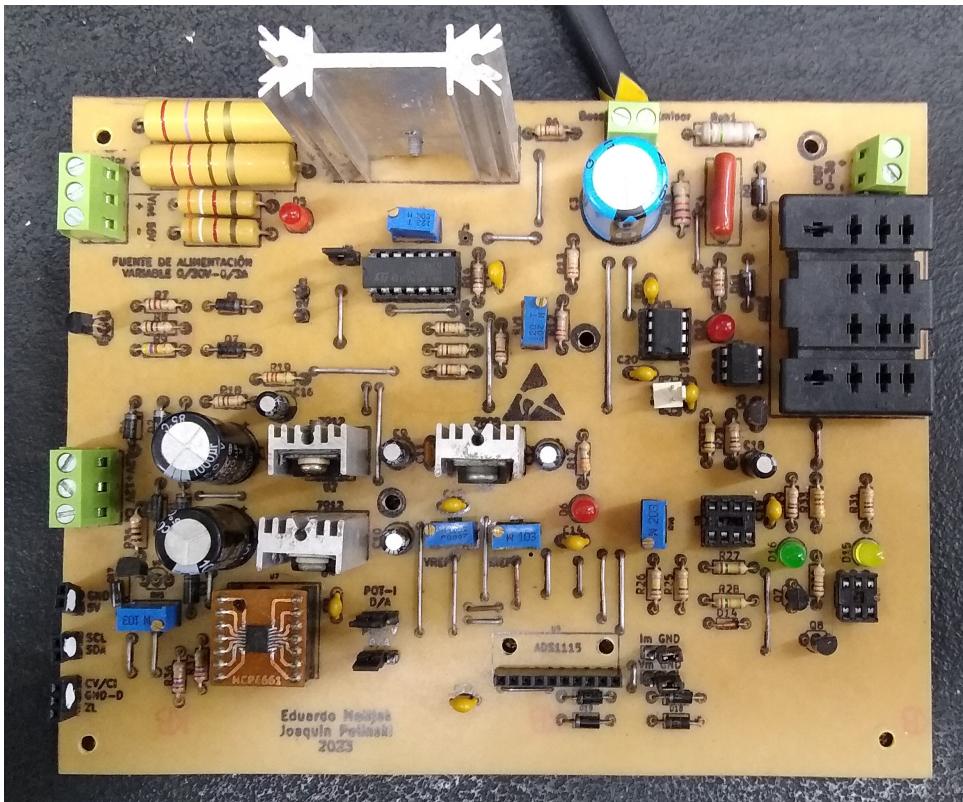


Figura 8.1: Antes del desmontaje de la placa de control analógica.

