

**Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional La Rioja**

Carrera de Ingeniería Electrónica

Trabajo Final de Grado:

Carga Electrónica DC Programable

Autores:

Cippitelli, Franco
Ibañez, Lucas Exequiel

Tutor:

Ing. Acevedo, Juan Aurelio

Asesores:

Ing. Sarroca, Esteban Antonio
Ing. Turra, Daniel Nicolas

Cátedra de Proyecto Final

Prof. Ing. Chain Pedro Rearte

JTP. Ing. Oscar Alberto Almonacid

Trabajo Final de Grado:

Carga Electrónica DC Programable

Autores:

- Cippitelli, Franco
- Ibañez, Lucas Exequiel

Docente Tutor:

- Ing. Acevedo, Juan Aurelio

Fecha de Examen: ____ / ____ / ____

(Leyenda "Aprobado")..... EL EXAMEN DE DEFENSA DEL PRESENTE TRABAJO FINAL DE GRADO HA MEREcido LA CALIFICACIÓN DE PUNTOS CONCEPTO:.....		
Tribunal Examinador:		
Presidente	Vocal 1°	Vocal 2°

Agradecimientos

A nuestras familias por el apoyo incondicional desde el momento que decidimos ingresar en la carrera.

A nuestro tutor, Ingeniero Electrónico Acevedo, Juan Aurelio quien dedicó parte de su tiempo y nos asesoró en la materialización de este proyecto.

A nuestros Asesores, Ing. Sarroca, Esteban Antonio e Ing. Turra, Daniel Nicolás por su predisposición para encaminar este proyecto.

A nuestro compañero Coll, Diego quien fue el que nos propuso realizar este proyecto para las necesidades de su empresa LARTEC. Siempre estuvo a disposición colaborando con los equipos y el espacio para realizar mediciones necesarias para concretar este trabajo.

Agradecemos sinceramente a nuestros compañeros que generosamente nos facilitaron equipos de medición, cuya ayuda fue invaluable y sin la cual todo habría sido considerablemente más complicado.

A la Universidad Tecnológica Nacional por abrirnos sus puertas y brindarnos una educación de excelente calidad.

Agradecemos a nuestros profesores, por ser nuestros guías en nuestra formación académica y forjarnos como profesionales.

Resumen

La tesis presenta el diseño y desarrollo de un prototipo funcional de una Carga Electrónica Programable DC (CEP DC). Los objetivos fueron investigar opciones de cargas electrónicas en el mercado, desarrollar un prototipo de bajo costo, implementar modos de funcionamiento y cumplir especificaciones del cliente. Se utilizó un microcontrolador ESP32 para el control del sistema y se lograron funcionalidades clave como el modo de corriente constante y voltaje constante. Aunque no se alcanzaron todos los objetivos, el prototipo representa una herramienta prometedora para pruebas y mediciones en el campo de la ingeniería electrónica.

Abstract

The thesis presents the design and development of a functional prototype of a DC Programmable Electronic Load (CEP DC). The objectives were to investigate electronic load options in the market, develop a low-cost prototype, implement modes of operation and meet customer specifications. An ESP32 microcontroller was used for system control and key functionalities such as constant current and constant voltage mode were achieved. Although not all objectives were achieved, the prototype represents a promising tool for tests and measurements in the field of electronic engineering.

Índice General

Agradecimientos	3
Resumen	4
Abstract	4
Índice General	6
LISTA DE FIGURAS	9
LISTA DE TABLAS	12
LISTA DE ABREVIATURAS Y SÍMBOLOS	13
Introducción	15
Capítulo 1	18
Objetivos	18
➤ Objetivos Generales	18
➤ Objetivos Específicos	18
Capítulo 2	20
Marco Teórico	20
Investigación	20
Modo de corriente constante	23
Modo de voltaje constante	24
Modo de resistencia constante (R ajustable)	25
Modo de Potencia Constante	26
Análisis de las herramientas de software	28
Capítulo 3	30
Metodología	30
Diseño	32
3.1 Módulo de Potencia	33
Mosfets	33
Resistencias Shunt	44
3.2 Amplificador Push-Pull Seguidor	1
3.3 Controlador PI	1
Modelizado de la Planta	1
Cálculos del controlador PI- Primer aproximación	1
Modelizado de la Planta y Cálculos del Controlador PI- Segunda Aproximación	1
3.4 Medición de corriente	1
3.5 Medición de voltaje	1
3.6 Medición de temperatura	1
3.7 Módulo de control	1

Selección de la Plataforma	1
Funcionalidades y características del Módulo de Control	1
3.8 Módulo de adaptación de señales	1
DAC MCP4725	1
ADC AD7606	1
Integración y Comunicación entre el DAC y el ADC	1
3.9 Módulo de interfaz hombre máquina	1
Conexión del LCD ST7920 con el ESP32	1
Encoder en la interfaz HMI	1
Características Básicas del Encoder EC11	1
Conexión del CD4532BE en la Interfaz HMI	1
Configuración de las Entradas y Salidas del CD4532BE	1
Descripción de las Señales en las Entradas	1
Integración de las Señales en el Sistema	1
3.10 Módulo de alimentación	1
3.11 Protecciones	1
Protección de Sobre Voltaje	1
Protección de Sobrecorriente	1
Comparador LM311	1
3.12 Software Embebido	1
Capítulo 4	1
Implementación	1
Capítulo 5	1
Resultados	1
5.1 Tests unitarios	1
5.1.1 Módulo de alimentación	1
5.1.2 Módulo de Control	1
5.1.3 Módulo de HMI	1
Nota. Descripción gráfica del HMI con el cual interactúa	1
5.1.4 Módulo de Potencia	1
5.1.4.1 Medición en A6841	1
5.1.4.2 Medición en DAC	1
5.1.4.3 Medición en ADC	1
5.1.5 Costos	1
5.1.6 Características Finales de la Carga Electrónica DC Programable	1
Capítulo 6	1
Discusión	1

6.1 Cumplimiento de los Objetivos Generales y Específicos	1
6.2 Investigación y Comparación con Cargas Electrónicas en el Mercado	1
6.3 Cumplimiento del Objetivo de Costo	1
6.4 Funciones de la CEP DC	1
6.5 Cumplimiento de las Especificaciones del Cliente (LARTEC)	1
6.6 Funciones de Seguridad	1
6.7 Conectividad a una PC	1
6.8 Objetivos no Cumplidos	1
Capítulo 7	1
Conclusiones	1
Bibliografía	1
Sitios Web	1
Libros	1
Notas de Aplicación	1
ANEXOS	1

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 2

- Figura 2.1 Corriente constante
- Figura 2.2 Voltaje constante
- Figura 2.3 Resistencia constante
- Figura 2.4 Potencia constante
- Figura 2.5 Diagrama en bloques de la CEP DC
- Figura 2.6 Herramientas digitales

Capítulo 3

- Figura 3.1 Mosfets en paralelo
- Figura 3.2 Propagación térmica en un MOSFET
- Figura 3.3 IRLZ44N
- Figura 3.4 Catálogo disipador de la marca disipa
- Figura 3.5 Cooler Noganet SN-211
- Figura 3.6 Modelo de propagación térmica para 4 MOSFET
- Figura 3.7 Mosfets en paralelo propagación térmica modelo simplificado
- Figura 3.8 Zona de operación segura del IRLZ44N
- Figura 3.9 Diagrama en bloque CEP DC
- Figura 3.10 Módulo de conmutación del MOSFET
- Figura 3.11 Amplificador Push-Pull seguidor
- Figura 3.12 Circuito de la planta a modelar
- Figura 3.13 Esquema general de un amplificador sumador no inversor
- Figura 3.14 Curvas de respuesta al aplicar un escalón de 3,3V a la planta
- Figura 3.15 Medición de la señal de salida cuando a la planta se le aplica un escalón de 3,3V
- Figura 3.16 Gráfica respuesta al escalón por parte de la planta, original e interpolación
- Figura 3.17 Detalle de los valores almacenados en el vector interpolado de tiempos "TresampledB"
- Figura 3.18 Respuesta original e interpolación corregida
- Figura 3.19 Ajustes del PID Tuner para determinar la función de transferencia de la planta
- Figura 3.20 Primera aproximación de la respuesta de la planta
- Figura 3.21 Ajuste de tiempo muerto y parámetros de algoritmo de estimación
- Figura 3.22 Resultados de la estimación de la planta por parte de PID Tuner
- Figura 3.23 Comparación de la respuesta a un escalón por parte del sistema aproximado por PID Tuner y la respuesta obtenida experimentalmente
- Figura 3.24 Configuración del PID Tuner para el cálculo del PI
- Figura 3.25 Gráfica respuesta del controlador PI calculada por el PID Tuner
- Figura 3.26 Gráfica respuesta del controlador PI calculada por el PID Tuner
- Figura 3.27 Diagrama en bloque del controlador PI en simulink
- Figura 3.28 Comparación de las respuestas de los controladores

- Figura 3.29** Medición de la respuesta a del sistema en lazo cerrado con el controlador PI en laboratorio
- Figura 3.30** Circuito amplificador sumador no inversor y amplificador diferenciador
- Figura 3.31** Combinación de amplificador sumador no inversor de 4 canales y un amplificador diferenciador
- Figura 3.32** Comparación de las respuestas de los controladores PI
- Figura 3.33** Respuesta del sistema en lazo cerrado con el controlador PI en laboratorio
- Figura 3.34** Respuesta del sistema en lazo cerrado con la reducción de la ganancia K_p del controlador PI
- Figura 3.35** Amplificador sumador no inversor
- Figura 3.36** Esquema general de un amplificador sumador no inversor
- Figura 3.37** Conexión de la CEP DC a cuatro hilos
- Figura 3.38** Divisor resistivos usado en la medición de tensión en bornes del DUT
- Figura 3.39** Microcontrolador ESP32
- Figura 3.40** MCP4725
- Figura 3.41** AD7606
- Figura 3.42** ST7920
- Figura 3.43** EC11
- Figura 3.44** CD4532BE
- Figura 3.45** *Esquema de fuente de alimentación*
- Figura 3.46** Ripple
- Figura 3.47** Periodo de ripple
- Figura 3.48** Circuito protección por sobretensión
- Figura 3.49** Relé de conmutación
- Figura 3.50** Circuito protección por sobrecorriente
- Figura 3.51** VS Code con la extensión de PlatformIO
- Figura 3.52** Diagrama en bloques de la programación

Capítulo 4

- Figura 4.1** Diseño final placa de alimentación (Front)
- Figura 4.2** Diseño final placa de alimentación (Back)
- Figura 4.3** Diseño final placa de control (Front)
- Figura 4.4** Diseño final placa de HMI (Front)
- Figura 4.5** Diseño final placa de potencia (Front)
- Figura 4.6** Diseño final placa de potencia (Back)
- Figura 4.7** Carcasa vista frente
- Figura 4.8** Carcasa vista interior
- Figura 4.9** Carcasa vista posterior
- Figura 4.10** Carcasa en desarmado
- Figura 4.11** CEP DC Final

Capítulo 5

- Figura 5.1** PCB placa de alimentación

Figura 5.2 Entorno gráfico
Figura 5.3 Teclado

LISTA DE TABLAS

Capítulo 3

Tabla 3.1	Equivalencias.
Tabla 3.2	Especificaciones CEP DC
Tabla 3.3	Consumo de cada componente
Tabla 3.4	Consumos totales de la CEP
Tabla 3.5	Distribución de consumo

Capítulo 5

Tabla 5.1	Medición de tensión
Tabla 5.2	Respuesta del ADC
Tabla 5.3	Respuesta del ADC cálculo $XY - X^2$
Tabla 5.4	Respuesta del ADC aproximación por mínimos X^2
Tabla 5.5	Costos placa de alimentación
Tabla 5.6	Costos placa de control
Tabla 5.7	Costos placa de HMI
Tabla 5.8	Costos placa de potencia
Tabla 5.9	Características CEP DC

LISTA DE ABREVIATURAS Y SÍMBOLOS

AC	-	Corriente alterna
ADC	-	Convertor Analógico-Digital (Analog-to-digital converter)
BJT	-	Transistor bipolar de unión
CC	-	Corriente constante
CEP	-	Carga Electrónica Programable
CEP DC	-	Carga Electrónica Programable de Corriente Continua
D	-	Drenaje (Drain)
DAC	-	Convertor Digital-Analógico (Digital-to-analog converter)
DC	-	Corriente Directa
DUT	-	Dispositivo bajo prueba (Device under test)
EDA	-	Automatización del diseño electrónico
ESP-IDF	-	Espressif IoT Development Framework
FP	-	Factor de proporcionalidad
FreeRTOS	-	Sistema operativo de tiempo real
G	-	Puerta (Gate)
HMI	-	Interfaz hombre máquina
IGBT	-	Transistor bipolar de puerta aislada
IDE	-	Entorno de desarrollo integrado
MOSFET	-	Transistor de efecto de campo metal óxido semiconductor
μC	-	Microcontrolador
PC	-	Potencia constante
PD	-	Potencia disipada
PI	-	Proporcional integrador
PCB	-	Placa de circuito impreso
RC	-	Resistencia constante
S	-	Fuente (Source)
SoC	-	Sistema en un chip
VC	-	Voltaje constante
VDSS	-	Tensión Sostenida Drenaje-Fuente
VADC	-	Voltaje de entrada al convertor ADC
Vi	-	Voltaje de entrada
Vo	-	Voltaje de salida
VS Coder	-	Visual Studio Code

Introducción

En el ámbito de la ingeniería electrónica, la Carga Electrónica Programable DC (CEP DC) se ha convertido en una herramienta de suma importancia para llevar a cabo pruebas y mediciones en dispositivos que se comporten como fuentes de corriente y de tensión de corriente continua. La CEP DC permite simular diversas condiciones de carga, otorgando un control preciso sobre las variables eléctricas y facilitando la evaluación del desempeño y eficiencia de distintos dispositivos bajo escenarios específicos.

Este informe presenta el diseño y desarrollo de un prototipo funcional de una CEP DC, con el propósito de cumplir con rigurosos estándares de precisión, exactitud y resolución, necesarios para su empleo en pruebas técnicas. Se plantean objetivos específicos que involucran la exploración de opciones disponibles en el mercado, la implementación de modos de funcionamiento y la incorporación de características de seguridad para garantizar el correcto desempeño del dispositivo bajo prueba.

El proyecto se fundamenta en la aplicación de tecnologías, tales como el microcontrolador ESP32 y librerías personalizadas, para asegurar una comunicación efectiva entre los distintos componentes del sistema. Además, se ha integrado una Interfaz Gráfica para facilitar la visualización y registro de datos, posibilitando un análisis detallado de los resultados obtenidos.

A lo largo de este informe, se describe el proceso de diseño, los métodos de implementación y los resultados obtenidos a través de las pruebas realizadas con el prototipo de CEP DC. Si bien se reconoce que algunos objetivos pueden no haber sido alcanzados en su totalidad, los progresos logrados constituyen un sólido punto de partida para futuras mejoras y desarrollos en el campo de las cargas electrónicas programables.

En resumen, el presente informe tiene como objetivo presentar una visión completa y coherente del diseño y funcionamiento del prototipo de CEP DC, resaltando su potencial como una valiosa herramienta de laboratorio para la verificación y comprensión del comportamiento de los dispositivos bajo prueba.

Capítulo 1 - Objetivos

Objetivos Generales

El propósito central del presente proyecto consiste en diseñar y construir un prototipo funcional de una Carga Electrónica Programable DC (CEP DC). Para ser considerada funcional la CEP DC deberá cumplir con los requerimientos mínimos necesarios de precisión y exactitud, además de una resolución adecuada tanto en sus parámetros de ajuste como en los resultados de las mediciones obtenidas para que su utilidad y valor de aplicación sea real.

Objetivos Específicos

- Investigar en base a las opciones de cargas electrónicas que se pueden conseguir en el mercado los estándares definidos respecto a su HMI, posibilidades de conectividad, etc. Todo esto en vista a que la CEP DC diseñada no diste demasiado de lo que un usuario común de estos dispositivos está acostumbrado a operar.
- Lograr que el prototipo desarrollado tenga un costo inferior a los dispositivos de similares características que puedan conseguirse en el mercado.
- Construir un prototipo de CEP DC capaz de brindar los modos básicos de funcionamiento que un dispositivo de estas características suele tener:
 - Modo de corriente constante.
 - Modo de voltaje constante.
 - Modo de resistencia constante.
 - Modo de potencia constante.
 - Modo de ciclo programable: permite al usuario programar un ciclo de estrés que combina características de los 4 modos básicos antes mencionados.

- La CEP DC diseñada deberá cumplir las especificaciones mínimas definidas con la ayuda de nuestro cliente LARTEC para que pueda ser de utilidad en las pruebas que ellos necesitan realizar. (Anexo 3)
- El prototipo deberá tener funciones de seguridad que permitan proteger tanto al dispositivo bajo prueba como a la CEP DC ante posibles fallas. Algunas de dichas funciones deberán ser:
 - Ajuste de límite de corriente.
 - Ajuste de límite de potencia.
 - Control de temperatura de la electrónica de potencia.
 - Alarma de conexión en modo inverso.
- Adicionar a la CEP DC diseñada la posibilidad de conectarse a una PC para poder registrar los datos y mediciones realizadas para su posterior análisis.

Capítulo 2 - Marco Teórico

Investigación

Una carga electrónica programable es un dispositivo utilizado para simular la carga de un circuito eléctrico. Permite a los diseñadores, ingenieros y técnicos probar y validar fuentes de alimentación, baterías, paneles solares y otros sistemas que generen o consuman energía eléctrica. Estas cargas electrónicas son particularmente útiles en el desarrollo, prueba y mantenimiento de equipos electrónicos, ya que ofrecen un control preciso sobre la carga y permiten simular diferentes perfiles de funcionamiento.

En este proyecto, la investigación se centró en los tipos de cargas electrónicas comerciales, características más comunes, modos de funcionamiento, proyectos similares y herramientas digitales para el desarrollo de la CEP DC. Anteriormente, las cargas electrónicas eran costosas y a menudo diseñadas a medida, lo que limitaba su disponibilidad y aplicabilidad en diversos proyectos. Con los avances en la tecnología y la creciente demanda de pruebas más precisas y controladas, se impulsó la idea de crear una carga electrónica programable que fuera accesible y adaptable a una amplia gama de aplicaciones.

A continuación, explicaremos los distintos tipos de carga electrónica programable comerciales disponibles en el mercado, presentaremos cada tipo de carga de manera breve y sus aplicaciones específicas.

- Carga electrónica DC: Diseñada para trabajar con corriente continua (DC), esta carga electrónica permite simular diferentes niveles de tensión, corriente y resistencia. Es ampliamente utilizada en pruebas de fuentes de alimentación, baterías y sistemas electrónicos de corriente continua.

- Carga electrónica AC: Esta categoría de carga electrónica se emplea en pruebas de dispositivos que operan con corriente alterna (AC). Permite simular condiciones de carga, descarga y resistencia en sistemas de energía alterna.
- Carga electrónica híbrida: Algunas cargas electrónicas están diseñadas para trabajar tanto con corriente continua como con corriente alterna, lo que las hace versátiles y adecuadas para una amplia variedad de aplicaciones.
- Carga electrónica regenerativa: Estas cargas electrónicas tienen la capacidad de devolver la energía absorbida durante las pruebas a la fuente de alimentación, reduciendo así el consumo de energía y minimizando la disipación de calor.
- Carga electrónica programable de alta potencia: Diseñadas para manejar altas potencias y corrientes, estas cargas electrónicas son ideales para pruebas en sistemas de energía, electrónica de potencia y dispositivos de alta capacidad.

Seguidamente, profundizaremos en las características compartidas por estos equipos.

- Interfaz de usuario intuitiva: La mayoría de las cargas electrónicas comerciales cuentan con una interfaz fácil de usar, que permite a los usuarios configurar y controlar las pruebas de manera sencilla.
- Capacidades de programación: Estas cargas electrónicas suelen ofrecer funciones de programación avanzadas, que permiten la automatización de pruebas repetitivas y secuencias de prueba complejas.
- Protecciones integradas: Para garantizar la seguridad tanto del equipo bajo prueba como del usuario, las cargas electrónicas suelen incluir protecciones contra sobrecorriente, sobretensión, sobret temperatura, entre otras.

- **Medición precisa:** Las cargas electrónicas comerciales suelen estar equipadas con sistemas de medición altamente precisos, que permiten evaluar con exactitud el comportamiento del dispositivo bajo prueba.

En cuanto a los modos de funcionamiento, estos dispositivos cuentan con diversas modalidades de accionar que se adaptan a diferentes situaciones de prueba. Cada modo se logra gracias a un avanzado control electrónico y a la retroalimentación en tiempo real de las variables eléctricas. Esto permite a la carga electrónica mantener constantes la corriente, el voltaje, la resistencia o la potencia, según la categoría seleccionada. Con ello, la posibilidad de realizar pruebas precisas y controladas en dispositivos electrónicos, permitiendo evaluar su rendimiento bajo condiciones específicas de carga. Tal es así que seguidamente detallaremos cada una de las posibles formas de trabajo de la CEP.

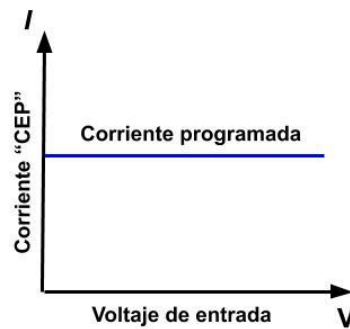
Modo de corriente constante

Para conseguir este comportamiento, se mantiene una corriente constante seteada por el usuario independientemente de las posibles variaciones de tensión que puedan existir. Cuando se conecta a un dispositivo bajo prueba (DUT), ajusta automáticamente el voltaje para mantener la corriente constante, permitiendo que el dispositivo funcione con una carga constante. Este modo es ideal para pruebas que requieren una corriente precisa y estable, como verificar la capacidad de un dispositivo para operar dentro de ciertos límites de corriente.

Para lograrlo, la carga electrónica monitorea continuamente la corriente que fluye a través del dispositivo y realiza ajustes en el voltaje de salida en tiempo real para mantener la corriente constante en el valor deseado (Figura 2.1).

Figura 2.1

Corriente constante



Nota. Para diferentes voltajes la misma corriente

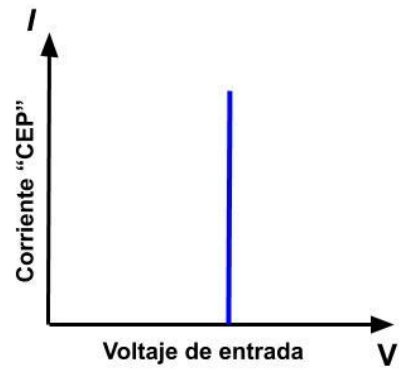
Modo de voltaje constante

En el modo CV (voltaje constante) la CEP DC trata de absorber la corriente necesaria para mantener constante, en sus terminales de entrada, el valor del voltaje programado por el usuario. Existen limitaciones ya que una corriente excesiva puede destruir tanto la carga como el DUT. Esta forma es comúnmente empleada para probar las protecciones de corriente de las fuentes o simular la operación de una batería para probar cargadores.

Para ello, se monitorea constantemente el voltaje aplicado al dispositivo bajo prueba y ajusta automáticamente la corriente de salida para mantener el voltaje constante en el valor deseado (Figura 2.2).

Figura 2.2

Voltaje constante



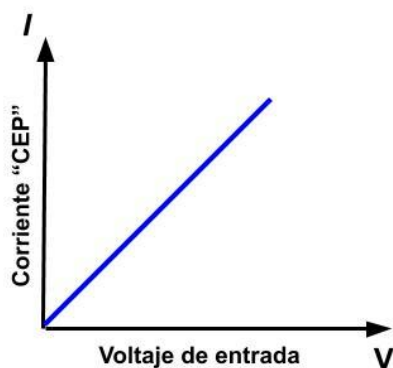
Nota. Para diferentes corrientes el mismo voltaje

Modo de resistencia constante (R ajustable)

En este modo de trabajo, la carga se comporta como si fuera una resistencia de valor fijo pero cuyo valor es programado por el usuario. Es entonces que la carga tomará un valor directamente proporcional a la corriente. Este modo es valioso para simular diferentes cargas resistivas que puede encontrar un dispositivo y para evaluar cómo responde a diferentes niveles de resistencia.