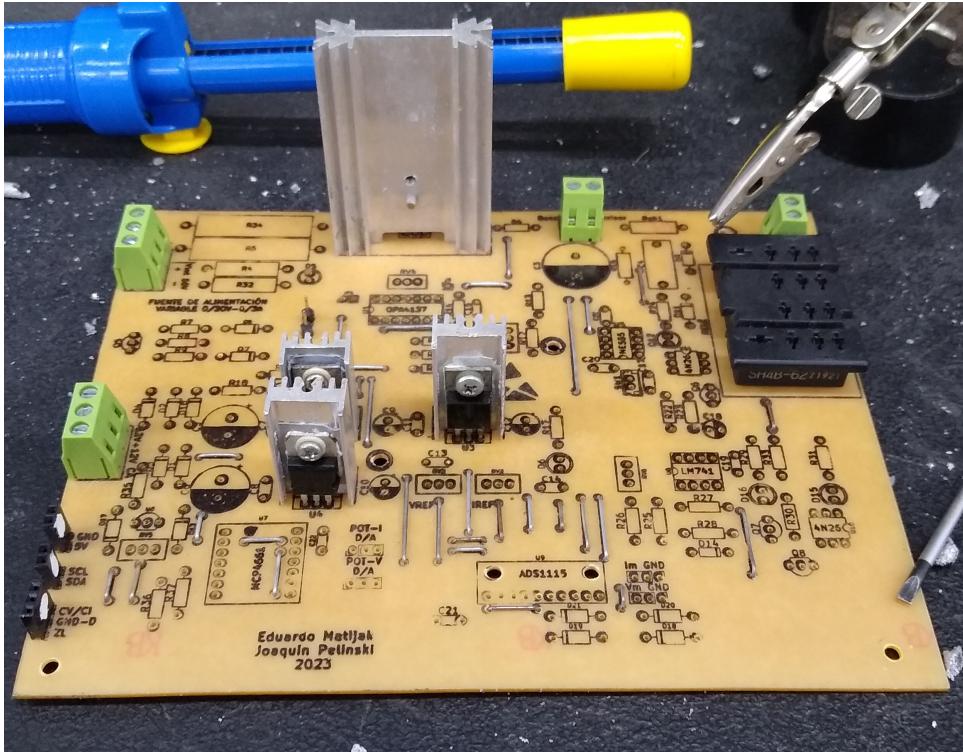


Figura 8.2: Despues del desmontaje de la placa de control analógica.

A continuación, se presenta el diseño del prototipo utilizado, el cual incorpora todos los elementos necesarios para la realización de las pruebas de funcionamiento. La característica principal de este PCB es su capacidad para integrar en un espacio compacto de 15x20 cm todos los componentes que anteriormente estaban dispersos en el modelo anterior.

Una excepción notable en el diseño es la ubicación de la pantalla y el teclado, que se ha decidido mantener separados del PCB principal. Esta decisión se tomó debido a que no tendría sentido práctico

incluir estos elementos directamente sobre la placa. En su lugar, se emplearon pines de salida, como borneras, para conectar estos componentes externos, facilitando su integración y operación.

El diseño resultante, que se muestra en la Figura 8.3, incluye también una representación tentativa en 3D del PCB. En esta representación se pueden observar las disposiciones de los componentes y la estructura general del prototipo. Es importante destacar que, para evitar daños y facilitar el acceso y reemplazo, algunos de los componentes están montados sobre tiras de pines hembra en lugar de estar soldados directamente sobre la placa. Esta configuración no solo mejora la durabilidad del prototipo, sino que también permite una mayor flexibilidad en la realización de pruebas y modificaciones.

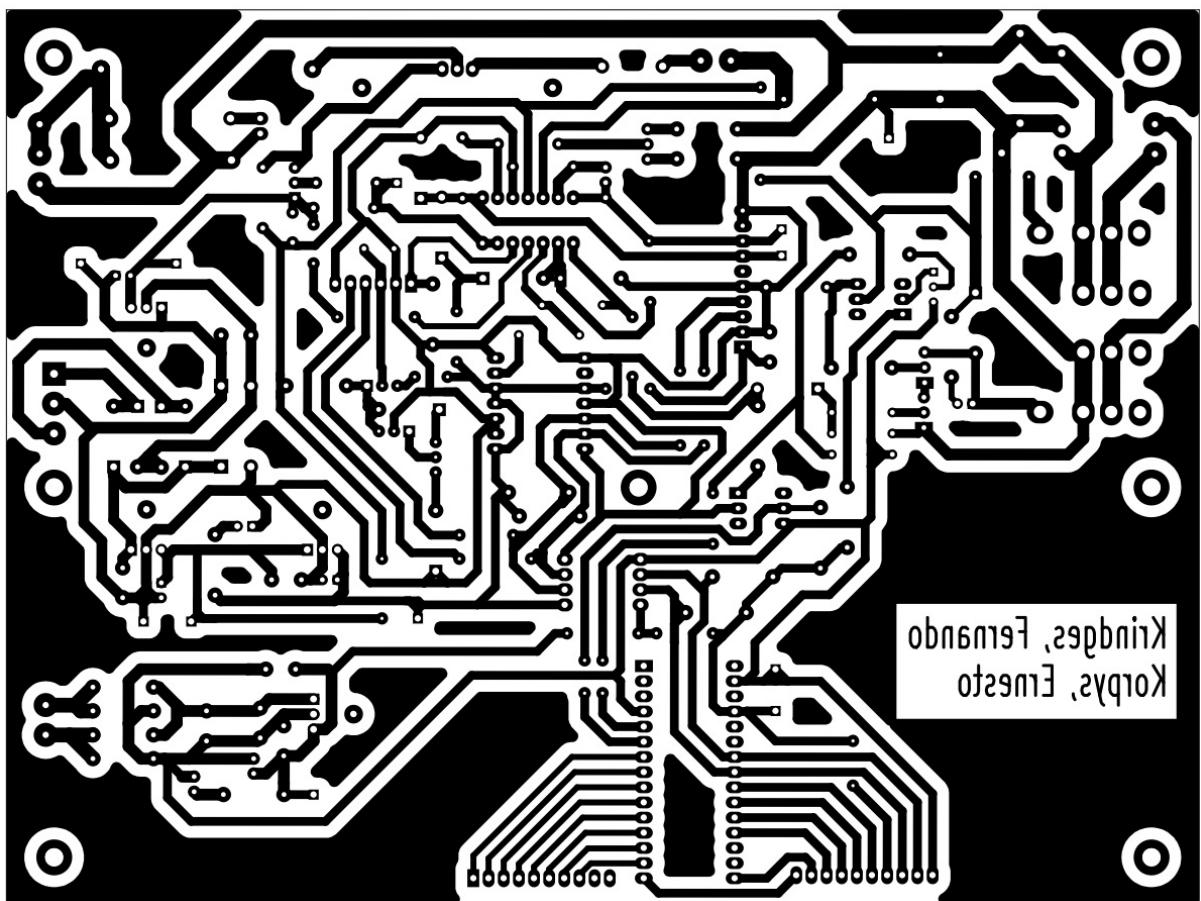


Figura 8.3: Primer prototipo de PCB.

Se incluye un modelo 3D en el diseño con el fin de visualizar la disposición y la accesibilidad de los componentes, asegurando que el montaje y el mantenimiento del PCB sean lo más eficientes posible. Este es presentado en la Figura 8.4.