Figura 2.3

Resistencia constante



Nota. Relación lineal entre corriente y voltaje

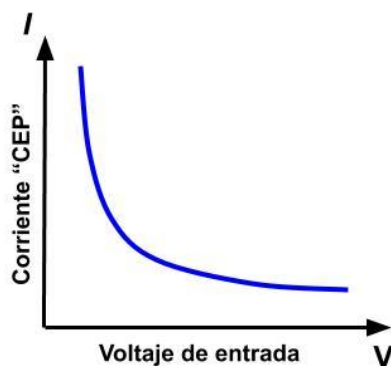
Para conseguirlo, la carga electrónica ajusta tanto el voltaje como la corriente de salida para obtener el valor de resistencia deseado (Figura 2.3). La carga electrónica calcula y controla estos valores para mantener la resistencia constante incluso si cambian las condiciones del dispositivo bajo prueba.

Modo de Potencia Constante

En este modo de funcionamiento, la carga tomará una corriente inversamente proporcional a la tensión presente en bornes para llegar a la potencia seteada por el usuario. El modo de potencia constante se utiliza en diversas aplicaciones donde es necesario simular una carga resistiva con potencia constante, como pruebas de eficiencia energética, caracterización de fuentes de alimentación y sistemas de almacenamiento de energía. Al mantener una potencia constante, la carga electrónica permite evaluar el rendimiento de la fuente de alimentación o el sistema bajo condiciones estables y controladas, lo que es esencial para el diseño, desarrollo y prueba de dispositivos electrónicos y sistemas eléctricos.

Figura 2.4

Potencia constante



Nota. Relación inversamente proporcional entre corriente y voltaje

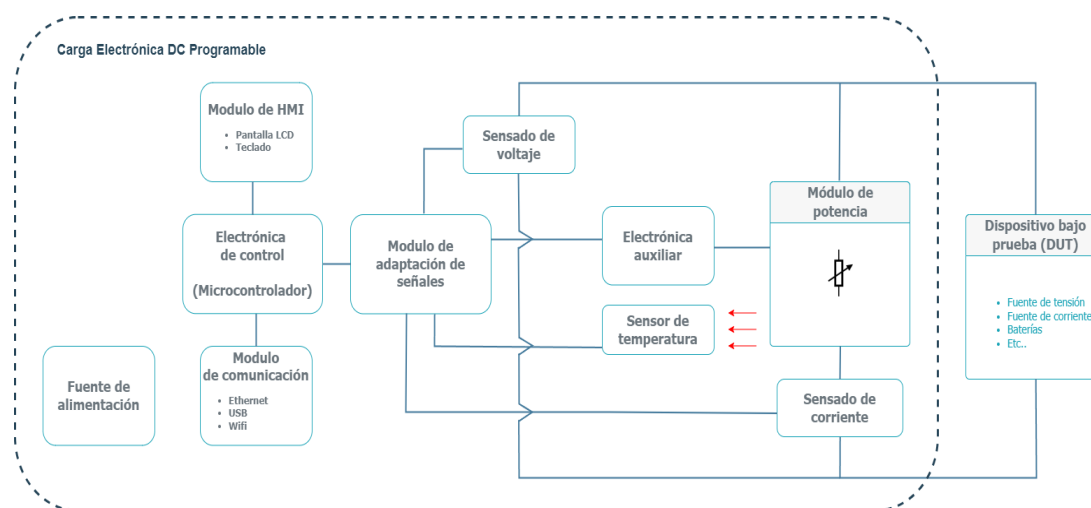
Para este modo de funcionamiento se debe medir la tensión presente en los terminales de entrada de la carga, calcular la corriente apropiada que permita a la CEP DC disipar la potencia que ha sido programada (Figura 2.4). Si aumenta la resistencia del dispositivo bajo

prueba, la carga electrónica disminuirá el voltaje y aumentará la corriente para mantener la potencia constante, y viceversa.

Luego de una minuciosa investigación y posterior análisis comparativo de estos equipos, se optó por establecer diferentes sectores en una CEP, que a partir de ahora serán conocidos como "Módulos". Esta estrategia se llevó a cabo con el objetivo primordial de simplificar el flujo de trabajo. La decisión de la sectorización se fundamentó exclusivamente en la función específica que cada uno de estos módulos cumple en el conjunto del proyecto (Figura 2.5).

Figura 2.5

Diagrama en bloques de la CEP DC



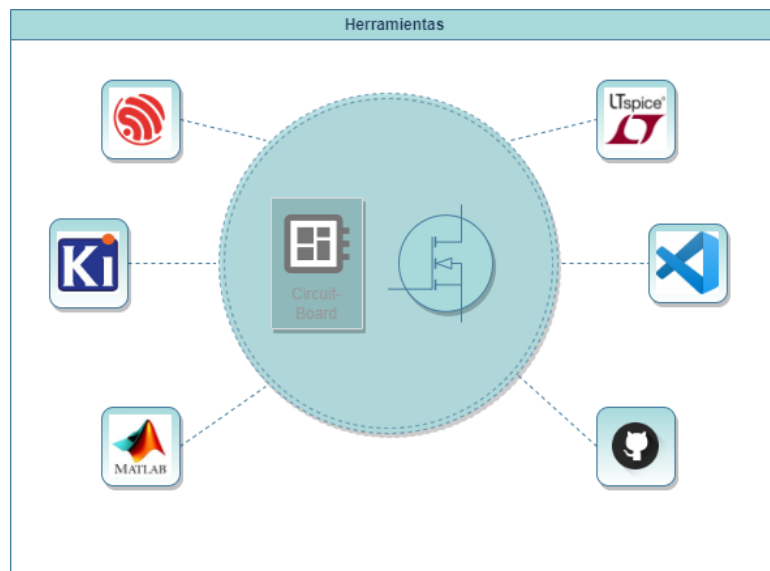
Nota. Descripción de ubicación y conexión entre módulos.

Análisis de las herramientas de software

En el contexto de proyectos de alta complejidad, el análisis de las herramientas de software es un aspecto crítico y fundamental para alcanzar el éxito en el desarrollo. Estas herramientas se han vuelto vitales en la actualidad, ya que incrementan drásticamente la eficiencia del trabajo y reducen significativamente los tiempos de desarrollo. La amplia variedad de opciones disponibles en esta esfera demanda una investigación exhaustiva y un análisis comparativo para seleccionar aquellas que mejor se ajusten a las necesidades específicas del proyecto.

La selección de las herramientas digitales se llevó a cabo con base en la investigación previa y la experiencia del equipo de proyectistas. Cada elección se sustentó en un análisis detallado de las capacidades y ventajas que cada programa ofrecía, garantizando así un enfoque eficiente y efectivo para abordar los desafíos del proyecto. Es relevante destacar que esta elección no se limitó únicamente a una decisión puntual, sino que implicó la capacitación de los miembros del equipo para dominar el uso adecuado de las herramientas seleccionadas(Figura 2.8).

En síntesis, las herramientas digitales son una parte indispensable en proyectos de alta complejidad, desempeñando un rol crucial en la consecución de los objetivos planteados. La selección adecuada de estas herramientas y su eficaz utilización influyen directamente en la eficiencia y el éxito del desarrollo.

Figura 2.6*Herramientas digitales*

Nota. Logos de las herramientas usadas

Capítulo 3 - Desarrollo

Metodología

Para el desarrollo de esta tesis se aplicó la metodología Scrum pero adoptada a un equipo de dos personas basándonos en algunos de los pilares de su filosofía:

- División de las etapas de ejecución en tareas clasificadas por su importancia, determinando la dependencia entre ellas para reconocer las oportunidades de su realización en paralelo.
- Reuniones periódicas para verificar el avance de las tareas.
- Verificaciones cruzadas para identificar errores o posibilidades de mejora/optimización.

Es así que, utilizando la mecánica de trabajo antes mencionada, la realización de esta tesis consistió en una primera etapa de investigación donde se buscó comprender el estado del arte respecto a las Cargas Electrónicas Programables (CEP). Para ello, se consultaron sitios web especializados en internet, manuales de CEP comerciales, además de diseños y proyectos de código abierto disponibles en línea

Los conocimientos adquiridos en la etapa de investigación nos permitió determinar las características constructivas y funcionales esenciales de una CEP DC. Luego, se definió un diseño básico tipo diagrama en bloques donde se muestran las partes básicas que debería tener la CEP DC a desarrollar (Figura 2.5) para cumplir con los requerimientos planteados.

El mencionado diagrama en bloque de la CEP DC permitió dividir el problema en partes más pequeñas para luego poder desarrollar el primer diseño detallado del dispositivo. Esta etapa consistió en determinar los componentes electrónicos necesarios para construir los bloques de la CEP, su interconexión dentro de dichos bloques y cómo afecta la interconexión entre bloques.

Cabe mencionar que el diseño de dichos bloques siguió una secuencia lógica basada en comenzar por el bloque que consideramos troncal en el funcionamiento de la CEP para luego ir hacia los bloques secundarios cuya estructura termina condicionada por este bloque central. Por lo tanto, en primera instancia se comenzó con el bloque de potencia y su electrónica auxiliar. Luego continuamos con los bloques de sensores (corriente, voltaje y temperatura), seguido del bloque de adaptación de señales y el bloque HMI. Con todos los bloques anteriores definidos se continuó con el diseño del bloque de control cuyo actor principal es el microcontrolador. Finalmente, y ya conociendo los consumos de energía en términos generales de la CEP DC se dimensionó el bloque de la fuente de alimentación.

En este punto, con el hardware ya definido, se comenzó con el desarrollo del software embebido a ser cargado en el microcontrolador.

Posterior a este primer diseño de hardware/software se procedió a realizar prototipos de los bloques de la CEP para luego someterlos a pruebas de laboratorio por separado. Esto nos permitió comprobar su validez y hacer ajustes del diseño. Es decir, se realizó una revisión del diseño detallado en base a pruebas experimentales.

Finalmente se ensambló la CEP en su totalidad para luego realizar pruebas en conjunto además de los ajustes finales del software embebido.

Diseño

Como resultado de la etapa de investigación referida a estos dispositivos denominados Cargas Electrónicas Programables y con el objetivo de desarrollar uno de tipo Corriente Constante se ha planteado, como se muestra en la Figura 2.5, un esquema en bloques donde se identifican sus partes fundamentales y su interconexión.

Este esquema en bloques es nuestro punto de partida en el desarrollo del primer diseño básico de la CEP DC. Dicho esquema nos permite dividir el problema en partes más sencillas, además de darnos una secuencia a seguir durante la definición de los componentes electrónicos que integrarán las partes de la CEP DC.

Es así que en el proceso de diseño se comenzó con lo que consideramos el bloque troncal del dispositivo y que según su implementación define en gran medida el resto de los componentes electrónicos a usar en la CEP DC.

3.1 Módulo de Potencia

Mosfets

En este bloque el elemento más importante es el componente electrónico encargado de modular la potencia que consume la CEP DC. Dicho elemento es el que permite simular los distintos perfiles de carga que se emplean para verificar el funcionamiento del dispositivo bajo prueba o DUT (device under test).

Los componentes electrónicos que pueden cumplir esta función son:

- Transistores BJT de potencia
- MOSFET
- IGBT

Sin embargo, para la construcción de CEPs se prefiere usar principalmente MOSFET para CEPs de baja y media potencia, mientras que para las CEPs de alta potencia se emplean IGBTs. La preferencia de usar MOSFET o IGBT en lugar de transistores bipolares de potencia se debe principalmente a que las compuertas de los primeros se controlan por voltaje a diferencia de la base de los transistores que es controlada por corriente. Esto hace que los

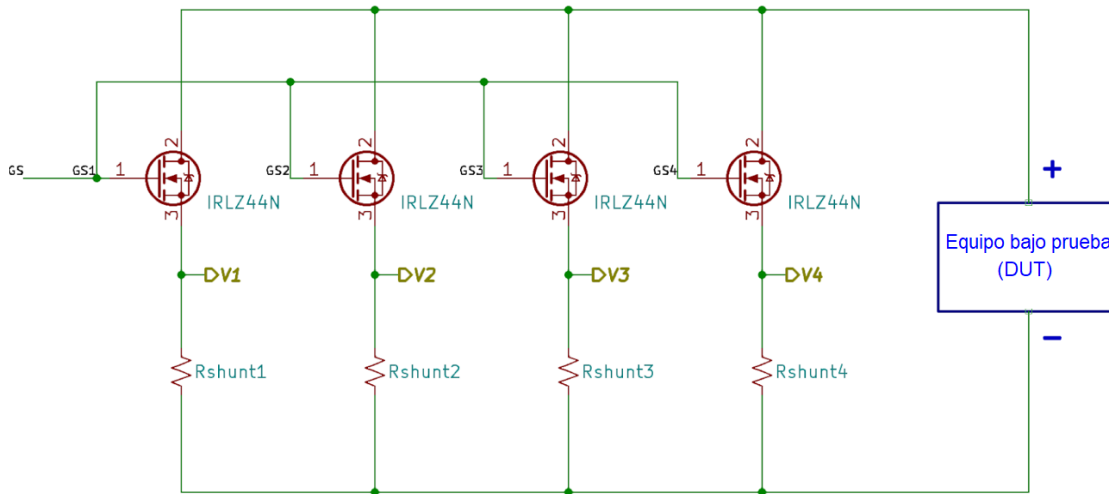
circuitos de control de las compuertas de los MOSFET y los IGBT sean más sencillos. Además presentan corriente de fuga menores y resistencias en modo activo inferiores a un transistor bipolar.

Por lo descrito anteriormente y considerando además que la CEP DC a desarrollar se ubica en el rango de CEPs de baja potencia, se definió utilizar MOSFETs como elemento modulador de la potencia. Por lo tanto, los principales componentes de esta etapa son cuatro transistores MOSFETs de canal N de enriquecimiento modelo IRLZ44N conectados en paralelo que a su vez cada uno tiene una resistencia shunt conectada en serie como se muestra en la Figura 3.1.

Con esta configuración en paralelo se busca poder manejar mayor corriente y por tanto mayor potencia que si usáramos un solo IRLZ44N. Las resistencias shunt se han agregado para poder medir de forma indirecta la corriente que circula por cada MOSFET.

Las razones por las que se decidió usar este modelo de MOSFET son:

- Su bajo costo.
- Su disponibilidad en el mercado. Es un MOSFET de uso general que se adquiere fácilmente en cualquier comercio de componentes electrónicos en Argentina.
- Es un MOSFET del tipo “Logic-Level Gate Drive”. Esto quiere decir que su compuerta (Gate) está diseñada para trabajar con los mismos niveles de tensión presente en los circuitos lógicos simplificando su implementación al no ser necesario incluir circuitos adicionales para adaptar los niveles de voltaje entre la parte de control y el propio MOSFET.

Figura 3.1*Mosfets en paralelo**Nota.* Módulo de potencia

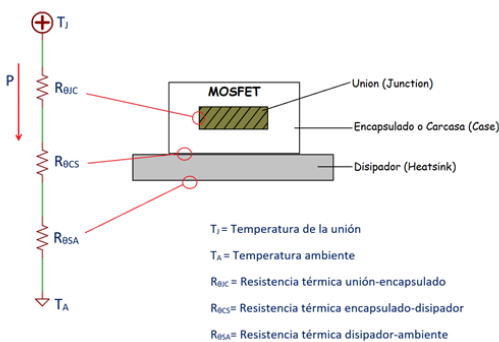
Para la determinación de la potencia máxima que podrá disipar la configuración de MOSFETs planteada y las características del disipador necesario se emplea el modelo simplificado de la propagación térmica y su analogía con la Ley de Ohms, resumida en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1*Equivalencias*

Analogía Ley de Ohm – Propagación Térmica	
Corriente (I)	Potencia (P)
Tensión (V)	Temperatura (T)
Resistencia (R)	Resistencia Térmica (R_{θ})
$V = I * R$	$T = P * R_{\theta}$

Nota. Analogía Ley de Ohm – propagación térmica

Esta analogía establece que un sistema de propagación térmica puede ser analizado de una forma sencilla planteando un circuito eléctrico equivalente tal y como se muestra en la Figura 3.2 para el caso de la propagación del calor en un MOSFET al disipar potencia.

Figura 3.2*Propagación térmica en un MOSFET*

Nota. Descripción detallada

Analizando el circuito equivalente mostrado en la Figura 3.1 podemos obtener la Ecuación 3.1 la cual nos permite analizar de forma sencilla cómo se propaga el calor en el MOSFET.

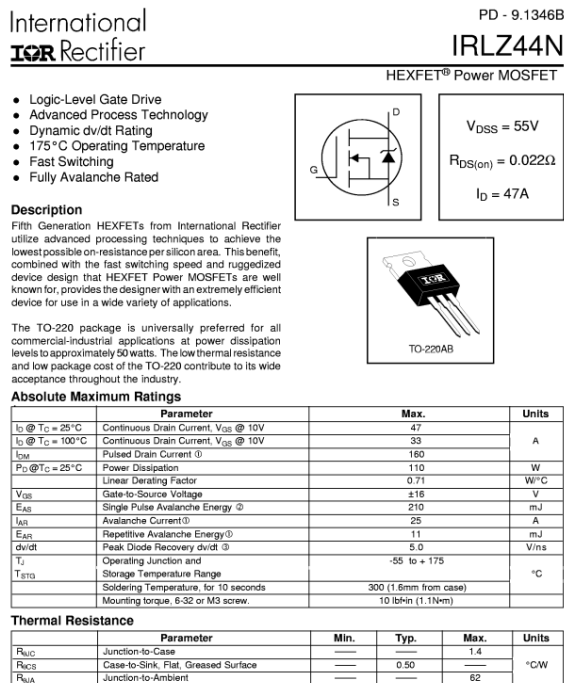
$$T_J - T_A = (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) \cdot P \quad (3.1)$$

Además, si nos remitimos a la hoja de datos (datasheet) del IRLZ44N, representada en la Figura 3.3, podemos extraer la siguiente información de interés:

- PD= 110W. Máxima potencia que puede disipar el IRLZ44N. Este es un valor ideal ya que se calcula para condiciones de trabajo ideales.
- $T_J = -55$ a 175°C . Rango de temperaturas de unión dentro del cual debe trabajar el MOSFET. El límite inferior no interesa ya que la CEP no trabaja en temperaturas inferiores al 0°C . En cambio, es importante no exceder el límite superior de 175°C debido a que el componente resulta dañado.
- $R_{\theta JC} = 1,4$ $^\circ\text{C}/\text{W}$. Resistencia térmica unión-encapsulado máxima.
- $R_{\theta CS} = 0,5$ $^\circ\text{C}/\text{W}$. Resistencia térmica encapsulado-disipador valor típico .
- $R_{\theta JA} = 62$ $^\circ\text{C}/\text{W}$. Resistencia térmica unión-ambiente. Esta resistencia representa la suma de todas las resistencias térmicas existentes en el circuito de transferencia de calor del IRZL44N considerado que el encapsulado TO-220 está montado sin disipador.

Figura 3.3

IRLZ44N



Nota. Hoja de datos del IRLZ44N

Utilizando la Ecuación 3.1 y los datos obtenidos de la ficha técnica del IRLZ44N podemos calcular en primera instancia la potencia máxima con la que este MOSFET puede trabajar sin el uso de disipador:

$$T_J - T_A = R_{\theta JA} \cdot P \Rightarrow P = \frac{T_J - T_A}{R_{\theta JA}} = \frac{175^\circ C - 25^\circ C}{62^\circ C/W}$$

$$P = 2,42W$$

Vemos que la máxima potencia que el MOSFET puede manejar sin disipador es de apenas 2,42W lo cual es un valor muy por debajo de lo que buscamos disipar con la CEP DC.

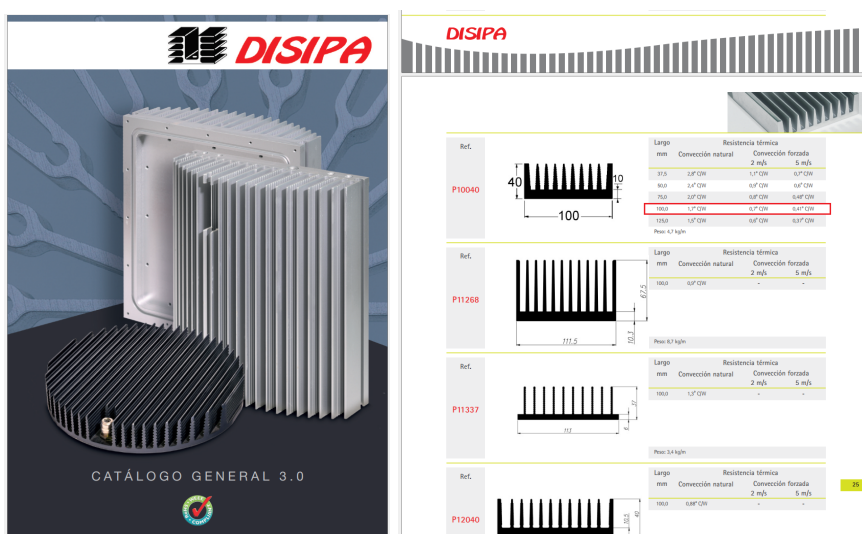
Por lo tanto, para poder manejar una mayor potencia es necesario usar disipadores e incluso con una ventilación forzada. Además, para el diseño se implementan algunos márgenes de seguridad para preservar la vida útil del MOSFET:

- Por seguridad limitaremos la temperatura de la unión a 150°C en lugar de su valor máximo de 175°C. Esto representa una reducción de aproximadamente el 15%.
- Consideramos una temperatura ambiente de 35°C ya que La Rioja es una zona de temperaturas elevadas.

También hemos usado en la construcción de la CEP un disipador de aluminio modelo P10040 de 100mm de largo de la marca Disipa (Figura 3.4), junto con un cooler fabricado por Noganet modelo SN-211 (Figura 3.5) para sacar su máximo rendimiento en disipación.

Figura 3.4

Catálogo disipador de la marca Disipa



Nota. Fragmento del catálogo de disipadores producidos por la marca Disipa. Se encuentran resaltadas las características del disipador empleado.

Entre las características del cooler dadas por el fabricante vemos que especifica flujo de aire máximo como 55 CFM (cubic feet per minute). A partir de este dato podemos calcular la velocidad del fluido (aire) expresado en m/s. para ello hacemos el siguiente cálculo:

$$1 \text{ pie} = 0,3048 \text{ m} \Rightarrow 98 \text{ CFM} = \frac{98 \cdot (0,3048 \text{ m})^3}{60 \text{ s}} = 0,04625 \frac{\text{m}^3}{\text{s}} = \text{flujo volumétrico}$$

La superficie del cooler es aproximadamente igual a:

$$\text{Superficie Cooler} = 2\pi\left(\frac{D}{2}\right)^2 = 2\pi\left(\frac{0,08 \text{ m}}{2}\right)^2 = 0,01 \text{ m}^2$$

De este modo, la velocidad del aire será:

$$v = \frac{\text{Flujo volumétrico}}{\text{Superficie Cooler}} = \frac{0,04625 \frac{\text{m}^3}{\text{s}}}{0,01 \text{ m}^2} = 4,625 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

Con este resultado vemos que la resistencia térmica conjunto disipador-cooler podríamos considerarla como $R_{\theta_{CS}} = 0,41 \text{ }^\circ\text{C/W}$ según el catálogo del fabricante.