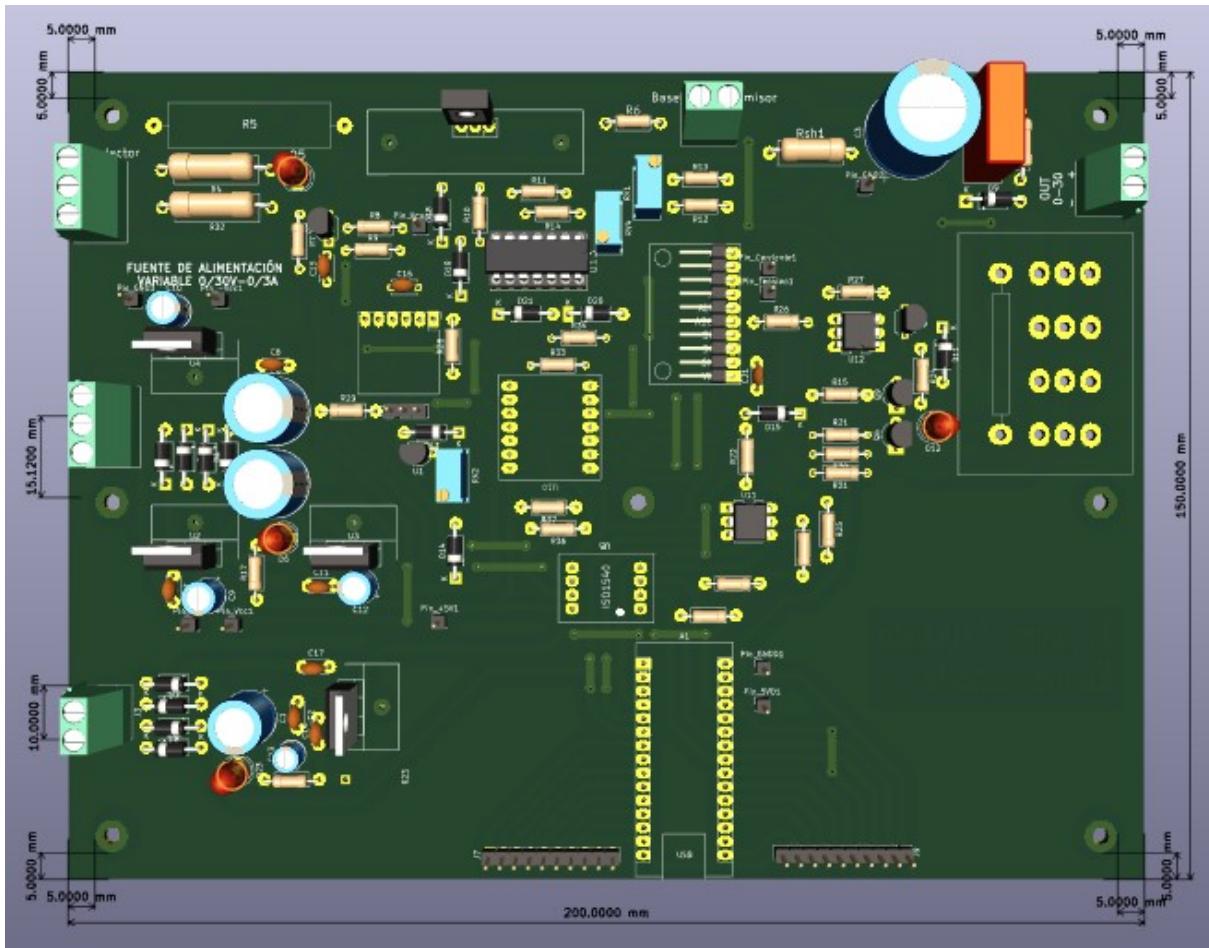


Figura 8.4: Vista 3D del primer prototipo.

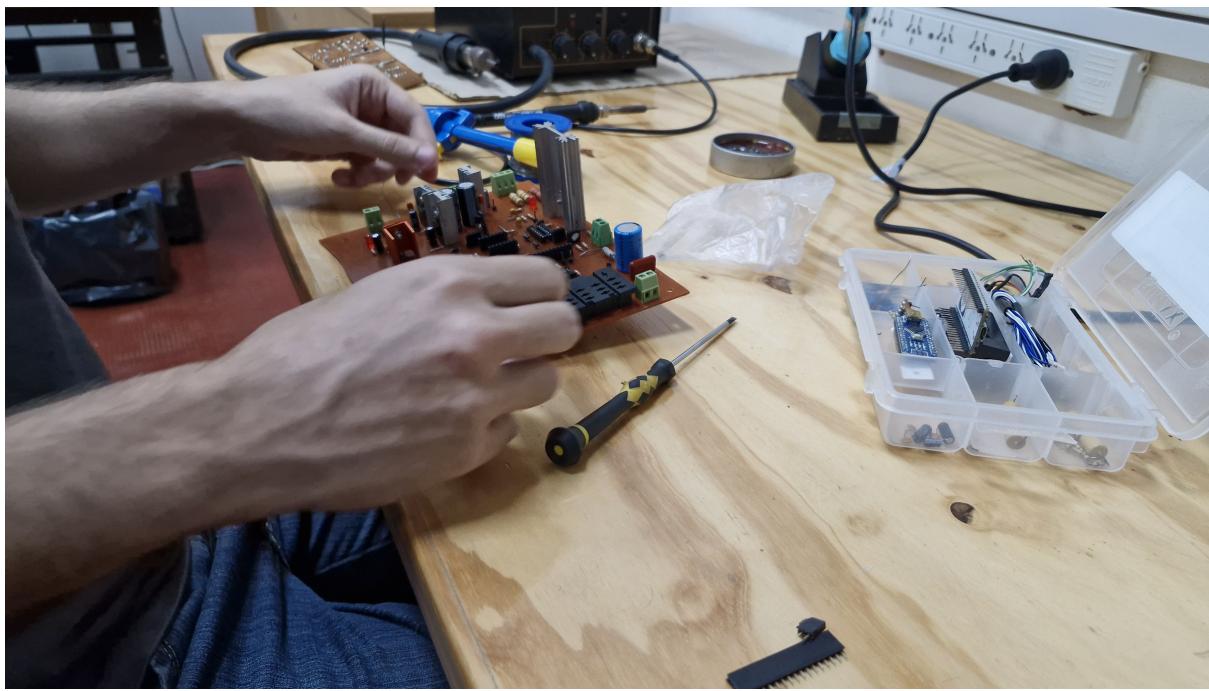


Figura 8.5: Montaje de los componentes en la placa.

### **8.3. Ensayo de laboratorio y pruebas prácticas.**

Una vez verificada la continuidad de las pistas, el adecuado funcionamiento de los componentes, y los niveles de tensión en varios puntos clave, se procedió a energizar la fuente con todos los transforma-

dores, tomando todas las precauciones necesarias para evitar daños a los componentes.