Figura 3.5

Cooler Noganet SN-211

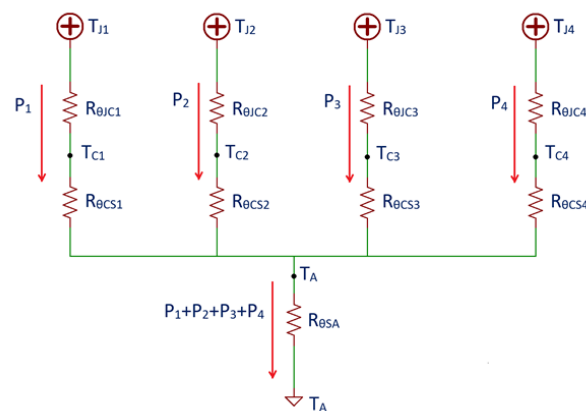


Nota. Ficha técnica cooler

Por otro lado, para calcular la potencia máxima que podríamos disipar en cada MOSFET es necesario modificar nuestro modelo de propagación térmica de modo que considere a los 4 en el modelo planteado como fuentes de calor conectadas a un mismo disipador. Haciendo tal consideración obtenemos el modelo mostrado en la Figura 3.4

Figura 3.6

Modelo de propagación térmica para 4 MOSFET



Nota. Propagación térmica en un sistema de 4 MOSFET montados sobre un mismo disipado

Para facilitar los cálculos del sistema mostrado en la Figura 3.4 realizamos algunas simplificaciones:

- Consideramos que los 4 MOSFET están disipando la misma cantidad de potencia.

$$P = P_1 = P_2 = P_3 = P_4$$

- Como los 4 MOSFET son IRLZ44N suponemos que todos presentaran los mismos valores de $R_{\theta JC}$ y $R_{\theta CS}$.

$$R_{\theta JC} = R_{\theta JC1} = R_{\theta JC2} = R_{\theta JC3} = R_{\theta JC4}$$

$$R_{\theta_{CS}} = R_{\theta_{CS1}} = R_{\theta_{CS2}} = R_{\theta_{CS3}} = R_{\theta_{CS4}}$$

- Las consideraciones anteriores nos llevan a deducir que las temperaturas de unión (T_J) y de encapsulado (T_C) tendrán valores idénticos en los cuatro MOSFET.

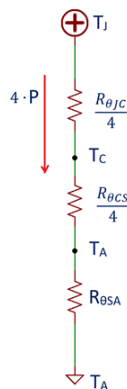
$$T_J = T_{J1} = T_{J2} = T_{J3} = T_{J4}$$

$$T_C = T_{C1} = T_{C2} = T_{C3} = T_{C4}$$

A partir de las simplificaciones planteadas es posible dibujar el esquema de la Figura 3.4 como se muestra en la Figura 3.5

Figura 3.7

Mosfets en paralelo propagación térmica modelo simplificado



Nota. Propagación térmica en un sistema de 4 MOSFET - Modelo simplificado

Si ahora escribimos la Ecuación 3.1 pero considerando el sistema mostrado en la Figura 3.5 nos queda la siguiente expresión:

$$T_J - T_A = \left(\frac{R_{\theta JC}}{4} + \frac{R_{\theta CS}}{4} + R_{\theta SA} \right) \cdot 4 \cdot P \quad (3.2)$$

En la Ecuación 3.2 despejamos P y reemplazamos los valores con los datos obtenidos anteriormente:

$$P = \frac{T_J - T_A}{\left(\frac{R_{\theta JC}}{4} + \frac{R_{\theta CS}}{4} + R_{\theta SA} \right) \cdot 4} = \frac{150^\circ\text{C} - 35^\circ\text{C}}{\left(\frac{1}{4} \cdot 1,4 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + \frac{1}{4} \cdot 0,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + 0,41 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right) \cdot 4} = \frac{115^\circ\text{C}}{3,54 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}} = 3,49\text{W}$$

$$P \sim 32\text{W} \quad (3.3)$$

La Ecuación 3.3 nos indica la máxima potencia que podrá disipar un IRLZ44N con la solución de disipación planteada. Concluimos que el arreglo de 4 MOSFET será por lo tanto capaz de disipar como máximo una potencia de 128W.

Otro parámetro importante de los MOSFET y que limita la operación del circuito planteado es la tensión VDSS, denominada como la máxima tensión que se puede aplicar entre los terminales drenador (D) y fuente (S), cuando los terminales de puerta (G) y fuente están cortocircuitados. Para el IRLZ44N su hoja de datos especifica una VDSS igual a 55V pero por seguridad nosotros limitaremos la tensión de entrada a la CEP DC en 50V.

Resistencias Shunt

En el diseño de la Figura 3.1 se ha definido el uso de cuatro resistencias shunt conectadas en serie con cada transistor MOSFET, las cuales se emplean para la medición de la corriente de salida, el detalle de esta medición se trata más adelante en este documento. Cada una de estas resistencias tienen las siguientes características:

- Valor= 0,05 Ω .
- Tolerancia= 1%.
- Potencia= 3W.

Por lo tanto, en base a dichas características, la máxima corriente que podrá circular por cada resistencia shunt sin dañarlas será:

$$P_{shunt} = I_{shunt}^2 \cdot R_{shunt} \Rightarrow I_{shunt-max} = \sqrt{\frac{P_{shunt-max}}{R_{shunt}}} = \sqrt{\frac{3}{0,05}} = \sqrt{60} \approx 7,75 A \quad (3.4)$$

Aplicamos un factor de seguridad para reducir en un 10% este valor máximo de corriente para evitar quemarlas. Con este ajuste nos queda que por cada resistencia shunt como máximo deberíamos circular una corriente de:

$$I_{Shunt-max} = 0,9 \cdot 7,75 = 6,975 \approx 7 A \quad (3.5)$$

En conclusión, la máxima corriente que podrá circular por la CEP DC será igual a:

$$I_{CEPDCmax} = 4 I_{Shunt-max} = 28A \quad (3.6)$$

En base al análisis realizado podríamos asumir que nuestra CEP con la configuración que presenta podría llegar a manejar los siguientes valores máximo de trabajo, ver Tabla 3.2:

Tabla 3.2*Especificaciones CEP DC*

CEP - Valores máximo de funcionamiento	
Corriente Máxima - I _{max}	28A
Tensión Máxima - V _{max}	50V
Potencia Máxima - P _{max}	128W

Nota. Valores máximos de funcionamiento para la CEP DC

Es importante entender que los valores máximos de corriente y tensión no pueden darse de forma simultánea ya que de lo contrario se estaría superando el límite de potencia que el arreglo de 4 MOSFET puede manejar. Es así que podemos definir dos puntos límites de operación del circuito:

1. Cuando circula la máxima corriente, la tensión en bornes de la CEP DC no puede superar los:

$$V_{CEPDC1} = \frac{P_{CEPDCmax}}{I_{CEPDCmax}} = \frac{128W}{28A} = 4,57V \quad (3.7)$$

Por lo tanto, para un solo MOSFET el punto de operación en esta condición será:

$$I_D = 7A \quad y \quad V_{DS} = 4,57V$$

2. Cuando se tiene la tensión máxima en bornes de la CEP DC, la corriente no puede superar los:

$$I_{CEPDC2} = \frac{P_{CEPDCmax}}{V_{CEPDCmax}} = \frac{128W}{50V} = 2,56A \quad (3.8)$$

Aquí el punto de operación para un solo MOSFET será:

$$I_D = 0.64A \text{ y } V_{DS} = 50V$$

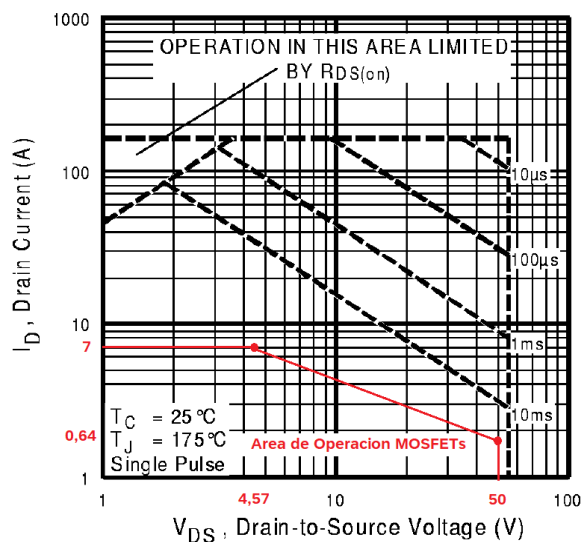
Con estos dos puntos extremos de funcionamiento nos remitimos a la gráfica SOA (Safe Operating Area) del IRFL44N la cual se muestra en su hoja de datos para realizar una última verificación y vemos que efectivamente el área definida por dichos puntos se encuentra dentro del margen de operación segura del MOSFET, Figura 3.5 .

De todo lo anteriormente expuesto, concluimos que el punto de trabajo en el que se encuentre la CEP durante su operación dinámica siempre deberá cumplir la siguiente condición:

$$P_{CEPDCmax} = 128W \geq V_{CEPDC} \cdot I_{CEPDC} \quad (3.9)$$

Figura 3.8

Zona de operación segura del IRLZ44N

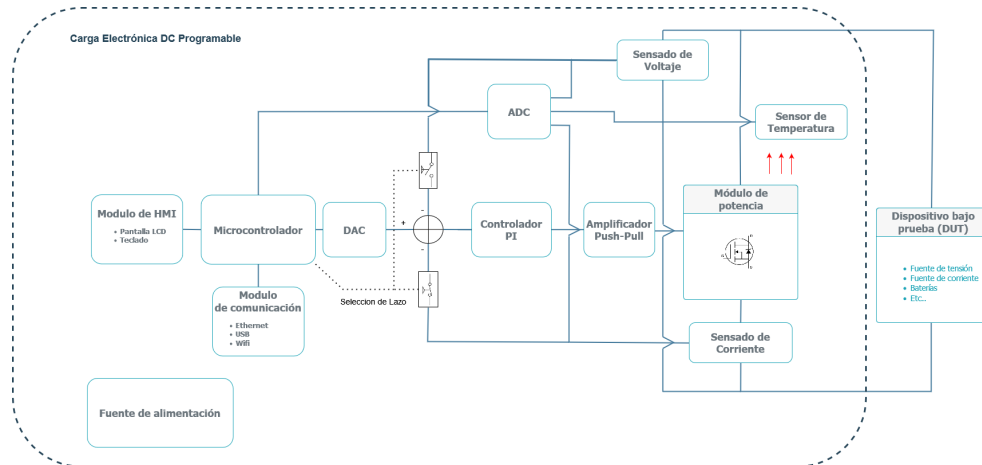


Nota. Gráfica SOA y área de trabajo para los IRFZ44N en el circuito de la CEP DC.

Hasta este punto, nuestro diseño de la CEP DC se basaba en un arreglo de 4 MOSFETs, como se describió previamente, junto con algunos circuitos electrónicos auxiliares, principalmente de protección. Además, en este diseño se planteaba un control de tipo digital en el cual el lazo de realimentación consistía en medir a una velocidad adecuada las variables de funcionamiento (tensión, corriente y temperatura) para luego digitalizarlas y así poder interpretarlas con el microcontrolador del sistema. Este último, mediante la lógica de control implementada en su programación, sería capaz de generar la señal de control. Después de convertirla en analógica, esta señal se aplicaría a las compuertas de los MOSFETs, ajustando así su punto de polarización y, por lo tanto, el funcionamiento de la CEP DC.

Sin embargo, al analizar los modelos de convertidores analógico-digital (ADC) y digital-analógico (DAC) necesarios, nos encontramos, sobre todo en el mercado local, con escasez de modelos que se ajustaran a los requerimientos de resolución y velocidad de conversión. Por otro lado, los modelos de DAC y ADC que cumplían con los requerimientos mencionados, en su mayoría, se conseguían fuera del país, pero su precio era bastante elevado. Esto nos llevó a considerar una opción más viable que implicaba evitar su uso y cambiar el diseño del lazo de control.

Es por estos motivos que nuestro diseño final utiliza un control PI de tipo analógico, implementado mediante amplificadores operacionales, lo cual no requiere de convertidores ADC y DAC en el lazo de realimentación. Esto permite que su respuesta sea más rápida para poder hacer frente a variaciones bruscas de las variables de la CEP DC, como transitorios o inestabilidades. No obstante, también hemos incorporado un lazo de control digital externo que se encarga de controlar el funcionamiento general de la CEP, definiendo su punto de ajuste durante sus distintos modos de operación.

Figura 3.9*Diagrama en bloque CEP DC*

Nota. Se muestra el diseño de la CEP DC como diagrama en bloque donde se tiene un lazo de control interno con un controlador PI y un lazo externo controlado por el μC del sistema.

3.2 Amplificador Push-Pull Seguidor

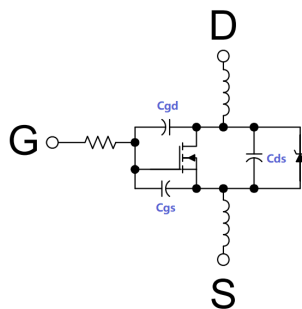
La presencia de condensadores parásitos en la estructura MOS ocasiona un retardo en su respuesta cuando es excitado por una señal externa. La carga y descarga de estos condensadores parásitos requieren cierto tiempo, lo que determina la capacidad de respuesta de los MOSFET a una excitación. Es por esta razón que los tiempos de conmutación prácticos de los MOSFET (aproximadamente entre 10 y 60 ns) son varios órdenes de magnitud más largos que los tiempos teóricos de conmutación esperados para estos dispositivos (aproximadamente entre 50 y 200 ps).

En la Figura 3.10 se presenta un modelo simplificado del MOSFET y sus componentes parásitos. En esta figura, se muestran las capacidades asociadas a este transistor, las cuales han sido mencionadas previamente.

- C_{gs} : Representa la capacidad parásita entre el terminal de compuerta y el surtidor del MOSFET. Su valor depende de la geometría interna del dispositivo y se mantiene prácticamente constante (lineal) bajo diferentes condiciones de trabajo.
- C_{gd} : Corresponde a la capacidad parásita entre el terminal de compuerta y el drenador del MOSFET. Su valor es función de la tensión V_{ds} (tensión entre drenador y surtidor).
- C_{ds} : Es la capacidad parásita entre el drenador y el surtidor del MOSFET. El valor de este capacitor también varía en función de la tensión V_{ds} .

Figura 3.10

Modelo de conmutación del MOSFET



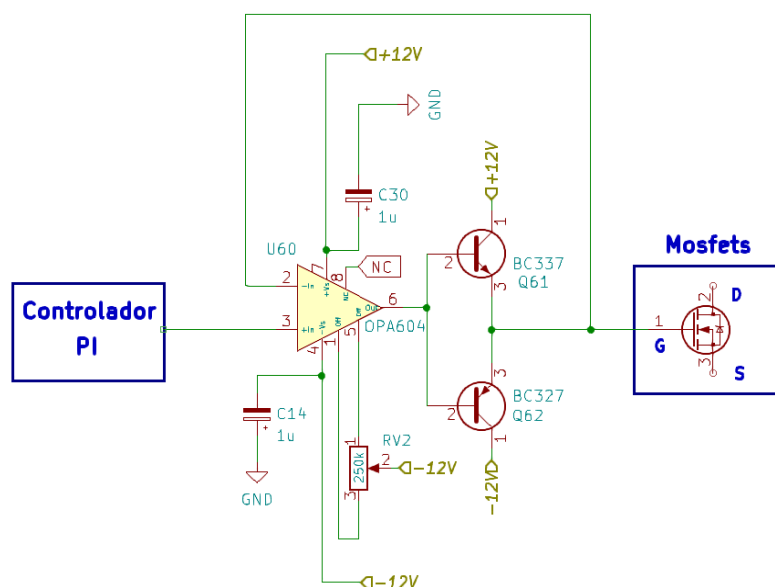
Nota. Esta muestra ilustra los elementos parásitos asociados a la estructura y funcionamiento de un MOSFET de canal N de enriquecimiento.

Debido a las características del MOSFET mencionadas, es evidente que el circuito encargado de aplicar la señal de control a la compuerta debe ser capaz de entregar y absorber una cantidad suficiente de corriente para cargar y descargar rápidamente estas capacidades parásitas, logrando así tiempos de conmutación óptimos. Sin embargo, el controlador PI implementado, que se explicará más adelante en este informe, se basa en un amplificador operacional OPA604 que solo puede entregar una corriente de salida relativamente baja (alrededor de 35 mA) y, por lo tanto, no es adecuado para controlar directamente las compuertas del arreglo de 4 MOSFET. Es por ello que el diseño de la CEP DC incluye un amplificador Push-Pull seguidor entre la salida del controlador PI y la compuerta de los MOSFETs.

El amplificador Push-Pull propuesto está compuesto por dos transistores bipolares complementarios: el BC337, que es de tipo npn, y el BC327, que es de tipo pnp, junto con un amplificador operacional OPA604 en configuración seguidor, lo cual evita la distorsión de cruce por cero propia de la configuración Push-Pull. Ver el esquema en la Figura 3.11.

Figura 3.11

Amplificador Push-Pull seguidor



Nota. Esquema del amplificador tipo Push-Pull seguidor utilizado para acondicionar la señal de control aplicada a la compuerta de los MOSFETs.

3.3 Controlador PI

Para el diseño y sintonización del controlador PI a implementar se utilizó básicamente una metodología empírica realizando pruebas en el laboratorio para obtener la respuesta de nuestra planta (la sección del circuito de la CEP DC que nosotros hemos considerado como la planta a ser controlada) a señales predefinidas. Estas respuestas nos permitieron obtener un modelo matemático de la planta y luego mediante un proceso iterativo de ajuste se logró la sintonización del controlador PI a utilizar. Todo esto se realizó utilizando Matlab como

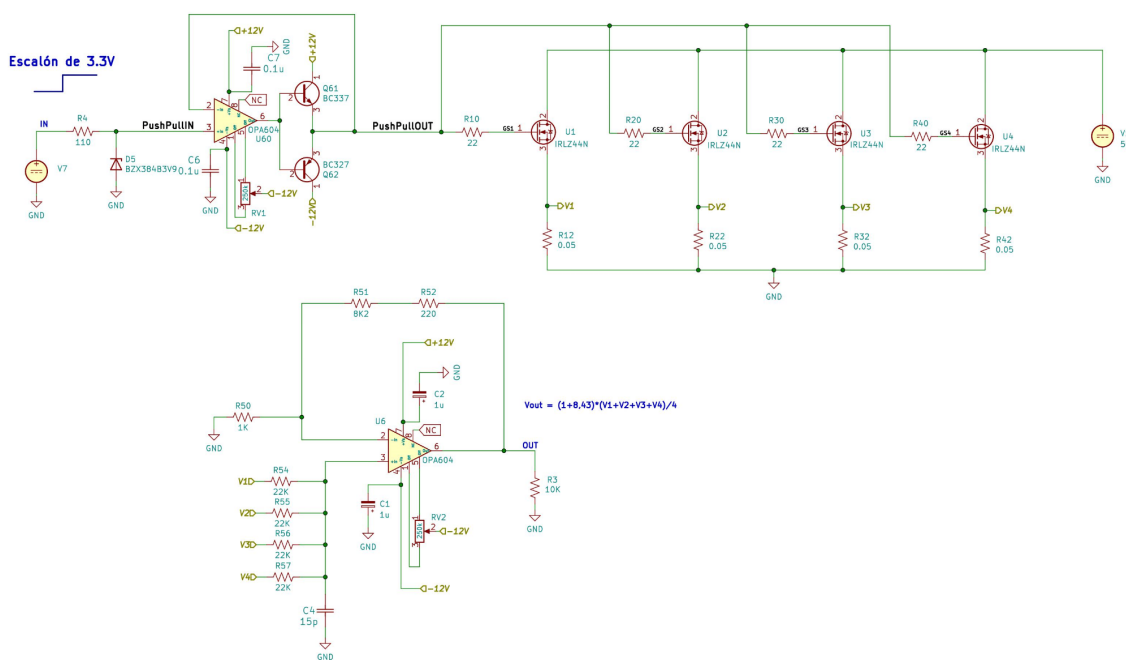
herramientas de cálculo principal, con el fin de optimizar los tiempos de cálculo entre iteraciones y la precisión de los mismos.

Modelizado de la Planta

Para obtener un modelo de nuestra planta en primer lugar se armó un circuito de prueba y luego en el laboratorio se registró su respuesta a un escalón de amplitud de 3.3V como señal de referencia.

Figura 3.12

Circuito de la Planta a modelar



Nota. Circuito de nuestra planta en la CEP DC a ser controlado por el PI.

Como se observa en la figura nuestra planta incluye el arreglo de los 4 MOSFETs junto con sus resistencias de shunt, el amplificador Push-Pull seguidor y un amplificador sumador no inversor implementado con un operacional OPA604.

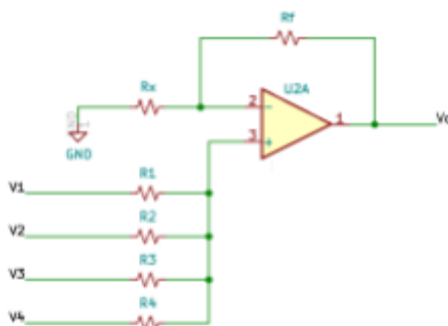
El sumador no inversor actúa como transductor y nos entrega un voltaje que es igual a la suma de los voltajes presente en cada una de las resistencias shunts. Por tanto, nos da un voltaje que es función de la corriente total que circula por la CEP DC. La ganancia del sumador no inversor a su vez está ajustada de modo que cuando por cada MOSFET se tiene una corriente de 7A el voltaje de salida que nos entregue sea igual a 3.3V que es la máxima tensión que podemos obtener como referencia generada por el DAC MCP4725, cuya configuración y funcionamiento dentro de la CEP DC se explica más adelante en este documento.

Si nos basamos en el circuito mostrado en la Figura 3.13, la ecuación que describe el funcionamiento del amplificador sumador no inversor está dada por la siguiente expresión:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_x}\right) \left(\frac{V_1 + V_2 + V_3 + V_4}{4}\right) \text{ cuando } R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R \quad (3.10)$$

Figura 3.13

Esquema general de un amplificador sumador no inversor



Nota. Esquema básico de un amplificador sumador no inversor implementado.

Si en la Ecuación 3.10 reemplazamos valores según los componentes mostrados en el diagrama de la planta (Figura 3.12) obtendremos:

$$R_{54} = R_{55} = R_{56} = R_{57} = 22K\Omega$$

Además cuando por cada MOSFET se circula una corriente de 7A, tendremos que

$$V_1 = V_2 = V_3 = V_4 = R_{shunt} \cdot I_{MOSFET} = 0,05\Omega \cdot 7A = 0,35V$$

reemplazando todo

$$V_o = \left(1 + \frac{R_{51} + R_{52}}{R_{50}}\right) \left(\frac{V_1 + V_2 + V_3 + V_4}{4}\right) = \left(1 + \frac{8,2K\Omega + 220\Omega}{1K\Omega}\right) \left(\frac{4 \cdot 0,35V}{4}\right) = 3,297V \approx 3,3V$$

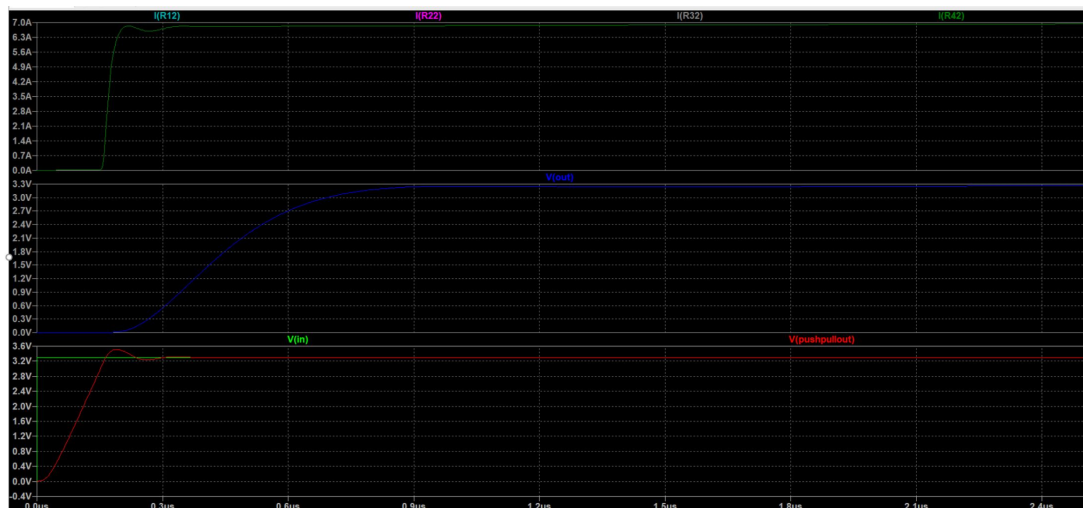
(3.11)

Comprobamos así que el circuito sumador planteado en la Figura 3.12 cumple con el funcionamiento antes mencionado.