A partir de este punto, se realizó una serie de pruebas y ajustes detallados para garantizar el correcto funcionamiento de la fuente. Estas pruebas incluyen la verificación de la respuesta del sistema bajo diversas condiciones de carga y la evaluación de la estabilidad del lazo de control. El uso del osciloscopio fue fundamental en este proceso, como se aprecia en la Figura 8.6, ya que permitió observar en tiempo real cómo el lazo de control afectaba la salida de la fuente, aspecto crucial para el correcto desempeño del dispositivo. Durante estas pruebas, se monitorizaron diversos parámetros, tales como la tensión de salida, la respuesta transitoria, y el comportamiento ante variaciones en la carga. Cada ajuste se realizó con el objetivo de optimizar la *performance* del prototipo, asegurando que este cumpliera con los requisitos especificados y operara de manera eficiente y estable.

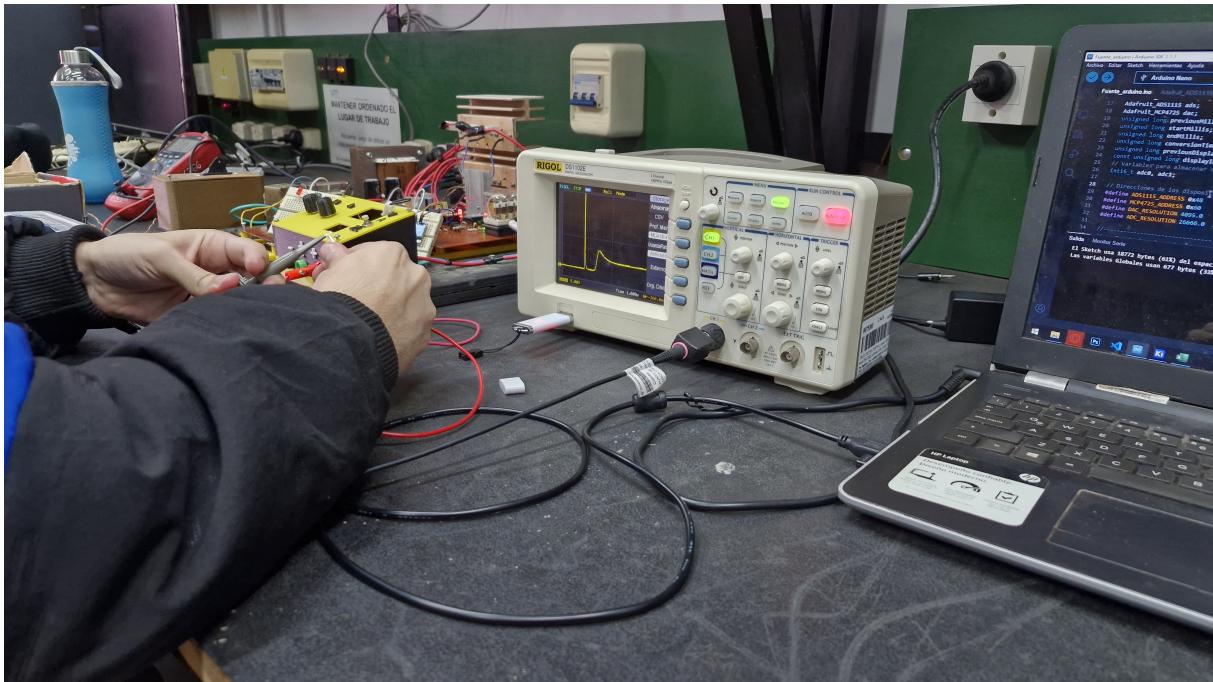


Figura 8.6: Ensayo con osciloscopio de la placa.

El resultado de estos ensayos fue satisfactorio, evidenciando que el diseño y la construcción del PCB fueron exitosos pero sin embargo no del todo concluyentes. Por lo que para la construcción del siguiente prototipo, se obtuvieron las siguientes observaciones que serán tomadas en cuenta.

## Observaciones

- Los transistores comienzan a operar con una acción de control mínima de 0,3V.
- Ante condición de vacío el capacitor de salida se carga y dispara su voltaje en cuestión de unos milisegundos, por lo que es necesario un control especial para contemplar este detalle.
- Cuando el DAC se inicializa establece su voltaje de salida en 2,5V. Luego de analizar su hoja de datos, es posible escribir en su memoria EEPROM el valor por defecto con el cual iniciará.
- Hubo un error en la asignación de la huella del DAC, teniendo dos de sus pines invertidos entre sí.

## Mejoras a realizar

- Ajuste de constantes de controlador.
- Ajuste de frecuencia de muestreo.
- Mejora de la estrategia de control.

- Arreglar la huella y el *ruteo* de las pistas relacionadas al DAC.

#### **8.4. Implementación de mejoras.**

## Capítulo 9

# Instrucciones de uso.

## 9.1. Procedimiento de utilización de la fuente

Esta sección del informe detalla el procedimiento adecuado para la operación del equipo bajo condiciones normales. Se describen los pasos necesarios desde la energización de los transformadores hasta la configuración de los valores, con el fin de garantizar un funcionamiento seguro del equipo.

1. Energización de los transformadores.
2. Inicialización del menu en el display.
3. Tecla B para moverse sobre el menú.
4. Selector de modo. (Tensión; Corriente; Rampa)
5. Tecla C para confirmar el modo escogido.
6. Tecla A para entrar al modo de edición de valores.
7. Cargar Valores con teclas numéricas.
8. Tecla # para poner en marcha la fuente desde la pantalla del modo.
9. Tecla para conectar la carga.
10. Desactivar la fuente en el menú con tecla D.

### 9.1.1. Diagrama de control de funcionamiento.

El diagrama de control del funcionamiento es una representación visual esencial que ilustra de manera clara y concisa los pasos y procesos involucrados en el manejo adecuado de un sistema o equipo. Este tipo de diagrama proporciona una guía visual detallada que facilita la comprensión y la ejecución de las tareas necesarias para operar el equipo de manera eficiente. El que se encuentra a continuación resume lo desarrollado en la parte superior de cual sería el procedimiento normal de utilización sin entrar en detalle acerca de errores y fallas imprevistas.

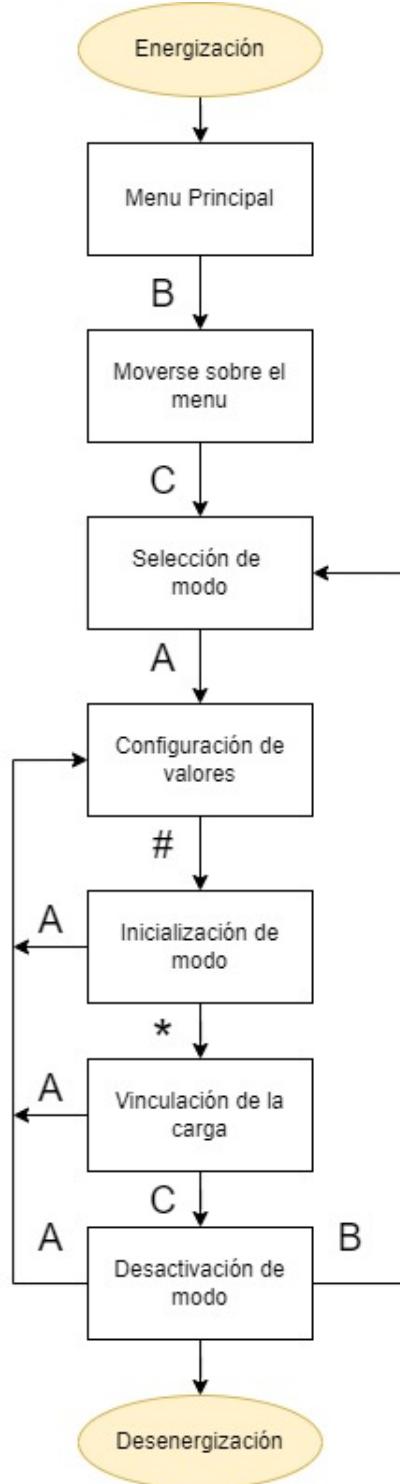


Figura 9.1: Diagrama de bloques del funcionamiento estándar.