Se procede en este punto con el proceso de la modelización de la planta. En la Figura 3.14 aparecen las curvas de respuesta obtenidas de la medición realizada en laboratorio donde a la planta se le aplicó un escalón de tensión con amplitud de 3.3V.

Figura 3.14

Curvas de respuesta al aplicar un escalón de 3,3V a la planta



Nota. La gráfica superior corresponde a la corriente por cada MOSFET. La gráfica central muestra el voltaje a la salida del amplificador sumador no inversor “V(out)”. La gráfica inferior muestra la señal de escalón aplicada “V(in)” y el voltaje a la salida del amplificador push-pull seguidor “V(pushpullout)”

La Figura 3.15 se muestra un extracto del archivo excel generador a partir de la medición de laboratorio pero donde solo se computan la tensión de entrada y de salida del amplificador sumador no inversor.

Figura 3.15

Medición de la señal de salida cuando a la planta se le aplica un escalón de 3,3V

1	time	V(in)	V(out)		Tasa de Muestreo
2	0.00E+00	0.00E+00	6.55E-05		
351	1.34E-06	3.30E+00	3.24E+00		2.30E-08
352	1.36E-06	3.30E+00	3.24E+00		2.30E-08
353	1.40E-06	3.30E+00	3.24E+00		3.87E-08
354	1.44E-06	3.30E+00	3.24E+00		3.87E-08
355	1.48E-06	3.30E+00	3.24E+00		3.87E-08
356	1.52E-06	3.30E+00	3.24E+00		3.87E-08
357	1.56E-06	3.30E+00	3.24E+00		3.87E-08
358	1.60E-06	3.30E+00	3.24E+00		3.87E-08
359	1.64E-06	3.30E+00	3.24E+00		3.87E-08
360	1.70E-06	3.30E+00	3.24E+00		6.31E-08
361	1.76E-06	3.30E+00	3.24E+00		6.31E-08
362	1.83E-06	3.30E+00	3.24E+00		6.31E-08
363	1.89E-06	3.30E+00	3.24E+00		6.31E-08
364	1.95E-06	3.30E+00	3.25E+00		6.31E-08
365	2.01E-06	3.30E+00	3.25E+00		6.31E-08
366	2.08E-06	3.30E+00	3.25E+00		6.31E-08
367	2.37E-06	3.30E+00	3.26E+00		2.88E-07
368	2.50E-06	3.30E+00	3.26E+00		1.32E-07
369	2.50E-06	3.30E+00	3.26E+00		2.27E-09
370					
371			Tasa de Muestreo Maxima	2.88E-07	
372			Tasa de Muestreo Minima	6.10E-18	
373					

Nota. Extracto de las mediciones obtenidas al aplicar un escalón de 3,3V a la entrada de la planta y medir su voltaje de salida en el amplificador sumador no inversor.

Para modelizar la planta empleando Matlab es necesario importar los resultados obtenidos de la medición al Workspace. Para ello se emplean los siguiente comando que solo se cargan los valores de tiempos donde se tomó cada muestra junto con el valor de la salida de la planta en esos instantes

```
>> T = xlsread('1-Señales_ParaInterpolar.xlsx','A2:A369');
```

```
>> Out1 = xlsread('1-Señales_ParaInterpolar.xlsx','C2:C369');
```

Se observa que la tasa de muestreo no es constante por lo que se procede a calcular dos nuevos vectores donde la tasa sea constante mediante una interpolación lineal.

```
>> desiredFs = 10e9  
>> [Out1resampled, TresampledB] = resample(Out1,T,desiredFs);
```

Verificamos la validez de la interpolación graficando la señal original y la señal obtenida de la interpolación ejecutando lo siguiente

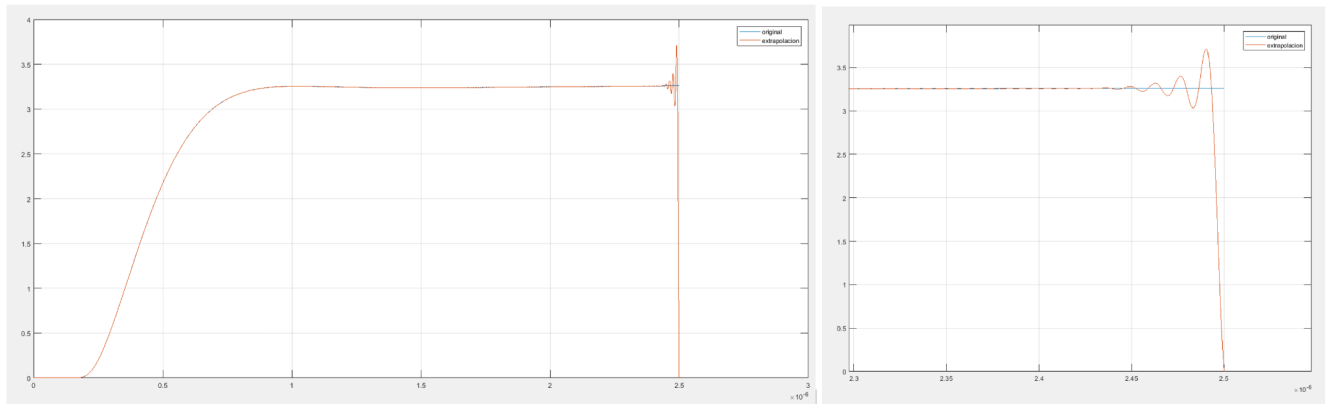
```
>> plot (T,Out1);  
>> hold;  
>> grid;  
>> plot(TresampledB,Out1resampled);  
>> legend('original','Interpolacion');
```

En la Figura 3.16, se observa que la interpolación lineal genera una curva prácticamente idéntica a la señal original salvo al final donde aparecen oscilaciones.

Podemos solucionar esta diferencia simplemente eliminando los últimos valores de la curva obtenida por la interpolación. Por lo tanto, solo consideramos los valores obtenidos hasta los $2\mu\text{seg}$ y esto eliminamos la zona de la curva que no coincide con la respuesta original sin perder información relevante de la señal pues a los $2\mu\text{seg}$ ya ha alcanzado su valor estable.

Figura 3.16

Gráfica de la respuesta al escalón por parte de la planta, original e interpolación



Nota. El trazo azul corresponde a la respuesta original de la planta al escalón y el trazo de color rojo es la interpolación lineal aplicada a dicha respuesta. La gráfica de la derecha muestra en más detalle la parte final de estas dos curvas.

Para eliminar la parte final donde oscila la interpolación abrimos en el entorno de Matlab el vector de tiempo que hemos llamado “TresampledB” y navegamos por él hasta determinar la posición del elemento donde el tiempo se hace igual a 2µseg.

Figura 3.17

Detalle de los valores almacenados en el vector interpolado de tiempos "TresampledB"

	1	2	3	4	5
1999943	1.9999e-06				
1999944	1.9999e-06				
1999945	1.9999e-06				
1999946	1.9999e-06				
1999947	1.9999e-06				
1999948	1.9999e-06				
1999949	1.9999e-06				
1999950	1.9999e-06				
1999951	2.0000e-06				
1999952	2.0000e-06				
1999953	2.0000e-06				
1999954	2.0000e-06				
1999955	2.0000e-06				
1999956	2.0000e-06				
1999957	2.0000e-06				
1000058	2.0000e-06				

Nota. Detalle de los valores almacenados en cada una de las posiciones del vector de tiempo interpolado.

Vemos que el elemento en cuestión está en la posición 1999951. Es así que a partir de los vectores "TresampledB" y "Out1resampled" crearemos dos nuevos vectores que solo contendrán sus 1.999.951 primeros elementos. Procedemos a ejecutar las siguientes instrucciones

```
>> Out1Adj=Out1resampled(1:1999951,:);
```

```
>> TAdj=TresampledB(1:1999951,:);
```

```
>> plot(TAdj,Out1Adj);
```

Graficamos ahora la señal original y la señal obtenida luego de truncar los vectores de la interpolación

```
>> plot (T,Out1)
```

```
>> hold
```

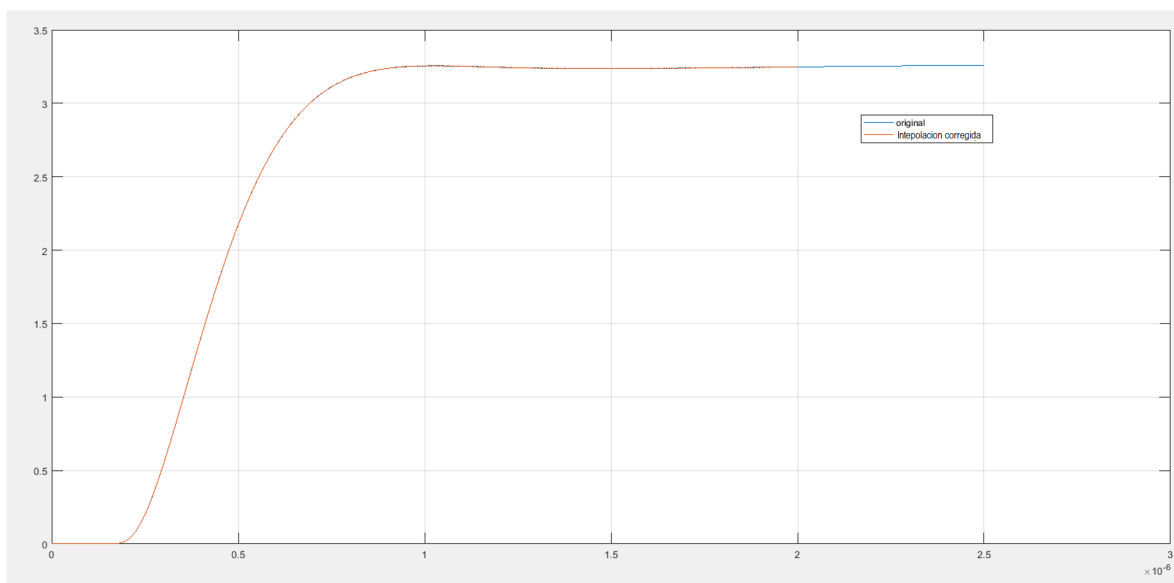
```
>> grid
```

```
>> plot(TAdj,Out1Adj)
```

```
>> legend('original','extrapolación corregida')
```

Figura 3.18

Respuesta original e Interpolación corregida



Nota. Gráfica donde se compara la curva de la respuesta original de la planta al escalón con la curva de la interpolación donde se ha eliminado la oscilación que sucedía al final de esta.

Calculamos el periodo de la frecuencia de muestreo definida para la interpolación

>> $T_{\text{sample}}=1/\text{desiredFs}$;

Con dicho periodo se genera un objeto o variable de tipo "Iddata" que es con la que se trabajará dentro de la aplicación PID Tuner para poder determinar la función de transferencia de la planta

>> `ExperimentalData = iddata(Out1Adj,[],Tsample);`

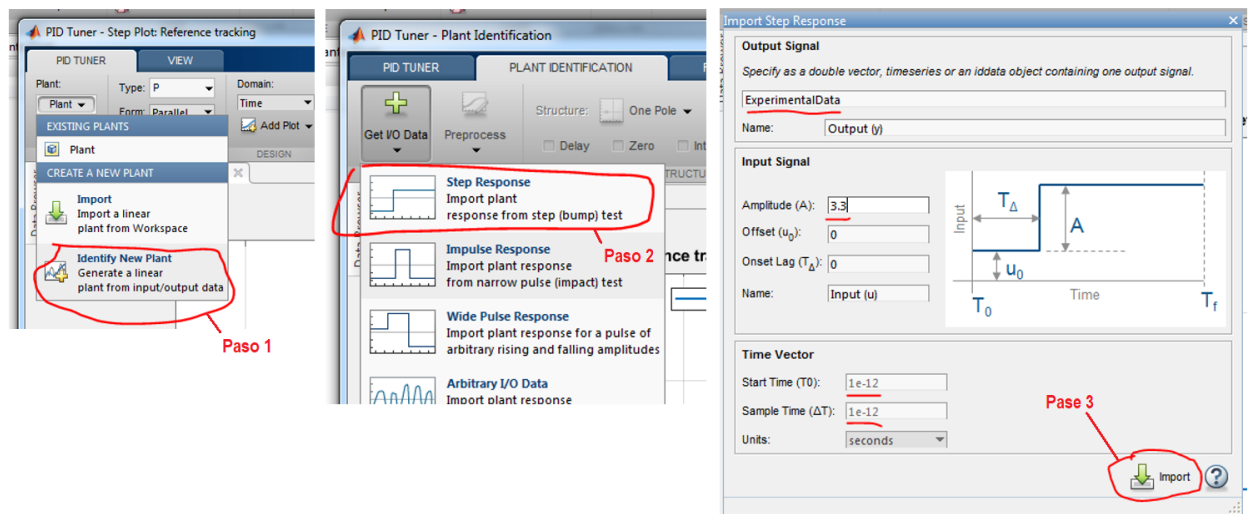
Para abrir la aplicación PID Tuner usamos el comando

>> `pidTuner`

Una vez dentro de PID Tuner hacemos los ajustes necesarios en la secuencia mostrada por la Figura 3.19.

Figura 3.19

Ajustes del PID Tuner para determinar la función de transferencia de la planta

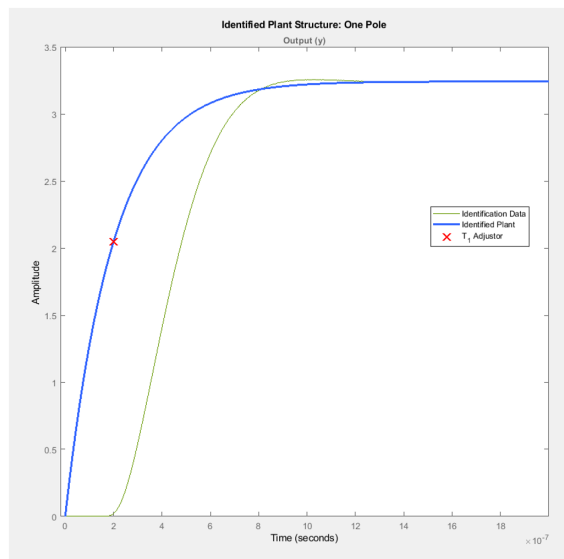


Nota. Ajustes del PID Tuner al momento de determinar la función de transferencia de la planta.

Con los parámetros configurados la aplicación nos da una primera aproximación gráfica de la respuesta de la planta, Figura 3.20.

Figura 3.20

Primera aproximación de la respuesta de la planta por parte de PID Tuner



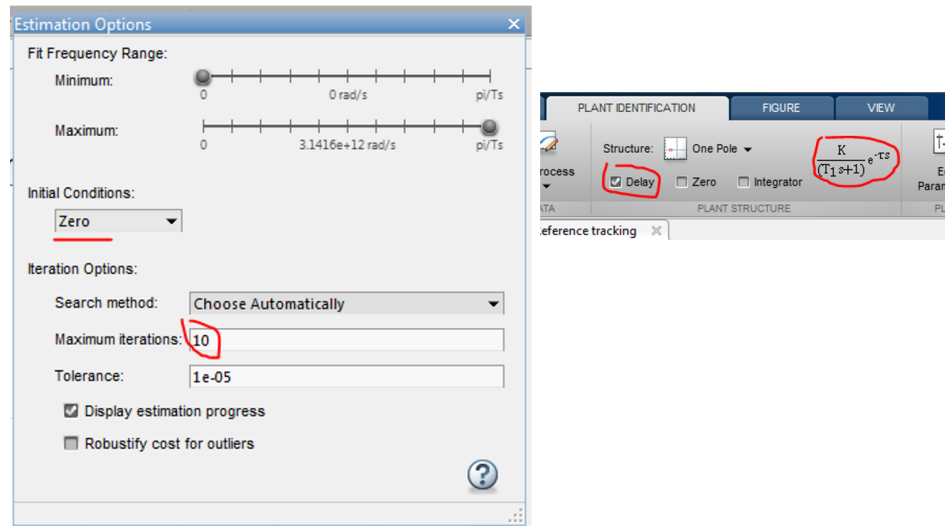
Nota. Curva de respuesta que entrega como salida la primera estimación de la planta

Como nuestra planta presenta un tiempo muerto en su respuesta, ajustamos a PID Tuner para que en la estructura de la planta considere tal tiempo muerto y además ajustamos algunos parámetros relacionados con el algoritmo de estimación de la función de transferencia.

Figura 3.21

Figura 3.21

Ajuste de tiempo muerto y parámetros de algoritmo de estimación

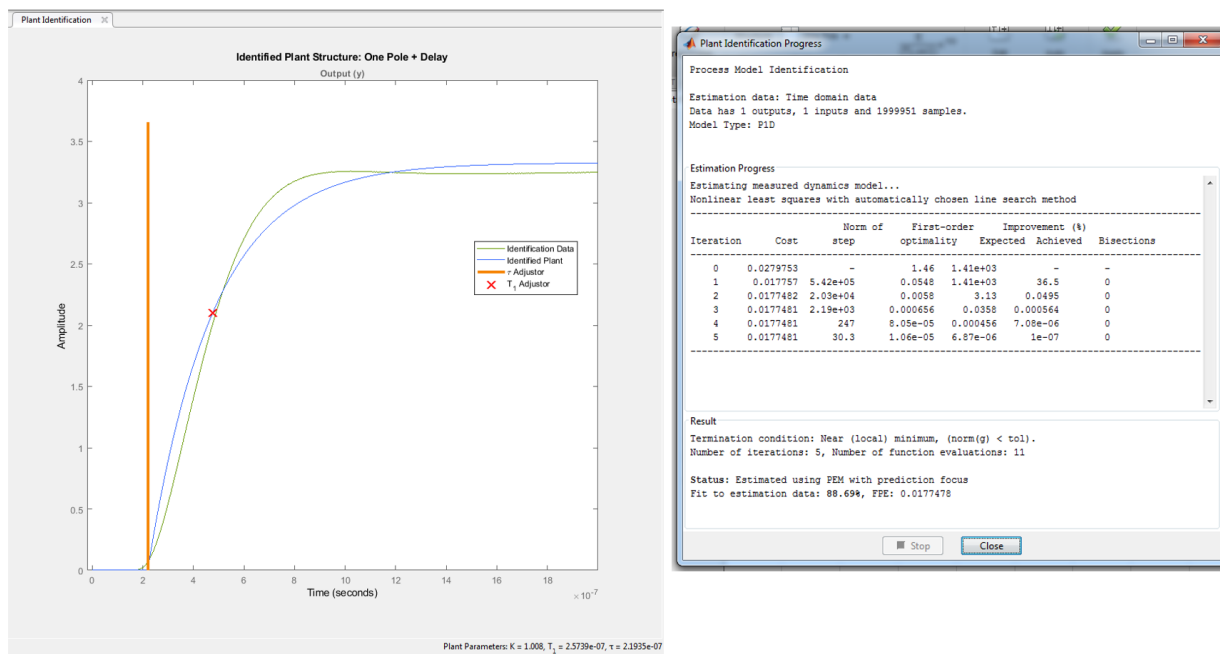


Nota. Ajustes relacionados con la consideración de un tiempo muerto y el algoritmo de estimación para determinar la función de transferencia de la planta.

Con todo los ajustes anteriores hacemos que PID Tuner estime la función de transferencia mediante el comando "Auto Estimate" y obtenemos los siguientes resultados, ver Figura 3.22

Figura 3.22

Resultados de la estimación de la planta por parte de PID Tuner



Nota. Resultados entregados por PID Tuner al estimar la función de transferencia de la planta

Como se esperaba, vemos que la función de transferencia de la planta es de primer orden con tiempo un muerto:

$$P(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)} e^{-\tau s} \quad (3.12)$$

Si le asignamos los valores obtenidos de PID Tuner nos quedará:

$$P(s) = \frac{1.008}{(2.5739e^{-7} s + 1)} e^{-(2.1935e^{-7})s} \quad (3.13)$$

Ahora procedemos a cargar la función de transferencia obtenida en el Workspace de Matlab

```
>> K=1.008;  
>> T1=2.5739e-7;  
>> Tao=2.1935e-7;  
>> num=[K]  
>> den=[T1 1]  
>> sys1=tf(num,den,'InputDelay',Tao)
```

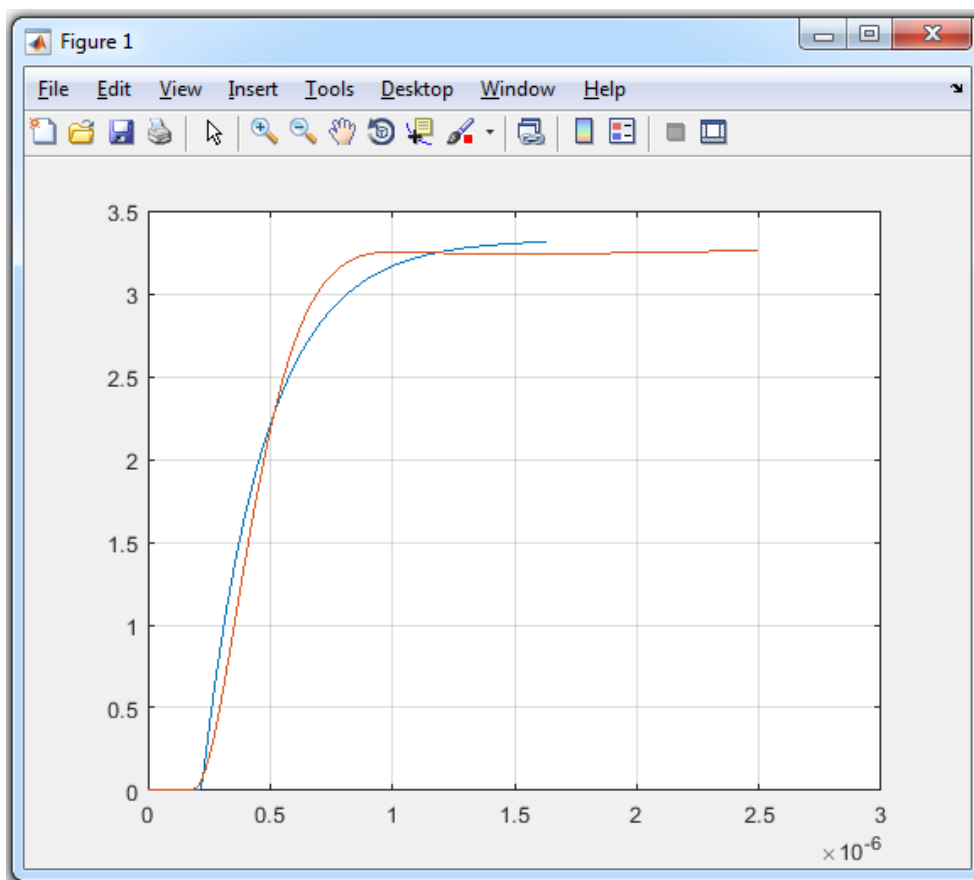
Hacemos una última comparación de la respuesta a un escalón de 3.3V por parte del sistema calculado anteriormente y los datos experimentales obtenidos. Para ello ejecutamos los siguientes comandos en Matlab

```
>> sysA=3.3*sys1;  
>> [Ya1,Ta1]=step(sysA);  
>> plot(Ta1,Ya1)  
>> hold  
>> grid  
>> plot(T,Out1)
```

Como resultado obtenemos la grafica de la Figura , donde la curva de color azul es la respuesta del sistema aproximado y la curva de color rojo es la respuesta experimental de la planta.

Figura 3.23

Respuesta a un señal escalón obtenida experimentalmente y la respuesta del sistema aproximado por PID Tuner



Nota. El trazo azul corresponde a la respuesta del sistema aproximado por PID Tuner y la curva de color rojo representa la respuesta de la planta obtenida experimentalmente.

Cabe mencionar que es posible expresar la función de transferencia de la planta como una función racional sin términos exponenciales mediante el uso de la aproximación de Padé de primer orden la cual se basa en la siguiente ecuación:

$$e^{-\tau s} \approx \frac{-\frac{\tau}{2}s+1}{\frac{\tau}{2}s+1} \quad (3.14)$$

Podemos obtener la función aproximada directamente en Matlab usando la siguiente instrucción:

```
>> Syspade=pade(sys1,1)
```

Dando como resultado la Ecuación 3.15

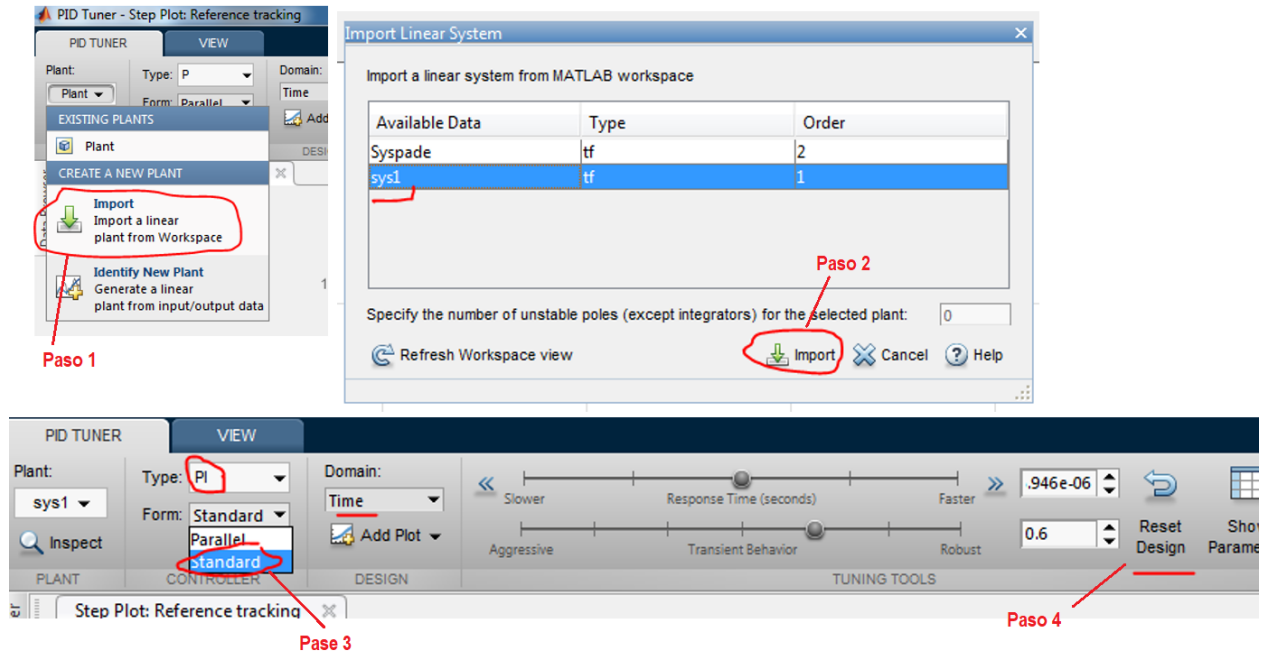
$$P(s) = \frac{-1.008s + 9.191e^6}{2.574e^{-7}s^2 + 3.347s + 9.118e^6} \quad (3.15)$$

Cálculos del controlador PI- Primer aproximación

En este punto, se procede a calcular los parámetros del controlador PI usando PID Tuner. Comenzamos importando hacia PID Tuner la función de transferencia de nuestra planta usando la variable ya creada “sys1” que contiene a la función de transferencia de la planta (sin aproximar por Padé). Para ello seguimos los pasos mostrados en la Figura 3.24.

Figura 3.24

Configuración del PID Tuner para el cálculo del PI



Nota. Pasos de configuración para realizar el cálculo del controlador PI

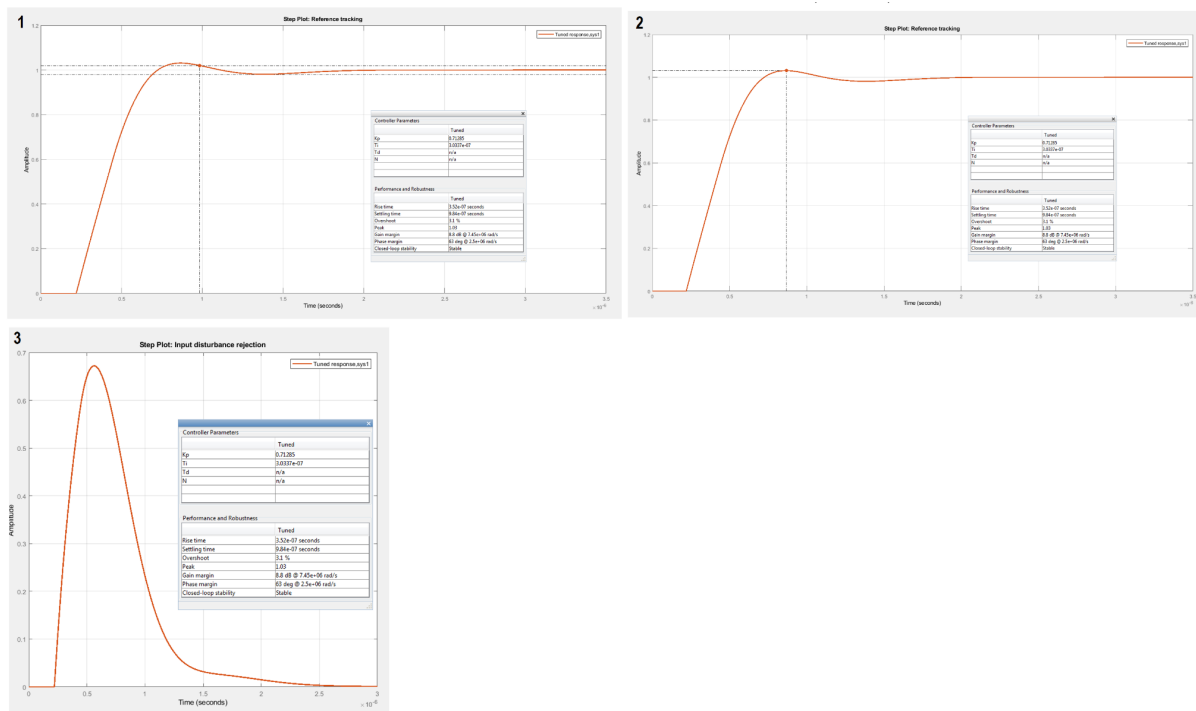
Como resultado obtenemos los siguientes parámetros para el controlador PI y las gráficas de la respuesta de todo el sistema en lazo cerrado indicadas por PID Tuner (Figura 3.25).

$K_p=0.71285$

$T_i=3.0337e-7$ seg

Figura 3.25

Gráfica respuesta del controlador PI calculada por el PID Tuner



Nota. 1-Tiempo de asentamiento. 2-Valor pico de la respuesta. 3-Rechazo a las perturbaciones

La función de transferencia del PI calculado será de la forma

$$PI(S) = K_p \left(1 + \frac{1}{ST_i} \right) \quad (3.16)$$

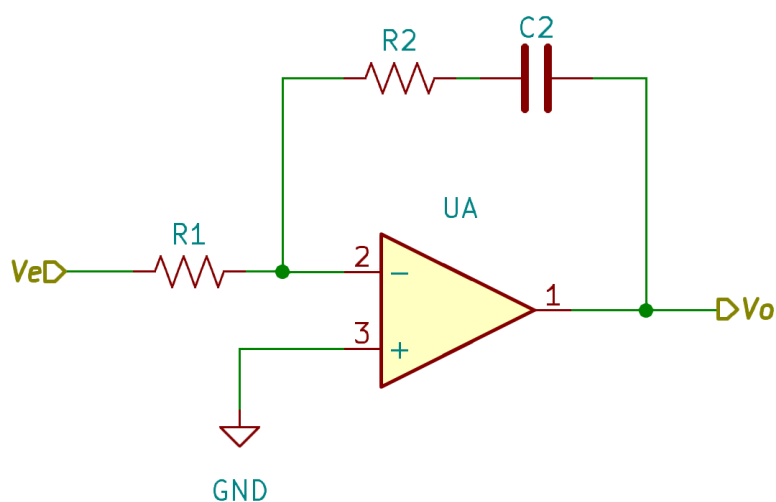
reemplazando los datos obtenidos nos queda

$$PI(s) = 0,71285 \left(1 + \frac{1}{3.0337e^{-7}s} \right) \quad (3.17)$$

El circuito del controlador PI será el mostrado en la Figura 3.26 y su función de transferencia en término de los componentes electrónicos que lo componen está dada por la Ecuación 3.18.

Figura 3.26

Circuito de un controlador PI



Nota. Circuito de un controlador PI implementado con un amplificador operacional.

$$PI(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) = - \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{sR_2C_2} \right) \quad (3.18)$$

Es importante notar que la función de transferencia para el controlador PI implementado con un amplificador operacional está multiplicada por factor de “-1”, es decir, presenta una inversión en su señal de salida. Este detalle se deberá tener en cuenta más adelante al implementar este controlador en el circuito de la CEP DC.

Si fijamos el valor de $C_2=1$ nF que es un valor de capacitor comercial

$$R_2 C_2 = T_i \Rightarrow R_2 = \frac{T_i}{C_2} = \frac{3.0337e^{-7} \text{seg}}{1nF} = 303.37\Omega$$

$$R_2 = 120\Omega + 180\Omega = 300\Omega \quad (\text{resistencias de valor comercial})$$

$$\frac{R_2}{R_1} = K_p \Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{K_p} = \frac{303.37}{0.71285} = 425.57\Omega$$

$$R_1 = 390\Omega + 33\Omega = 423\Omega \quad (\text{resistencias de valor comercial})$$

Con los valores comerciales de R1, R2 y C2 calculamos nuevamente los parámetros del controlador, que quedarán como:

$$T_i = R_2 C_2 = 300\Omega * 1nF = 3e^{-7} \text{seg}$$

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} = \frac{300\Omega}{423\Omega} = 0.7092$$

Ahora utilizando simulink comparamos las respuestas del sistema a lazo cerrado de cuando se tiene el controlador PI con los parámetros calculados por PDI Tuner y un PI cuyos parámetros han variado debido al uso de componentes con valores comerciales. Para ello ejecutamos los siguientes comandos en Matlab

PI teorico (PID Tuner)

```
>> Kp=0.71285;
```

```
>> Ti=3.0337e-7;
```

```
>> Td=0;
```

```
>> N=1;
```

```
>> PIControl=pidstd(Kp,Ti,Td,N)
```

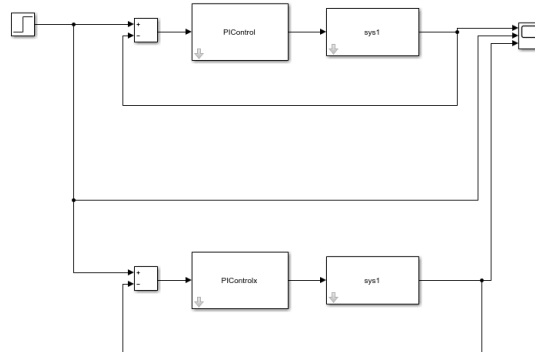
PI usando componentes de valor comercial

```
>> Kpx=0.7092;  
>> Tix=3e-7;  
>> Tdx=0;  
>> Nx=1;  
>> PIControlx=pidstd(Kpx,Tix,Tdx,Nx)
```

Para la simulación se utilizó el diagrama en bloques mostrado en la Figura 3.27 y su respuestas aparece en la Figura 3.28. Se observa que casi no hay diferencia entre las respuestas de estos dos controladores PI.

Figura 3.27

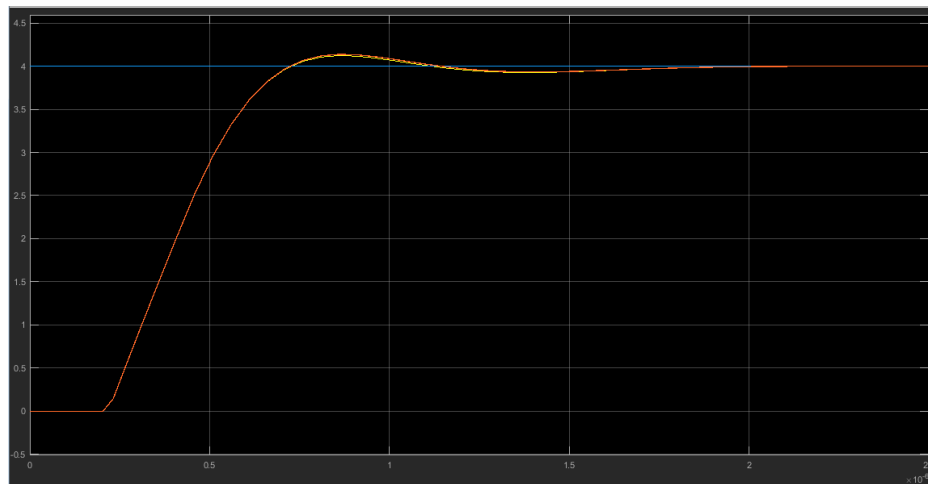
Diagrama en bloque de Simulink usado en la verificación de los controladores PI



Nota. El sistema de lazo cerrado superior incluye al PI con valores calculados por PID Tuner y el lazo cerrado inferior incluye al PI usando componentes de valores comerciales

Figura 3.28

Comparación de las respuestas de los controladores



Nota. Comparación de las respuestas con valores calculados por PID Tuner y con componentes de valores comerciales

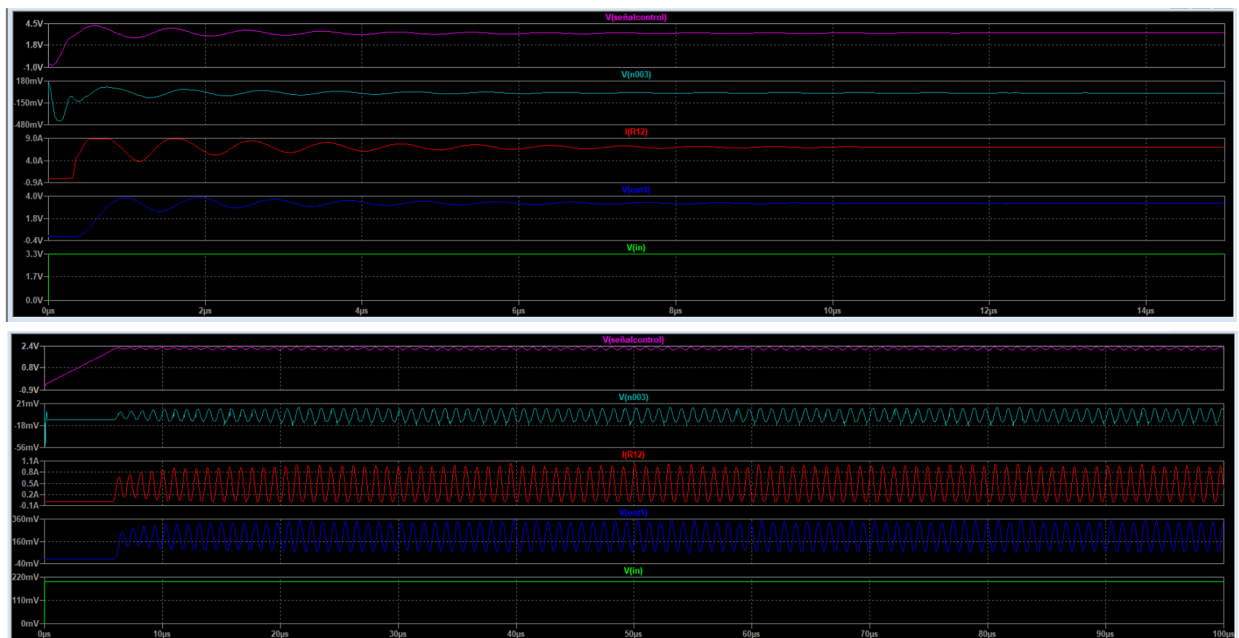
Se procede a verificar en laboratorio el comportamiento del lazo con el controlador PI usando componentes comerciales. De las mediciones de laboratorio (Figura 3.29) vemos que el comportamiento real del lazo no es el esperado, no se parece al obtenido de forma analítica. Las gráficas corresponden a la aplicación de un escalón de 3,3V y de 0,2V respectivamente.

Si analizamos nuevamente las curvas de respuesta obtenidas cuando aplicamos una señal de escalón, a lo que nosotros definimos como “planta”, vemos que entre la corriente que circula por los MOSFETs (por ejemplo IR12) y el voltaje de salida “Vout” existe un desfase. Este desfase o retardo se debe a que los voltajes que caen en las resistencias shunts se acondicionan para poder compararlos luego con la señal de referencia y este acondicionamiento sucede en un amplificador operación que suma dichos voltajes y los amplifica. Este operacional es quien genera el retraso mencionado. Todo esto hace que la señal de control se genere con un retardo que aparentemente es excesivo y provoca las

oscilaciones antes mencionadas en las corrientes de los MOSFETs. Por tanto, se requiere que entre la señal realimentada y nuestras señales de interés (corriente en los MOSFETs) no exista ningún desfase.

Figura 3.29

Medición de la respuesta del sistema en lazo cerrado con el controlador PI en laboratorio



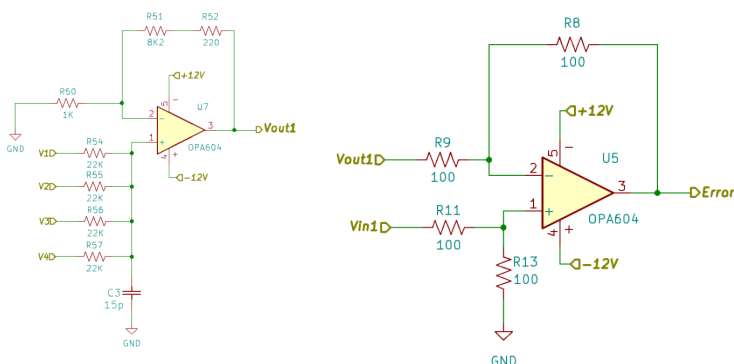
Nota. La primera gráfica muestra la respuesta cuando se aplica un escalón de 3,3V de amplitud y la segunda a un escalón de 0,3V.

Al analizar más en detalle el circuito planteado vemos que es posible condensar en un solo operacional el amplificador que acondiciona los voltajes de las resistencias shunts y el amplificador diferencial (que calcula la diferencia entre la referencia y la señal de realimentación, el error). Esto nos permitirá eliminar el desfase antes mencionado entre las

corrientes de los MOSFETs y el voltaje de las shunts usado como señal de realimentación. Es así que los dos amplificadores mostrados en la Figura 3.30 se pueden implementar usando solo un amplificador operacional tal y como se muestra luego en la Figura 3.31.

Figura 3.30

Circuito amplificador sumador no inversor y amplificador diferenciador



Nota. Circuito amplificador sumador no inversor y amplificador diferenciador

La Ecuación 3.19 describe el funcionamiento del amplificador de la Figura 3.31.

$$V_o = \frac{(V_1+V_2+V_3+V_4)}{4} \left(1 + \frac{R_f}{R_{21}}\right) - V_{ref} \left(\frac{R_a}{R_{24}+R_a}\right) \left(\frac{R_f}{R_{21}}\right) \quad (3.19)$$

donde

$$R_f = R_{23} + R_{26}$$

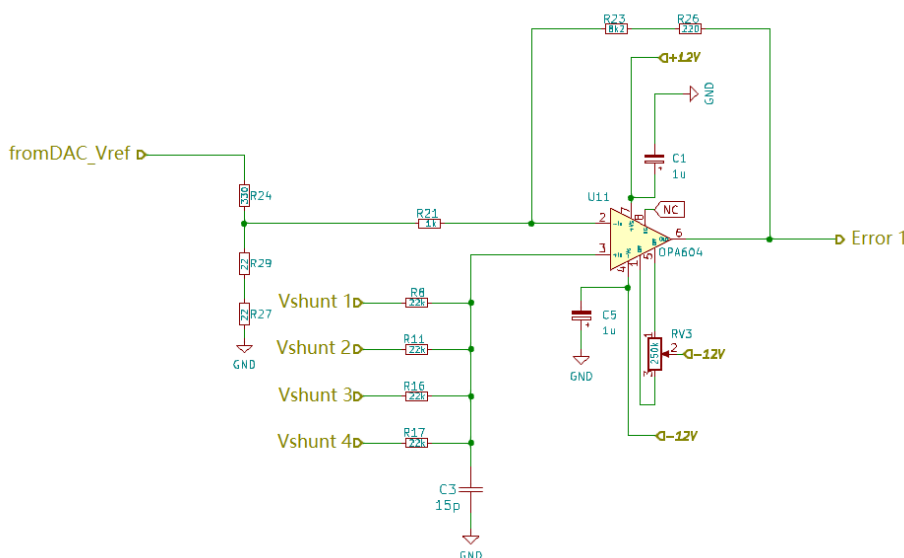
$$R_a = R_{29} + R_{27}$$

y se debe cumplir que

$$R_8 = R_{11} = R_{16} = R_{17}$$

Figura 3.31

Circuito que combina un amplificador sumador no inversor y un amplificador diferenciador



Nota. Se muestra el circuito resultante de implementar un amplificador sumador no inversor de 4 canales y un diferenciador empleando solo un amplificador operacional.

Los valores de las resistencias que componen el amplificador de la Figura 3.31 se han seleccionado de modo que cuando V_{ref} sea igual a 3,3V por cada uno de los MOSFET circulen 7A. Por lo tanto, el voltaje en las resistencias shunts será igual a $V_1=V_2=V_3=V_4=0.35V$ y en estas condiciones el voltaje de salida en el amplificador (V_{error}) debe ser igual a cero.

Modelizado de la Planta y Cálculos del Controlador PI- Segunda Aproximación

En este punto, se procede a modelar nuevamente la planta teniendo en cuenta el amplificador que resultó de la combinación del diferenciador y el sumador no inversor. Aquí la

suma de los voltajes de las resistencias shunts no pueden ser medida de forma directa en el laboratorio por la propia topología del amplificador planteado en la Figura 3.31. Por tanto lo que se hizo fue medir la corriente en los MOSFETs para luego por cálculo inferir la suma de los voltajes presentes en las resistencias shunts tal y como sería si el amplificador sumador no estuviera integrado en el circuito antes mencionado.

A partir de la consideraciones anteriores se obtuvo nuevamente un archivo con los valores de voltaje y sus estampas de tiempo que luego se procesó siguiendo la misma secuencia realizada en el primer modelado de la planta usando PID Tuner. Como resultado se obtuvo la siguiente función de transferencia para la planta

$$P(s) = \frac{0.97549}{(2.05e^{-8}s+1)} e^{-(1.535e^{-7})s} \quad (3.20)$$

Se usó PDI Tuner para calcular los parámetros del controlador PI cuando la planta tiene la función de transferencia dada en la Ecuación 3.20.

Parámetros del controlador PI:

Kp=0.26073

Ti=6.1165e-8

A partir de los parámetros del PI obtenido se vuelve a calcular el valor de los componentes para el circuito de la Figura 3.26.