## 9.2. Uso de teclado

El teclado es una interfaz fundamental en el proceso de interacción del usuario con la fuente de alimentación, permitiendo la configuración de parámetros y el control de diferentes modos de operación. Cada tecla tiene asignada una función específica para facilitar la navegación y la manipulación de la configuración. A continuación, se presenta un resumen de la función que realiza cada tecla:

- A: Editar valores.
- B: Moverse sobre el menú.
- C: Confirmar.

- D: Volver atrás.
- \*: Conectar la carga.
- #: Poner en marcha el modo.

### 9.3. Pantallas Disponibles

En el display se encuentran disponibles seis pantallas distintas, cada una con un propósito específico para la interacción del usuario con la fuente. A continuación, se detalla el contenido y la función de cada una.

Esta estructura proporciona al usuario una interfaz intuitiva y clara para interactuar con la fuente, facilitando la configuración y el monitoreo de los parámetros de salida.

1. **Pantalla Principal - Menú Principal:** Esta pantalla representa el menú principal desde el cual se puede navegar para configurar la fuente. Mediante un puntero, el usuario puede seleccionar el modo de operación deseado.
2. **Pantalla de Modo Tensión:** Al seleccionar este modo, la pantalla mostrará los valores configurados para la tensión. Además, proporcionará una visualización en tiempo real de las magnitudes de tensión registradas.
3. **Pantalla de Modo Corriente:** Similar al modo de tensión, esta pantalla muestra los valores configurados para la corriente. No incluye un campo para la tensión deseada, ya que se activa exclusivamente el modo de corriente.
4. **Pantalla de Modo Rampa:** Aquí se visualizan los valores de tiempo y tensión configurados, junto con los valores registrados en tiempo real y el tiempo transcurrido desde el inicio del modo de rampa.
5. **Pantalla de Carga Inválida:** Esta pantalla muestra un mensaje de error cuando los parámetros cargados no son válidos dentro de los límites constructivos de la fuente.
6. **Pantalla de Carga de Valores:** En esta pantalla se muestran los valores deseados de los parámetros. Se pueden cargar uno a la vez utilizando el teclado alfanumérico.



# Bibliografía

- [1] «Plantilla Proyecto Eléctrico - Universidad de Costa Rica.» (2017), dirección: <https://es.overleaf.com/latex/templates/plantilla-proyecto-electrico/thtnrybqfsbf>. (Accedido: 13/11/2022).
- [2] A. Technologies, «DC Power Supply Handbook,» *Application Note 90B*, 2000.
- [3] Tektronix. «PWS4000 Series Programmable DC Power Supplies.» (), dirección: <https://www.tek.com/product-series/pws4000-programmable-dc-power-supplies>. (Accedido: 13/11/2022).
- [4] L. Zhang y F. C. Lee, «High-Frequency Magnetic Integration for DC-DC Converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013.
- [5] J. W. Palmour y S. Scofield, «Wide Bandgap Semiconductor Devices for Power Electronics,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019.
- [6] M. Brown, «Smart Power Supplies: The Future of Power Management,» *Electronics Weekly*, 2020.
- [7] R. Kumar y P. Singh, «Miniaturization Techniques in Power Electronics,» *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 2017.
- [8] S. Hoffmann y M. Lang, «Integration of Renewable Energy Sources with Smart DC Grids,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2021.
- [9] J. Matijak E. & Pelinski, «Diseño y construcción de una fuente de alimentación DC lineal con control digital de tensión y corriente,» *Facultad de Ingeniería, UNaM*, 2023.
- [10] «ISO154X Low-Power Bidirectional I2C Isolators.» (), dirección: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso1541.pdf>. (Accedido: 02/07/2024).
- [11] «2N2222A Amplifier Transistor NPN Silicon.» (), dirección: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/p2n2222a-d.pdf>. (Accedido: 02/07/2024).
- [12] «TL084xx.» (), dirección: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/tl084ac.pdf>. (Accedido: 02/07/2024).
- [13] F. Botterón, «Diseño de controladores en el dominio de tiempo discreto,» *Sistemas de Control 2, Facultad de Ingeniería UNaM*, 2020.
- [14] KiCad. «KiCad EDA.» Versión 6.0.8. (2024), dirección: <https://kicad.org/>.