Fijamos el valor de C2=100pF

$$R_2 C_2 = T_i \Rightarrow R_2 = \frac{T_i}{C_2} = \frac{6.1165e^{-8} \text{seg}}{100 \text{pF}} = 611.65$$

R2= 560Ω + 51Ω =611Ω (valores comerciales)

Por otro lado, tenemos que:

$$\frac{R_2}{R_1} = K_p \Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{K_p} = \frac{611}{0.26073} = 2.343K\Omega$$

$$R_1 = 2,2K\Omega + 150\Omega = 2.350K\Omega \quad (\text{valores comerciales})$$

Con los valores comerciales de R1, R2 y C2 los parámetros del controlador quedarán como:

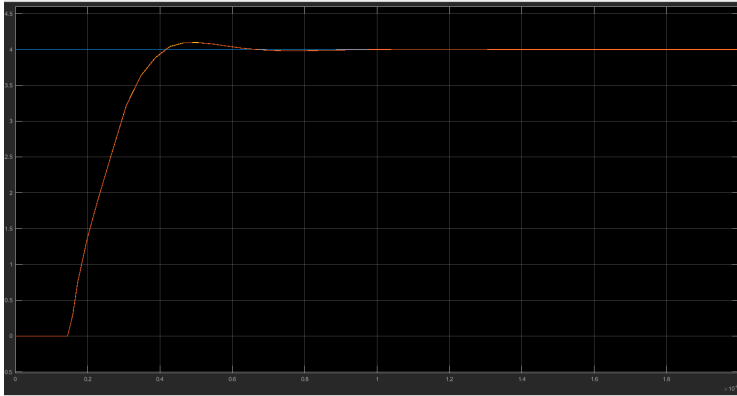
$$T_i = R_2 C = 611 * 100pF = 6.11e^{-8} \text{seg}$$

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} = \frac{611\Omega}{2350\Omega} = 0.26$$

Con estos datos se actualizó el diagrama en bloques de simulink mostrado en la Figura 3.27 para hacer la primera verificación del comportamiento del lazo y comparar los resultados cuando se usa componentes de valores comerciales. Así se obtuvo la curva de la Figura 3.32. Donde nuevamente no se ven grandes variaciones en la respuesta si se usan componentes de valores comerciales que cambian levemente los parámetros del controlador PI.

Figura 3.32

Comparación de las respuestas de los controladores PI



Nota. Comparación de las respuestas con parámetros del controlador PI calculados por PID Tuner y con componentes de valores comerciales, segunda aproximación

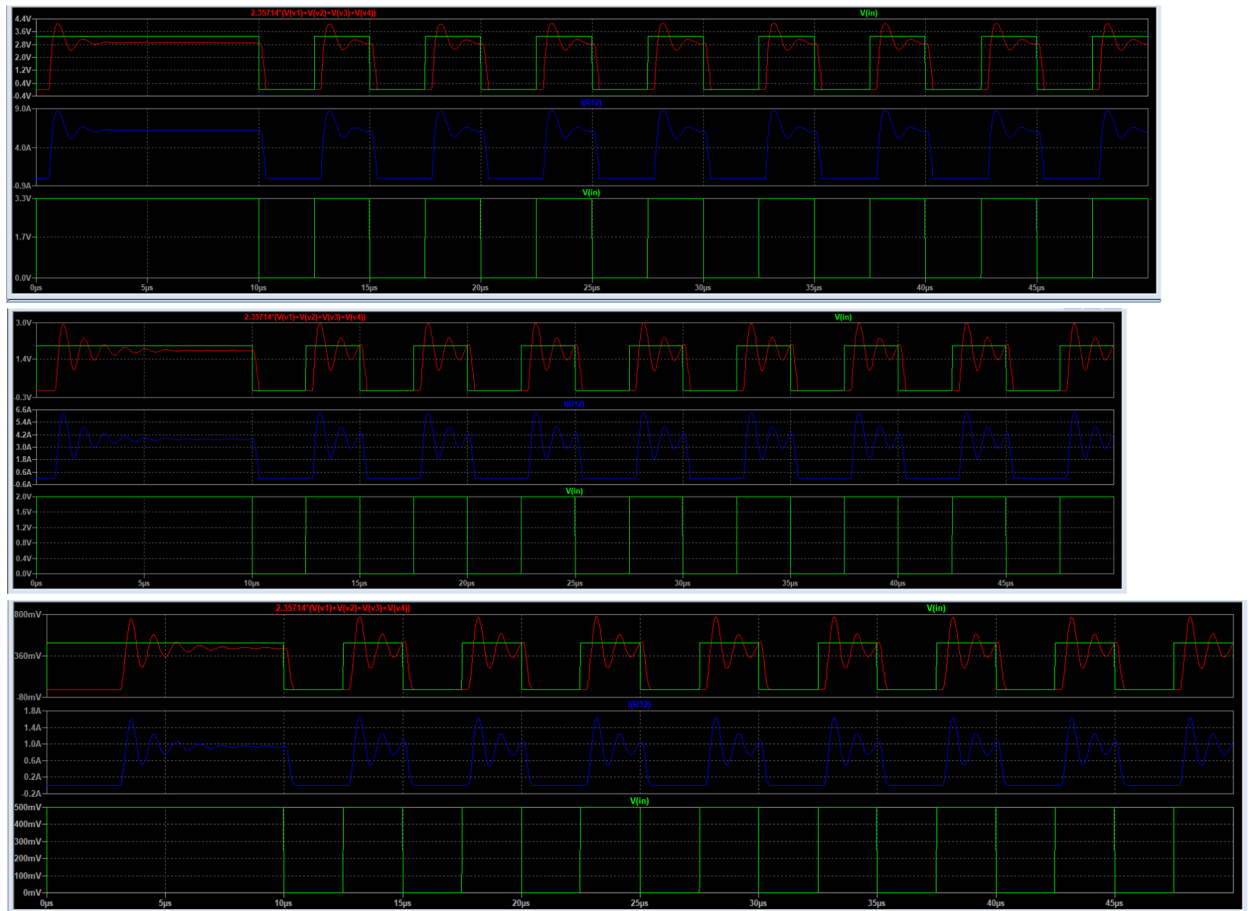
Se procede a verificar el circuito de lazo con el nuevo controlador PI en laboratorio aplicando señales de escalón con distintas amplitudes. Se obtiene así las curvas mostradas en la Figura 3.33

Dado los resultados la performance del control no es óptima por tanto se procede a ajustar el PI reduciendo su ganancia K_p en un 8% con lo que la resistencia R_1 nos queda como producto de la suma de:

$$R_1 = 2,2K\Omega + 330\Omega = 2.530K\Omega$$

Figura 3.33

Respuesta del sistema en lazo cerrado con el controlador PI en laboratorio

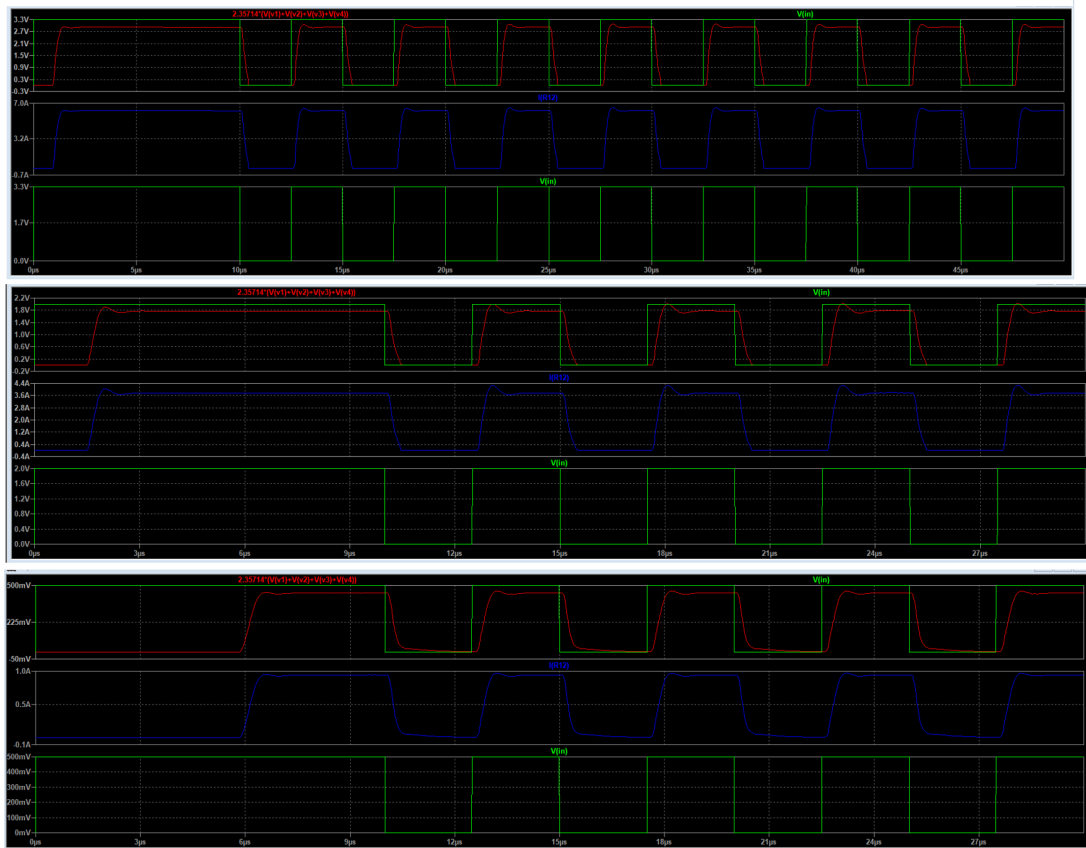


Nota. La primera gráfica corresponde a la respuesta de un escalón de 3,3V de amplitud, la segunda a un escalón de 2V y la tercera a 0,5V.

Con este cambio se reduce el sobrepasamiento y la oscilación del sistema como se observa en las mediciones obtenidas luego del cambio, ver Figura 3.34

Figura 3.34

Respuesta del sistema en lazo cerrado con la reducción de la ganancia K_p



Nota. La primera gráfica corresponde a la respuesta de un escalón de 3,3V de amplitud, la segunda a un escalón de 2V y la tercera a 0,5V.

3.4 Medición de corriente

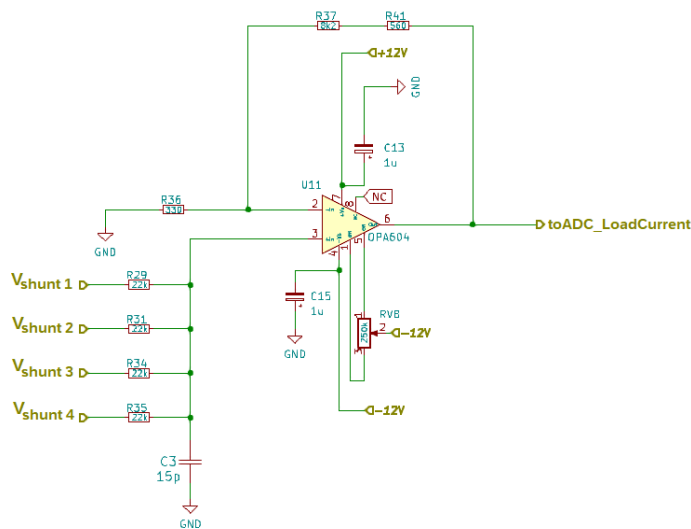
En la sección previa, que aborda el diseño del controlador PI, se menciona la presencia de un circuito encargado de la medición de la corriente que fluye a través de los MOSFETs. Esta medición se emplea posteriormente para generar la señal de realimentación en el lazo de control interno de la CEP DC.

El circuito tratado en esta sección también realiza una medición de la corriente total que atraviesa a los MOSFETs pero opera de manera independiente al bucle interno de la CEP DC, esto se hace con la finalidad de evitar interferencias no deseadas. Este circuito busca acondicionar dicha medición en términos de niveles de voltaje adecuados para permitir que el conversor ADC pueda llevar a cabo la digitalización de la señal. De este modo, el microcontrolador del sistema podrá posteriormente trabajar de manera efectiva con esta información.

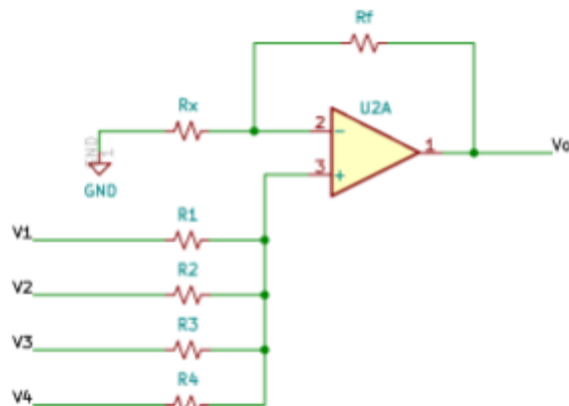
Es así que este circuito de medición de corriente consiste en un amplificador sumador no inversor de cuatro canales donde los voltajes presentes en las resistencias shunt se utilizan como señales de entradas. Este sumador basado en un amplificador operacional OPA604 (ver Figura 3.12) suma los cuatro voltajes de las shunts y, a través de su ganancia, ajusta la escala del resultado a un voltaje dentro del rango de 0 a 10V. Este rango corresponde a los voltajes de entrada admitidos por el conversor ADC AD7606.

Para determinar los componentes del amplificador sumador no inversor en primer lugar consideramos la ecuación que relaciona la tensión de salida con los voltajes de entrada para el amplificador mostrado en la Figura 3.13:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_x}\right) \left(\frac{V_1 + V_2 + V_3 + V_4}{4}\right) \text{ siendo } R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R \quad (3.10)$$

Figura 3.35*Amplificador sumador no inversor*

Nota. Este sumador se emplea para generar una tensión que representa la corriente total que circula por la CEP DC y que se aplica como entrada al ADC.

Figura 3.36*Esquema general de un amplificador sumador no inversor*

Nota. Esquema básico de un amplificador sumador no inversor implementado.

V_1 , V_2 , V_3 y V_4 son las tensiones presentes en cada una de las resistencias Shunts. Por lo tanto, si suponemos que por la CEP circulan 29A que se distribuyen de forma equitativa por cada MOSFET en las shunts las tensiones serán:

$$V_1 = V_2 = V_3 = V_4 = \frac{I_{CEP}}{4} * R_{Shunt} = \frac{29A}{4} * 0.05\Omega = 0.3625V \quad (3.11)$$

Si bien la corriente máxima que puede circular por la CEP DC se ha fijado en 28A en el diseño, al calcular el sumador se plantea una corriente máxima de 29A para poder detectar corriente superiores a este límite sin que el ADC supere su rango de conversión.

Ahora, si establecemos que

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 22K\Omega \quad (3.12)$$

Ecuación 3.10 reemplazamos los valores previamente obtenidos. Además, consideramos que V_o es igual a 10V cuando la corriente total en la CEP es de 29A. Esto ultimo es para usar el rango completo del ADC.No quedará,

$$10V = \left(1 + \frac{R_f}{R_x}\right) \left(\frac{0.3625V+0.3625V+0.3625V+0.3625V}{4}\right) = \left(1 + \frac{R_f}{R_x}\right) 0.3625V$$

Fijamos $R_x=330\Omega$ (resistencia de valor comercial)

Luego R_f deberá ser igual a

$$10V = \left(1 + \frac{R_f}{330}\right)0.3625V \Rightarrow R_f = \left(\frac{10V}{0.3625V} - 1\right)330 = 8.773K\Omega$$

Finalmente, el valor de R_f lo obtenemos combinando dos resistencias de valores comerciales

$$R_f = 8.2K\Omega + 560\Omega \text{ (resistencias de valor comercial)}$$

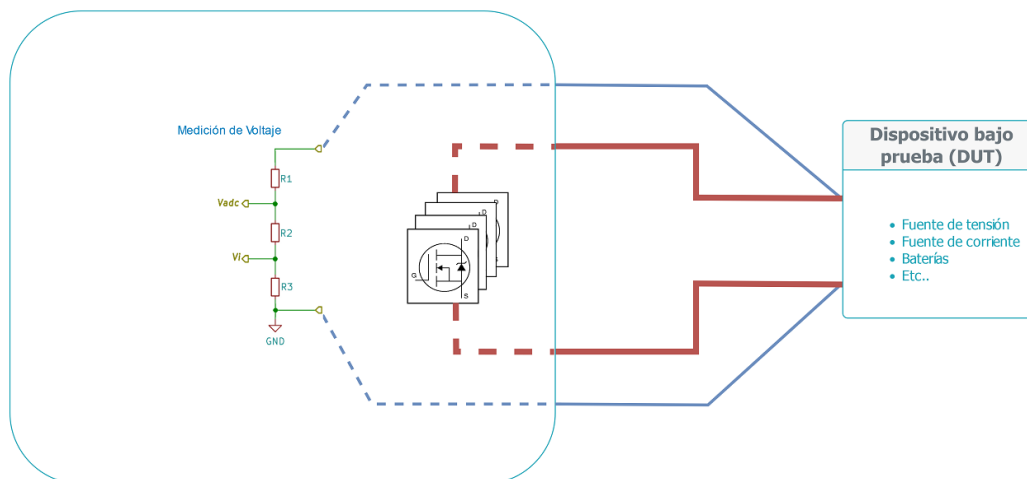
Es así como llegamos al diseño final del amplificador sumador no inversor mostrado en la Figura 3.12.

3.5 Medición de voltaje

Para medir con precisión el voltaje presente en los terminales del dispositivo bajo prueba, la CEP DC utiliza una conexión de cuatro hilos, como se muestra en la Figura 3.37. Un par de cables se emplea para la conexión de potencia, a través de la cual fluye la corriente regulada por los MOSFET de la carga electrónica. El otro par de cables se destina a la medición del voltaje. Esta segunda entrada presenta una alta impedancia, lo que garantiza que circule una corriente extremadamente baja a través de los cables de medición. Esto evita cualquier caída de tensión que pueda afectar posteriormente la precisión de la medición de voltaje.

Figura 3.37

Conexión de la CEP DC a cuatro hilos



Nota. Se muestra como es la conexión a cuatro hilos de la CEP, donde un par de cables es por donde circula la corriente hacia los MOSFETs y el otro para son los empleados para medir el voltaje en bornes del DUT.

Internamente, la CEP DC incorpora un divisor resistivo con dos puntos de salida diseñados para proporcionar dos niveles de voltaje diferenciados y ajustados al rango de tensiones que los circuitos de la CEP pueden gestionar. Estos puntos de salida son los siguientes:

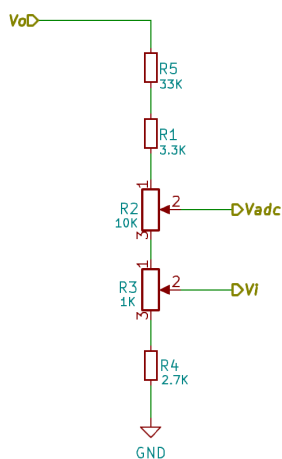
1. El punto V_i , como se muestra en la Figura 3.37, proporciona el nivel de tensión que se retroalimenta al lazo de control que utiliza la CEP cuando tiene conectada una fuentes de corriente. Esta tensión debe mantenerse en 3,3V cuando el voltaje en los terminales del dispositivo en prueba alcance los 50V.

2. El punto V_{adc} adapta la tensión al nivel adecuado para la digitalización por el conversor analógico-digital (ADC), esto luego permite que el microcontrolador procesar la señal. Esta tensión debe mantenerse en 10V cuando el voltaje en los terminales del dispositivo en prueba alcance los 55V.

Basándonos en los requerimientos previamente mencionados, se ha establecido la configuración del divisor tal como se ilustra en la Figura 3.38.

Figura 3.38

Divisor resistivos usado en la medición de tensión en bornes del DUT



Nota. Este divisor simplemente adapta los niveles de voltajes que se miden en bornes del DUT para que los circuitos de la CEP DC puedan procesarlo

3.6 Medición de temperatura

Un módulo de medición de temperatura en una carga electrónica programable de corriente continua (DC) es una parte importante del sistema que permite supervisar y controlar la temperatura en tiempo real para protegerse y evitar daños por sobrecalentamiento. Este tipo

de módulo es especialmente útil en pruebas de dispositivos electrónicos, donde es fundamental mantener una temperatura adecuada durante las pruebas para obtener resultados precisos y evitar daños térmicos.

El módulo de medición de temperatura en una CEP DC generalmente está compuesto por los siguientes componentes:

- **Sensor de temperatura:** El corazón del módulo es el sensor de temperatura, que puede ser un termistor, un termopar o un circuito integrado específico para medir la temperatura. El sensor de temperatura se coloca al lado de los MOSFETs ya que son los encargados de disipar energía.
- **Amplificación y acondicionamiento de la señal:** La señal del sensor de temperatura suele ser débil y susceptible a ruidos, por lo que puede requerir amplificación y acondicionamiento para mejorar la precisión y la integridad de la señal. Un circuito acondicionador puede ajustar la ganancia, calibrar la respuesta y convertir la señal analógica en una señal digital más fácil de procesar.
- **Conversión analógica a digital (ADC):** Después de acondicionar la señal, esta debe convertirse en formato digital para que pueda ser procesada por un microcontrolador o un sistema de control. Para ello, se utiliza un ADC que transforma la señal analógica de temperatura en valores digitales.
- **Microcontrolador:** Es el componente que se encarga de recibir los datos digitales del ADC, procesarlos y realizar las acciones necesarias para controlar la carga electrónica y mantener la temperatura deseada.
- **Pantalla y visualización:** Un módulo de medición de temperatura a menudo incluirá una pantalla para mostrar la temperatura actual o histórica del DUT. Esto

permite a los operadores supervisar la temperatura en tiempo real y tomar decisiones adecuadas.

- Interfaz de usuario: Un módulo bien diseñado también proporcionará una interfaz de usuario para configurar la temperatura deseada, ajustar los límites de temperatura, y realizar otras configuraciones y ajustes según sea necesario.
- Control de la carga electrónica: En función de la temperatura medida y las configuraciones establecidas, el microcontrolador controlará la carga electrónica programable DC para ajustar la corriente y tensión aplicada al DUT y controlar que la temperatura no supere los límites establecidos.

El circuito integrado LM35 se convierte en una opción atractiva para ser utilizado como sensor de temperatura en una carga electrónica programable DC debido a sus características sobresalientes. En primer lugar, el LM35 es conocido por su alta precisión en la medición de temperatura, con una precisión típica de $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ a temperatura ambiente. Esta precisión ofrece resultados confiables y exactos, lo que es esencial cuando se realizan pruebas sensibles que requieren mediciones precisas y consistentes.

Además, el LM35 proporciona una salida de voltaje lineal y directamente proporcional a la temperatura en grados Celsius, lo que simplifica enormemente su implementación en sistemas de control y monitoreo. No requiere conversiones complejas ni calibraciones adicionales, lo que lo hace fácil de usar. Su baja impedancia de salida permite conectarlo directamente a sistemas de medición sin necesidad de amplificadores adicionales, lo que reduce la complejidad del circuito y disminuye los costos.

El amplio rango de temperatura operativa del LM35, que va desde -55°C hasta $+150^{\circ}\text{C}$ (en su versión estándar), lo hace adecuado para aplicaciones en entornos con amplias

variaciones térmicas. Su respuesta rápida a los cambios de temperatura también es útil en aplicaciones donde se requiere un control preciso y rápido de la temperatura. Además, el LM35 consume muy poca energía, lo que lo hace ideal para aplicaciones de bajo consumo y dispositivos portátiles.

La amplia disponibilidad y documentación del LM35 en la industria son ventajas adicionales, ya que es fácil de encontrar en el mercado y existe una gran cantidad de información, hojas de datos y ejemplos de aplicación disponibles, lo que facilita su integración en diseños de sistemas.

En definitiva, el LM35 se elige para este proyecto de CEP DC debido a su alta precisión, facilidad de uso, amplio rango de temperatura, baja impedancia de salida y respuesta rápida. Su consumo de energía reducido y la disponibilidad de información hacen que sea una opción confiable y conveniente para controlar y monitorear la temperatura en sistemas de carga electrónica programables de corriente continua.

3.7 Módulo de control

El presente informe detalla el desarrollo del módulo de control diseñado para la Carga Electrónica Programable DC (CEP DC). Este módulo juega un papel fundamental en el sistema global, ya que es responsable de gestionar y supervisar las operaciones de la carga electrónica, permitiendo ajustar su comportamiento de forma programable. Durante el proceso de diseño, se consideraron diferentes opciones para el módulo de control, incluyendo plataformas como Arduino, ESP8266 y ESP32. A partir de una comparativa exhaustiva, se seleccionó el ESP32 como la opción más adecuada debido a su mayor potencia de

procesamiento, amplia capacidad de E/S, y conectividad avanzada, lo que lo hace ideal para satisfacer los requisitos del proyecto.

Selección de la Plataforma

El proceso de selección de la plataforma de control para la CEP DC fue crucial para garantizar un rendimiento óptimo y una implementación efectiva. Inicialmente, se consideraron tres opciones principales: Arduino, ESP8266 y ESP32.

- **Arduino:** La plataforma Arduino es ampliamente conocida por su facilidad de uso y versatilidad en proyectos de electrónica. Sin embargo, tras un análisis detallado, se determinó que el microcontrolador utilizado en las placas Arduino podría limitar el rendimiento y la capacidad de E/S requerida para el control preciso de la carga electrónica en tiempo real. Además, la falta de conectividad inalámbrica integrada podría restringir la capacidad de comunicación y monitoreo remoto, lo cual es un requisito importante en nuestro proyecto.
- **ESP8266:** Esta plataforma se destacó por su conectividad Wi-Fi integrada, lo que podría resolver el problema de comunicación remota presente en Arduino. No obstante, su limitada capacidad de procesamiento y memoria podría afectar la velocidad de ejecución y la implementación de algoritmos más complejos necesarios para el control de la carga DC. Además, la CEP DC requiere un alto número de E/S para interactuar con diversos sensores y actuadores, y la cantidad de pines GPIO en el ESP8266 podría resultar insuficiente para cubrir todas las necesidades del proyecto.
- **ESP32:** Tras un riguroso análisis de todas las opciones, el ESP32 se destacó como la plataforma más adecuada para el módulo de control de la CEP DC. El

ESP32 ofrece una combinación óptima de potencia de procesamiento, memoria y capacidad de E/S, lo que permite ejecutar algoritmos complejos de control y proporcionar una interfaz rica en funcionalidades. Además, cuenta con conectividad Wi-Fi y Bluetooth integrada, lo que facilita la comunicación y el monitoreo remoto de la carga electrónica. La presencia de interfaces I2C, SPI y UART garantiza la compatibilidad con los periféricos utilizados en el sistema. Esta plataforma ofrece una excelente relación entre rendimiento y costo, lo que lo convierte en la elección ideal para nuestro proyecto.

Funcionalidades y características del Módulo de Control

El módulo de control basado en el ESP32 se ha diseñado para gestionar el comportamiento de la CEP DC de manera eficiente y precisa. Entre sus principales funcionalidades y características se incluyen:

- **Procesamiento de Señales:** El ESP32 cuenta con un potente procesador de doble núcleo de 240 MHz que permite realizar cálculos complejos y realizar acciones en tiempo real. Esto es fundamental para realizar el control y ajuste de la carga DC en función de las señales analógicas obtenidas de los sensores.
- **Interfaz de Usuario:** El módulo de control incorpora una interfaz de usuario intuitiva que permite configurar los parámetros de funcionamiento de la CEP DC, visualizar datos en tiempo real y realizar ajustes precisos. Esta interfaz se implementa a través de un display, que integra el equipo.
- **Almacenamiento de Datos:** El ESP32 cuenta con memoria flash incorporada, lo que permite almacenar configuraciones y datos relevantes para su posterior

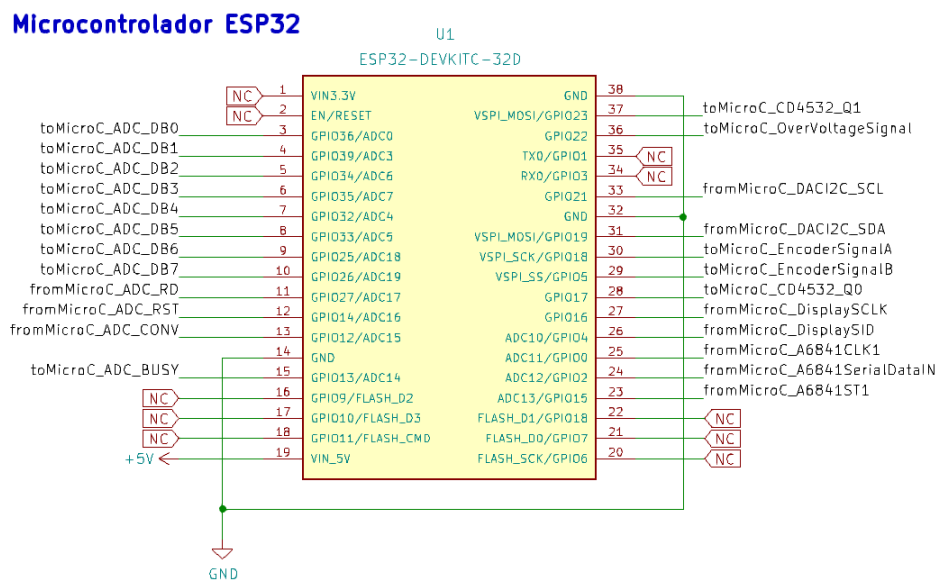
análisis. Esto garantiza la persistencia de la información incluso en casos de pérdida de conexión o apagado del sistema.

- **Expansibilidad:** El ESP32 ofrece una amplia cantidad de pines GPIO, lo que permite la conexión de múltiples sensores y actuadores necesarios para el control de la carga DC. Además, su arquitectura abierta permite la integración de bibliotecas y módulos externos para ampliar aún más sus capacidades.

El módulo de control basado en el ESP32 ha demostrado ser la opción más adecuada para la Carga Electrónica Programable DC. Su potente procesamiento, capacidad de E/S, conectividad y flexibilidad en el diseño de la interfaz de usuario han permitido implementar un sistema altamente eficiente y preciso.

Figura 3.39

Microcontrolador ESP32



Nota. Disposición de los pines

De lo anteriormente analizado, y haciendo un análisis detallado de sus puertos de comunicación, análisis que se puede encontrar en la tabla de anexo dispusimos las conexiones hacia el resto de módulos como se ve en la Figura 3.39.

La selección de esta plataforma ha sido fundamental para el éxito del proyecto, y sienta las bases para futuras mejoras y expansiones en el sistema de control de la CEP DC. El módulo de control representa una pieza clave en la funcionalidad y rendimiento general de la carga electrónica, brindando la capacidad de ajustar y monitorear de manera precisa el comportamiento de la carga en tiempo real. Con esta implementación, la CEP DC se convierte en una herramienta versátil y confiable para la simulación y pruebas de laboratorio.

3.8 Módulo de adaptación de señales

El presente informe detalla el desarrollo de un módulo de adaptación de señales diseñado para mejorar la funcionalidad y precisión de la Carga Electrónica Programable DC (CEP DC). Este módulo se encarga de la comunicación y el control entre la carga DC y dos dispositivos embebidos, el convertidor digital a analógico (DAC) MCP4725 y el convertidor analógico a digital (ADC) AD7606. La integración de estos componentes permite la conversión bidireccional de señales analógicas a digitales y viceversa, facilitando el monitoreo y el ajuste preciso de la carga DC.

El módulo de adaptación de señales es un componente crucial dentro del sistema de control de la CEP DC. El lazo de control digital se inicia en el microcontrolador, que establece un valor numérico en el DAC, quien lo convierte en un voltaje correspondiente. Este voltaje se utiliza para controlar el comportamiento de los mosfets habilitados en la carga DC, donde por ellos circula tanto corriente como voltaje, generando calor. Se obtienen tres muestras: una

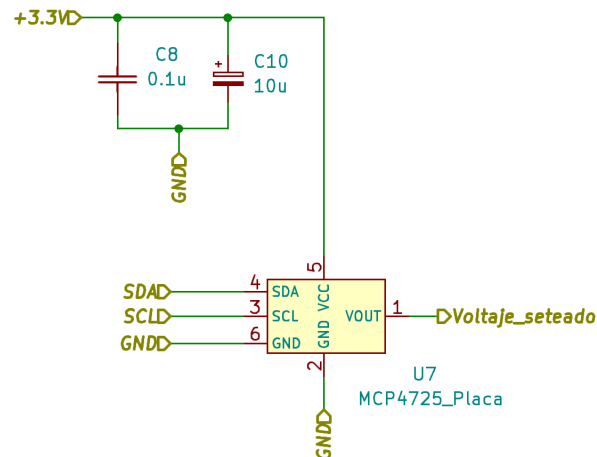
referida a la corriente circulante, otra del voltaje a la entrada de la CEP DC y una de la temperatura en el disipador. Estas muestras son digitalizadas por el ADC, lo que permite una retroalimentación precisa para el control y ajuste de la carga. A partir de los datos obtenidos, el microcontrolador actúa en consecuencia, ajustando el valor numérico establecido inicialmente para lograr el control digital adecuado.

DAC MCP4725

El DAC MCP4725 incorporado en el módulo es un conversor digital a analógico altamente preciso, capaz de generar señales de voltaje con una resolución de 12 bits. Su rango de voltaje de salida abarca desde 0V hasta V_{ref} , lo que permite establecer una amplia gama de niveles de tensión para la carga DC. Por una cuestión de mantener un nivel estándar de voltaje en la comunicación, optamos por $V_{ref} = 3,3V$. La interfaz de comunicación empleada es el protocolo I2C, el cual se comunica con el ESP32 por los GPIO 21 (CLK) y GPIO 19 (SDA), lo que posibilita una configuración sencilla y una rápida transferencia de datos (Figura 3.40). Para programar el DAC MCP4725, se envían bytes de datos que determinan el valor de tensión de salida deseado. De este modo, la carga DC puede ser controlada de manera precisa y eficiente.

Figura 3.40

MCP4725



Nota. Comunicacion I2C entre MCP4725 y el ESP32

ADC AD7606

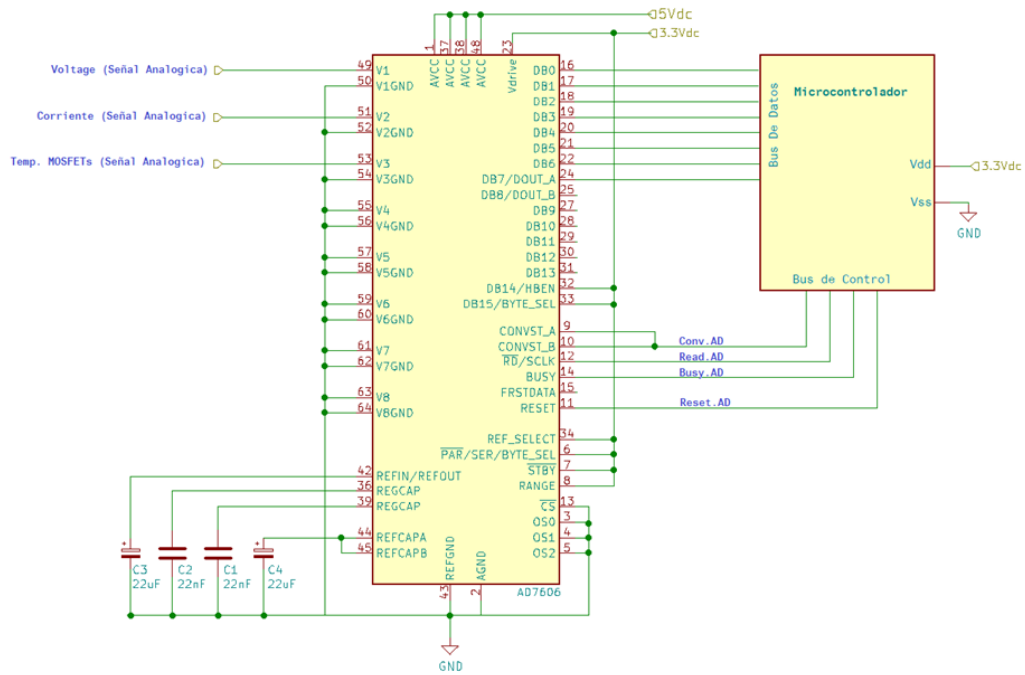
El ADC AD7606 es un convertor analógico a digital de alta precisión que cuenta con una resolución de 16 bits y ocho canales de entrada diferencial. Este dispositivo ha sido incorporado en el diseño del módulo de adaptación de señales para mejorar la funcionalidad y precisión de la Carga Electrónica Programable DC (CEP DC). Su capacidad de muestreo alcanza hasta 200 kSPS (muestras por segundo), lo que permite una adquisición de datos rápida y efectiva de las señales analógicas provenientes de la carga DC.

La comunicación con el ADC AD7606 se realiza mediante el protocolo SPI para el control del convertor, mientras que para el traspaso de datos hacia el microcontrolador se utiliza una comunicación paralela de 2 bytes, asegurando una transferencia rápida y confiable con el microcontrolador. Gracias a la digitalización de las señales analógicas, es posible

obtener datos precisos y en tiempo real sobre el comportamiento de la carga DC, facilitando así su monitoreo y ajuste preciso. La Figura 3.41 presenta la configuración del convertor y su conexión con el microcontrolador. Posteriormente, se proporcionará un análisis detallado y exhaustivo de esta configuración.

Figura 3.41

AD7606



Nota. Conexión del módulo del AD7606 con el ESP32

En el contexto de este proyecto, se ha optado por emplear tres de los ocho canales analógicos disponibles del ADC AD7606, específicamente los canales V1, V2 y V3. Estos canales son utilizados para capturar las señales de voltaje, corriente y temperatura de los MOSFETs presentes en la CEP DC. Los canales no utilizados se han conectado a masa para asegurar una adecuada configuración del dispositivo.

Para garantizar el correcto funcionamiento del ADC, se han realizado conexiones específicas en el circuito. El pin REF SELECT (34) se ha configurado para utilizar la tensión de referencia interna del ADC, que es generada internamente a partir de una tensión de 2.5V ampliada a 4.5V, y sirve como referencia para el registro de aproximaciones sucesivas (SAR) del ADC.

Asimismo, se ha conectado el pin AVCC (1, 37, 38 y 48) a una tensión de 5V para alimentar los amplificadores frontales y el núcleo del ADC, y el pin VDRIVE (23) se ha configurado a una tensión de 3.3V para determinar el voltaje de trabajo de la interfaz del ADC con los pines DI y DO del microcontrolador.

La selección del rango de voltaje para las entradas analógicas del ADC se realiza mediante el pin RANGE (8). En este caso, se ha configurado para trabajar con un rango de $\pm 10V$, lo que ha permitido una frecuencia de corte de aproximadamente 23 KHz para el filtro antialiasing interno del ADC, adecuada para las señales rápidas que se manejan en esta aplicación.

Para controlar el funcionamiento del ADC, se han utilizado pines como STBY (7) para el modo de standby y BUSY (14) para indicar el inicio y finalización del proceso de conversión. Además, el pin RESET (11) permite restablecer el ADC cuando se requiere.

El diseño también considera la configuración de los pines CS (13), RD/SCLK (12) y OS0 (3), OS1 (4) y OS2 (5) para controlar la lectura de datos en paralelo y configurar el filtro de sobremuestreo. En este caso, se ha optado por desactivar la función de oversampling para trabajar con señales rápidas en la aplicación.

Integración y Comunicación entre el DAC y el ADC

El módulo de adaptación de señales desarrollado para la carga electrónica DC programable CEP DC ha demostrado ser una solución altamente efectiva para mejorar la precisión y el control en la aplicación. La integración y comunicación entre los dispositivos DAC MCP4725 y ADC AD7606 ha permitido establecer una interacción bidireccional entre el mundo analógico y digital, facilitando el monitoreo y ajuste óptimo de la carga.

Un ejemplo práctico de uso de este módulo sería en la simulación de distintos perfiles de carga en una fuente de alimentación. Utilizando el DAC MCP4725, se pueden establecer diferentes niveles de tensión para la carga DC, mientras que el ADC AD7606 registra y digitaliza los resultados de cada perfil de carga. Estos datos pueden ser analizados para evaluar la eficiencia y el rendimiento de la fuente de alimentación bajo diversas condiciones de carga, brindando información valiosa para el diseño y optimización del sistema.

La elección de los dispositivos DAC MCP4725 y ADC AD7606 se fundamentó en sus superiores capacidades, como la resolución de 12 y 16 bits, respectivamente. La combinación de un DAC de alta resolución y un ADC de precisión garantiza una comunicación fluida entre los componentes analógicos y el microcontrolador, permitiendo una retroalimentación precisa para el control y ajuste de la carga DC.

En conclusión, el módulo de adaptación de señales ha sido una incorporación fundamental para mejorar significativamente la funcionalidad y precisión de la CEP DC. La versatilidad y eficiencia que proporciona este sistema de control sienta las bases para futuras mejoras y expansiones, permitiendo adaptarse a diferentes requerimientos y aplicaciones en el ámbito de las fuentes de alimentación y la carga electrónica. La combinación de estos módulos

externos ha demostrado ser una elección acertada, brindando un control efectivo y confiable para el funcionamiento óptimo de la carga electrónica CEP DC.

3.9 Módulo de interfaz hombre máquina

En el presente informe, se detallará el módulo HMI (Interfaz Hombre-Máquina) utilizado en el proyecto de Carga Electrónica DC Programable. Para la visualización de información y la interacción con el usuario, se empleó un LCD gráfico de matriz de puntos 128x64 con controlador ST7920.

El LCD ST7920 es una pantalla gráfica monocromática que ofrece una resolución de 128x64 píxeles, lo que permite mostrar datos numéricos, gráficos y texto de manera clara y legible. El controlador ST7920 se encarga de gestionar la memoria de video del LCD, lo que facilita el dibujo de formas y caracteres en pantalla.

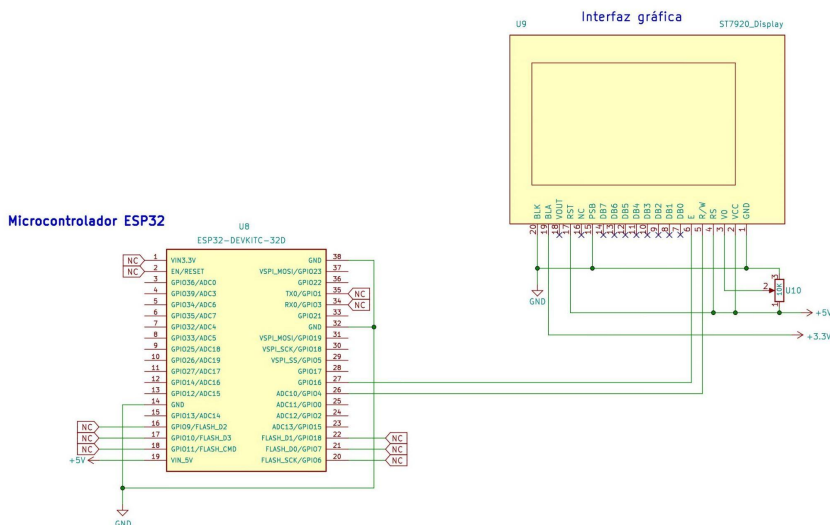
Conexión del LCD ST7920 con el ESP32

En el proyecto, se estableció la conexión del LCD ST7920 con el microcontrolador ESP32 utilizando una comunicación serial SPI en lugar de la interfaz paralela de 8 bits. Esta comunicación SPI simplifica la conexión y reduce la cantidad de pines utilizados.

A continuación, se presenta el nuevo esquema de conexión entre el LCD ST7920 y el ESP32 mediante comunicación serial SPI:

Figura 3.42

ST7920



Nota. Conexión entre el microcontrolador y el display

El pin GPIO 16 del ESP32 se conectó a la pata “E” o SLCK (Serial Clock) del ST7920, mientras que el pin GPIO 4 del ESP32 se vinculó a la pata “R/W” o SID (Serial Data) del LCD ST7920. Esta configuración de conexión mediante comunicación serial SPI permitió una transferencia de datos más rápida y eficiente entre el ESP32 y el LCD ST7920, mejorando el rendimiento general del módulo HMI utilizado en el proyecto de Carga Electrónica DC Programable.

Encoder en la interfaz HMI

Para mejorar la interacción con el sistema y lograr un ajuste preciso de los parámetros de la carga electrónica, se implementó el encoder rotativo EC11 de la marca Ilytarg, con una resolución de 20 pulsos por revolución.

El encoder EC11 es un dispositivo mecánico que ofrece una forma sencilla de ajustar valores numéricos o seleccionar opciones en la interfaz. Cada giro del encoder produce una cantidad predefinida de pulsos, lo que permite medir la dirección y velocidad del giro para determinar el desplazamiento del valor seleccionado.

Características Básicas del Encoder EC11

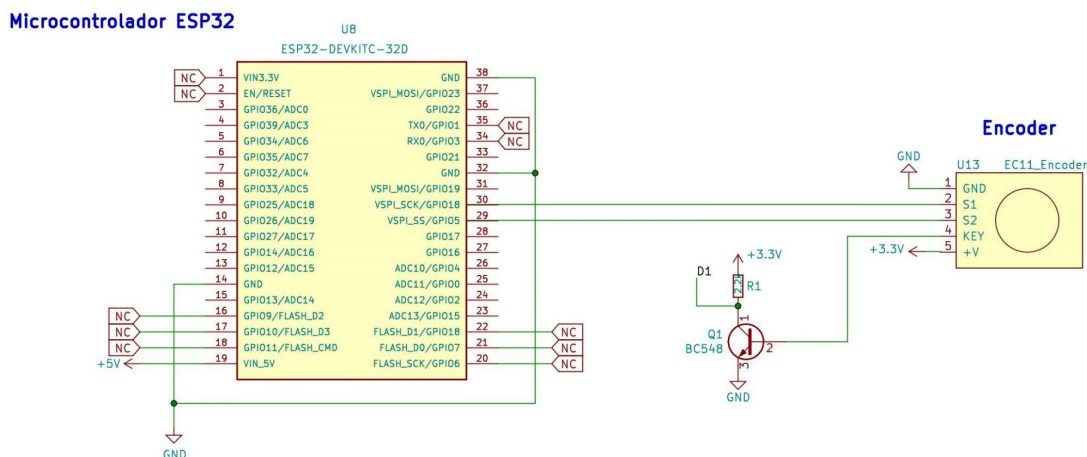
- Resolución: 20 pulsos por revolución.
- Contactos: Dispone de contactos que generan pulsos al girar el eje.
- Sentido de Giro: Permite detectar el sentido de giro (horario o antihorario).
- Botón Pulsador: Incorpora un botón pulsador central para confirmar selecciones.

El encoder EC11 fue integrado en el diseño del teclado para proporcionar una experiencia de usuario intuitiva y eficiente. En la comunicación con el ESP32, los pines GPIO 18 y GPIO 5 se utilizaron para recibir las señales A y B del encoder, respectivamente.

Cabe destacar que la señal de Key del encoder EC11 no se conectó directamente al ESP32. En cambio, se dirigió primero a "D1" un CD4532BE(ver Figura 3.43), un CMOS de 8 bits codificador de prioridad. Esta integración de lógica combinacional permitió codificar la entrada de prioridad más alta (D7-D0) del CD4532BE en un código binario de 3 bits. Luego, el código de 3 bits fue transmitido al ESP32 a través de una interfaz adecuada.

Figura 3.43

EC11



Nota. Conexión entre el ESP32 y el encoder rotativo

Las funcionalidades principales del encoder EC11 en la interfaz son las siguientes:

- **Ajuste de Parámetros:** Al girar el encoder en sentido horario o antihorario, el usuario puede incrementar o disminuir los valores de los parámetros de la carga electrónica, como la corriente, el voltaje o la resistencia. La pantalla LCD ST7920 muestra en tiempo real los cambios realizados.
- **Selección de Opciones:** Mediante el botón pulsador central del encoder, el usuario puede seleccionar opciones o acceder a diferentes configuraciones o modos de operación en la interfaz.

El diseño del teclado con el encoder EC11 y la integración del CD4532BE en la comunicación con el ESP32 proporciona una experiencia de usuario amigable y práctica, garantizando una fácil configuración y control de la carga electrónica DC programable.

Conexión del CD4532BE en la Interfaz HMI

En esta sección, se describirá la conexión del CD4532BE, un CMOS de 8 bits codificador de prioridad, en la interfaz HMI del proyecto de Carga Electrónica DC Programable. El CD4532BE desempeña un papel fundamental en la traducción de las señales del encoder EC11 y los pulsadores hacia el ESP32 y el LCD ST7920.

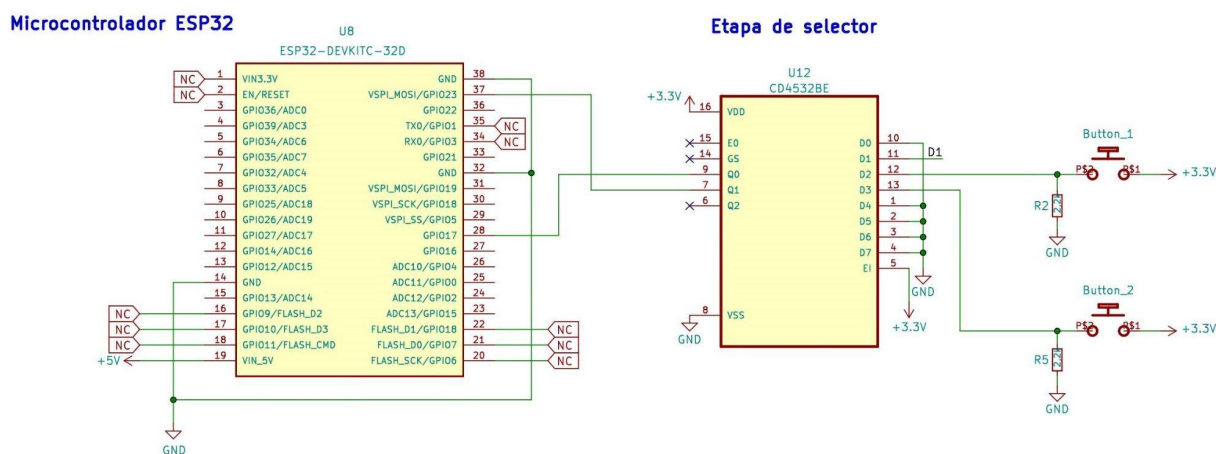
Configuración de las Entradas y Salidas del CD4532BE

El CD4532BE cuenta con 8 posibles entradas de datos, D0 a D7, y 3 salidas, Q0 a Q2. En el diseño de la interfaz HMI, solo utilizamos las entradas D0, D1 y D2. Las restantes entradas D3 a D7 se conectan a masa (GND) para establecer un valor constante y evitar interferencias.

Además, se utilizaron las salidas Q0 y Q1, que se corresponden con los pines GPIO 17 y GPIO 23 del ESP32, respectivamente. La salida Q2 (no utilizada) quedó sin conexión.

Figura 3.44

CD4532BE



Nota. Selectores ON/OFF y ESC/BACK

Descripción de las Señales en las Entradas

En las entradas D0, D1 y D2 del CD4532BE, recibimos tres señales importantes:

- Señal de los Pulsadores (ON/OFF y ESC/BCK): La presencia de dos pulsadores normalmente abiertos proporciona al sistema una interacción adicional para realizar ajustes y selecciones en la interfaz. Estos pulsadores permiten al usuario interactuar directamente con el sistema, lo que facilita la navegación y la configuración de parámetros.
- Señal D1 (Figura 3.44) corresponde al KEY del Encoder EC11: La señal KEY proviene del encoder EC11 y se utiliza para indicar cuándo el botón pulsador central del encoder

ha sido presionado por el usuario. Esta señal es fundamental para confirmar selecciones y acceder a opciones en la interfaz.

- Señal G2 (No conectada): La entrada G2 del CD4532BE no se utiliza en el diseño de la interfaz HMI, ya que solo requerimos una codificación de 3 bits para nuestras entradas D0, D1 y D2. Por lo tanto, G2 se dejó sin conexión.

Integración de las Señales en el Sistema

La interconexión entre el ESP32, el LCD ST7920, el encoder EC11 y el CD4532BE permite un funcionamiento sinérgico del sistema. La información captada por el pulsador del encoder EC11 y los pulsadores es traducida por el CD4532BE en una codificación de 3 bits. Mientras que por otro lado el encoder manda por sus puertos seriales el sentido de giro del encoder, según esto incrementa o disminuye una variable. Luego, el ESP32 lee estas señales codificadas respectivas. Con la información recibida, el ESP32 actualiza la interfaz en el LCD ST7920 para reflejar las acciones realizadas por el usuario, ya sea ajustar parámetros o seleccionar opciones. La retroalimentación visual en el LCD garantiza una experiencia de usuario más interactiva y satisfactoria.

En resumen, la integración de todos estos elementos en la interfaz HMI del proyecto de Carga Electrónica DC Programable proporciona una interacción intuitiva y eficiente para el usuario, permitiendo un control preciso y versátil de la carga electrónica. La combinación de la comunicación serial SPI, el encoder EC11 y el CD4532BE optimiza los recursos del sistema y mejora el rendimiento global del proyecto.

3.10 Módulo de alimentación

Teniendo en cuenta el funcionamiento más desfavorable donde el circuito consume la máxima potencia, es decir, se consideran las salidas activas y los distintos componentes que forman el circuito energizados todo al mismo tiempo. Obtenemos los siguientes consumos según los distintos voltajes usados en la CEP:

PC: Peor caso

SD: Sobredimensionado

Tabla 3.3

Consumo de cada componente

Área o función dentro de la CEP	Referencia	Voltaje [V]	Corriente [mA]	Comentario
Display	Backlight	3.3	360	
Display	ST7920	5	10	SD
Display	Preset U31 10k	5	0.5	Ajuste de brillo
Display	Adaptación señal SCLK	5	5	PC
Display	Adaptación señal SID	5	5	PC
Encoder EC11	EC11	3.3	0.99	PC

Teclado	Tecla 1	3.3	0.33	Consumo solo cuando la tecla está apretada
Teclado	Tecla 2	3.3	0.33	Consumo solo cuando la tecla está apretada
Microcontrolador + Placa	Nodemcu 32s (ESP32)	5	500	Máximo consumo sacado del datasheet
DAC	MCP4725	3.3	10	SD
DAC	Vout (salida del DAC)	3.3	11	Corriente que entregará la salida del DAC a 3.3V
Lazo de realimentación de corriente	OPA604 U11	12	10	Solo afecta fuente $\pm 12V$
Lazo de realimentación de voltaje	Preset U9	5	1	-
Lazo de realimentación de voltaje	OPA604 U5	12	10	Solo afecta fuente $\pm 12V$
Protección de sobretensión	Preset U14	12	2.4	Solo afecta fuente $\pm 12V$
Protección de sobretensión	Comparador LM311	12	10	Fuente +/-12V

Protección de sobretensión	Salida LM311 + R33	3.3	0.33	Consumo cuando la salida del LM311 se activa
Protección de límite de corriente en MOSFETs	Divisor resistivo tensión de referencia U8	5	5	-
Protección de límite de corriente en MOSFETs	Comparador LM311	12	10	-
Protección de límite de corriente en MOSFETs	Comparador LM311	12	10	-
Protección de límite de corriente en MOSFETs	Comparador LM311	12	10	-
Protección de límite de corriente en MOSFETs	Comparador LM311	12	10	-
Protección de sobretensión	Relé U12	12	80	Solo fuente +12V afecta.
Selección 1 MOSFET	Relé U16	12	40	Solo fuente +12V afecta. Según datasheet consume máximo potencia de 450mW a 12V redondeado de la corriente señalada

Selección 1 MOSFET	Relé U17	12	40	Solo fuente +12V afecta. Según datasheet consume máximo potencia de 450mW a 12V redondeado de la corriente señalada
Selección 1 MOSFET	Relé U18	12	40	Solo fuente +12V afecta. Según datasheet consume máximo potencia de 450mW a 12V redondeado de la corriente señalada
Selección 1 MOSFET	Registros Serie/Paralelo A6841	3.3	16	Consumo aproximado con todas las salidas activadas
Control de ventilador	Fan	12	300	El valor indicado es aproximado
Medición de corriente total (ADC)	OPA640 U20	12	10	Fuente $\pm 12V$ Amplificador sumador
ADC	HW-AD7606-F4	5	30	En operación normal según datasheet 27mA
Selección lazo de	Multiplexor/	5	75	Fuente $\pm 5V$. Como máximo

realimentación	Demultiplexor 74HC4051N			puede disipar 750 mW
Selección lazo de realimentación	Divisor resistivo para selección del lazo	12	3	
PID	OPA604 U6	12	10	Fuente $\pm 12V$
Amplificador Push-Pull	OPA604 U60	12	10	

Nota. Detalle de consumo por cada componente/sección.

De la tabla anterior obtenemos los siguientes consumos totales aproximados para cada una de las tensiones que se requieren en la CEP.

Tabla 3.4

Consumos totales de la CEP

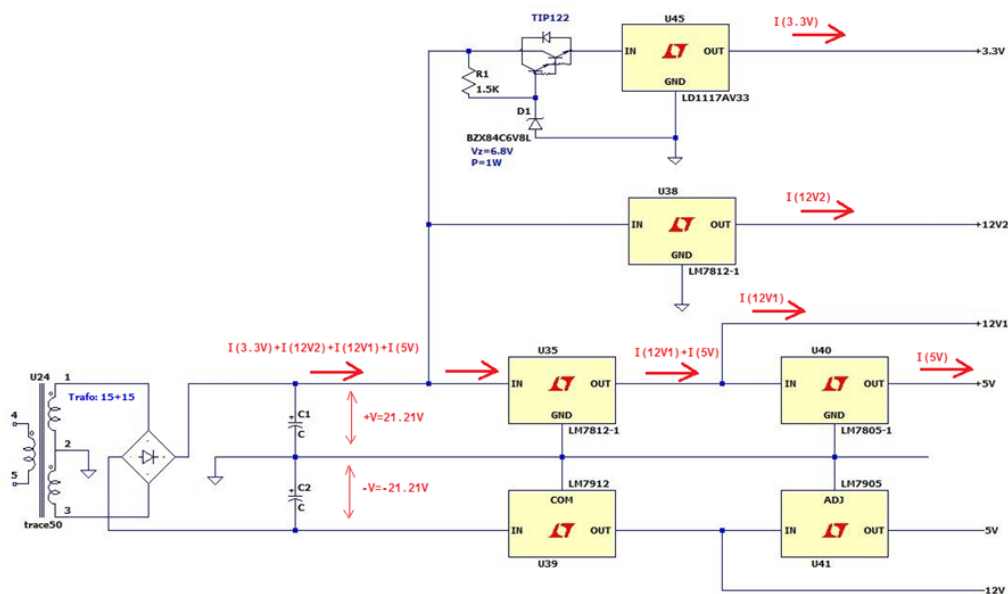
Consumos totales de la CEP	
Voltaje [V]	Corriente [mA]
3.3	399.31
5	631.5
12	605.4

Nota. Consumos totales de la CEP DC

En base a los consumos computados anteriormente, planteamos el siguiente esquema para la fuente de alimentación con los distintos niveles de tensión requeridos por el circuito:

Figura 3.45

Esquema de fuente de alimentación



Nota. Distribución de corrientes

Donde los distintos consumos de la placa los hemos distribuido de tal forma que cada uno de los reguladores estará entregando los siguientes valores de corriente:

En la tabla solo se están considerado los consumos de los reguladores de tensión positivos. Los reguladores de tensión negativa no son considerados aún solo para poder simplificar los cálculos.

Tabla 3.5*Distribución de consumo*

Fuente	Consumo [mA]	Símbolo
12V1	102.4	I(12V1)
12V2	503	I(12V2)
5V	631.5	I(5V)
3.3V	399.31	I(3.3V)

Nota. Consumo de corriente total por cada rama

Por lo tanto, la corriente total que debería suministrar el puente rectificador será igual a:

$$I_{Total} = I_{(3.3V)} + I_{(12V2)} + I_{(12V1)} + I_{(5V)}$$

$$I_{Total} = 0.39931A + 0.503A + 0.1024A + 0.6315A$$

$$I_{Total} = 1.636A$$

Según el consumo total calculado con un puente rectificador de 2A en adelante será suficiente para la fuente de alimentación planteada.

El trafo a usar en la fuente tiene los siguientes datos:

Entrada: $220 V_{ac}$ 50 Hz

Salida: $15 + 15 V_{ac}$ 2000mA

Por lo tanto, su tensión de salida pico será de unos 21,21V.

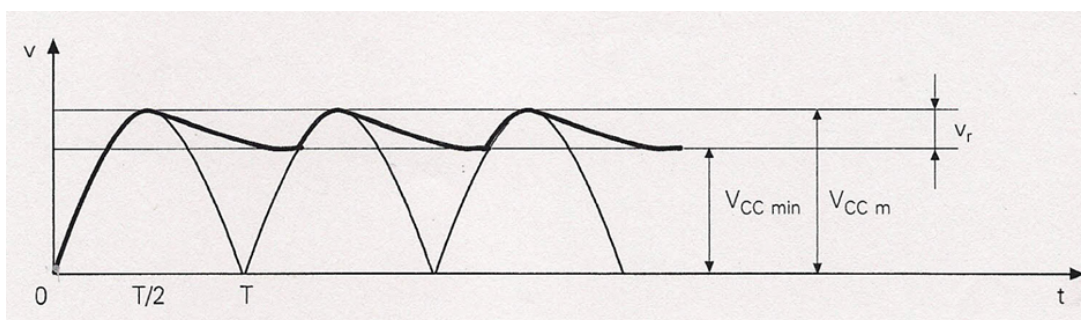
Vamos a calcular la capacidad necesaria para filtrar el rizado de la tensión a la salida del rectificador de onda completa de la fuente. Buscaremos obtener un porcentaje de rizado del 5%. De este modo los reguladores de tensión trabajaran de un modo más estable.

Para calcular los capacitores de filtrados primero solo consideraremos la mitad positiva de la fuente con lo cual calcularemos C1 luego C2 deberá tener un valor similar.

En la figura a continuación se muestra el voltaje de rizado, el valor de tensión máximo y el valor de tensión mínimo.

Figura 3.46

Ripple

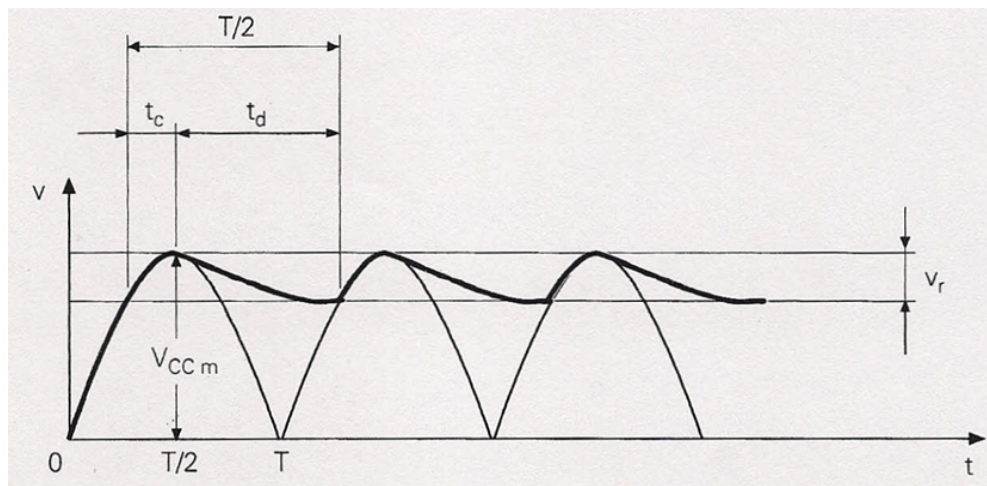


Nota. Variación de voltaje

El porcentaje de la tensión de rizado se calcula como la división entre la mitad del voltaje de rizado pico a pico y el voltaje de continua en la carga, expresado en tanto por ciento, es decir, que será igual a:

$$V_r \% = \frac{\frac{v_r}{2}}{V_{CC}} * 100$$

A continuación, se esquematiza como es la forma de onda a la salida del rectificador de onda completa solo considerando la mitad positiva de la fuente antes planteada.

Figura 3.47*Periodo de Ripple*

Nota. Descripción de tiempos

Donde t_c es el tiempo de carga del capacitor t_d es el tiempo de descarga.

Si observamos, el tiempo t_c es considerablemente menor al tiempo t_d por tanto podríamos decir que:

$$t_c \approx \frac{T}{2} \quad (3.13)$$

La cantidad de carga almacenada en el cargador debido al voltaje de rizado puede expresarse como:

$$Q = V_r C \quad (3.14)$$

Pero también podríamos expresar dicha cantidad de carga como:

$$Q = I t_d \quad (3.15)$$

Donde I es la corriente que circula desde el capacitor hacia la carga en durante el tiempo de descarga de este y t_d es el tiempo de descarga.

Si igualamos las *ecuaciones* 3.15 y 3.16, y además reemplazamos el valor de t_d obtenemos:

$$V_r C = I \frac{T}{2} \quad (3.16)$$

Reemplazamos el periodo de la señal por su frecuencia y despejamos la tensión de rizado para obtener:

$$V_r = \frac{IT}{2C} \Rightarrow V_r = \frac{I}{2Cf} \quad (3.17)$$

Donde:

V_r = tensión de rizado pico a pico

f =frecuencia de la red

C =Valor del capacitor usado como filtro

I =corriente que circula por la carga de continua

Luego se puede sustituir la corriente de carga por:

$$I = \frac{V_{cc}}{R_c}$$

Aquí V_{cc} es la tensión en la carga y R_c es la resistencia de carga..

La *ecuación* 8.4 nos quedará como:

$$V_r = \frac{V_{cc}}{2R_c C f}$$

Ahora combinamos las *ecuaciones* 3.13 y 3.17

$$V_r \% = \frac{\frac{V_r}{2}}{V_{cc}} * 100 = \frac{V_{cc}}{2R_c C f 2V_{cc}} * 100$$

$$V_r \% = \frac{1}{4R_c C f} * 100 \quad (3.18)$$

Ahora con la expresión 3.18 podemos calcular el valor que deberá tener el capacitor de filtrado para obtener un rizado del 5%. Así la ecuación 3.18 nos quedará como:

$$5 = \frac{1}{4R_c C f} * 100 \Rightarrow C = \frac{1}{5} \frac{1}{4R_c f} * 100 \quad (3.19)$$

De los consumos de la placa antes calculados podríamos determinar el valor de la resistencia de carga total equivalente como:

$$R_{eq} = \frac{V_{CC}}{I_{Total}} = \frac{(21,21V-0,7V*2)}{1,636A}$$

$$R_{eq} = 12,109\Omega$$

Finalmente usando la ecuación 8.6 y el valor de la resistencia calculamos el valor del capacitor para el filtro:

$$C = \frac{1}{5} \frac{1}{4R_c f} * 100 = \frac{100}{20*12,109\Omega*50Hz} = 8258\mu F$$

Dado que este es un cálculo aproximado seleccionaremos que la capacidad del condensador usado para el filtrado sea igual a 9000 μ F y para mantener la simetría de la fuente daremos el mismo valor al capacitor/es conectados en la parte negativa de la fuente. Es por esto que los capacitores a la entrada C1 y C2 deberán ser de 9000 μ F.

3.11 Protecciones

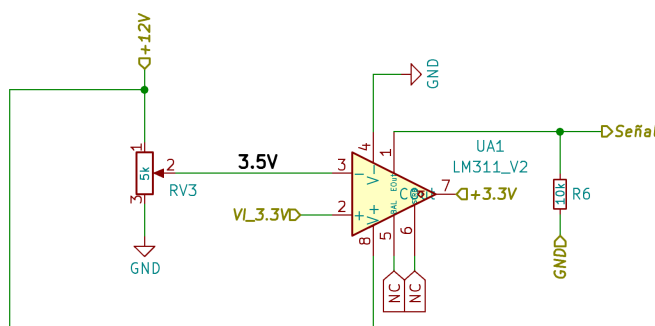
La integración de los circuitos de protección de sobrevoltaje y sobrecorriente en el sistema de Carga Electrónica DC Programable es un componente esencial para garantizar la seguridad y confiabilidad del sistema, protegiendo tanto la carga electrónica como el equipo en sí.

Protección de Sobre Voltaje

El circuito de protección de sobrevoltaje se basa en un comparador LM311 configurado con un valor de voltaje de referencia. Mediante un preset, se establece este valor de referencia en 3.5V, lo que corresponde a 55V en la carga. La señal de entrada $V_{I_3.3V}$ (Figura 3.48) limitada a 3.3V (50V en la carga) mediante un divisor resistivo, se compara con el valor de referencia. Cuando el voltaje que circula por la carga supera este valor de referencia, el comparador envía una señal al ESP32.

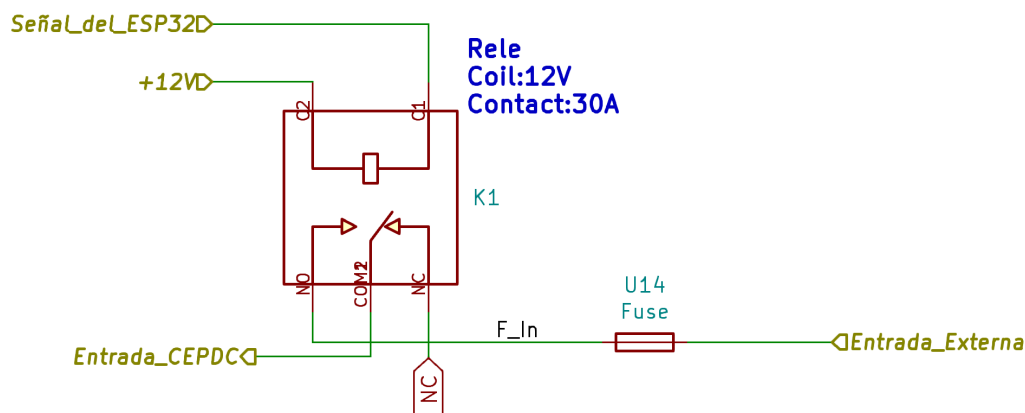
Figura 3.48

Circuito protección por sobretensión



Nota. Circuito que avisa al ESP32 cuando se cumple esta condición

En respuesta, el ESP32 deshabilita el relé de entrada, desconectando físicamente el Dispositivo Bajo Prueba (DUT). Esta acción protege la carga electrónica de posibles daños ocasionados por sobre voltajes y garantiza la integridad del sistema en situaciones críticas.

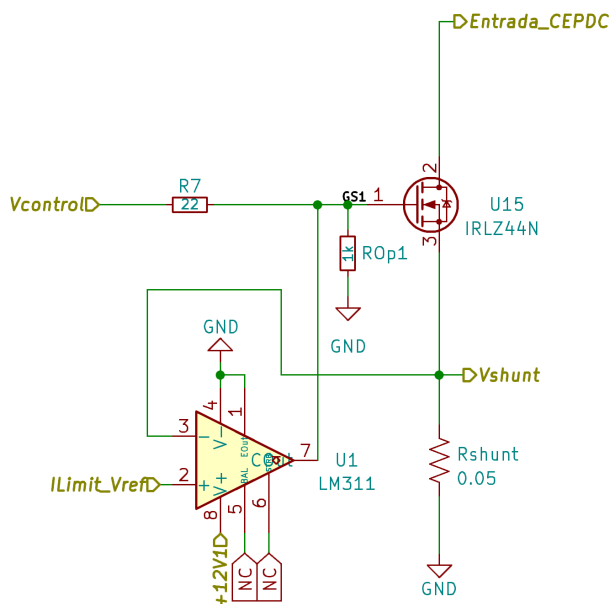
Figura 3.49*Relé de conmutación*

Nota. Relé que deshabilita la conexión de la carga con el DUT

Protección de Sobrecorriente

El circuito de protección de sobrecorriente también se basa en el comparador LM311 y está adaptado para medir la caída de tensión en las resistencias shunt de 0.05 Ohm en cada uno de los 4 MOSFETs. Para cada MOSFET, se establece un límite de corriente de 7A, lo que equivale a una caída de tensión de 0.35V en la resistencia shunt. Este valor es comparado con un voltaje de referencia ajustable I_{Limit_Vref} (Figura 3.50).

Si la caída de tensión supera el valor de referencia, establecido en 0.36V (usando el 92% de la potencia de la resistencia shunt), el comparador activa un transistor interno que pone a masa la señal de control del MOSFET. Esta acción deshabilita al MOSFET en cuestión e impide que circule más corriente de la que el sistema puede soportar esta rama, protegiendo así la carga electrónica y los componentes involucrados.

Figura 3.50*Circuito protección por sobrecorriente*

Nota. Circuito que cuando se cumple esta condición manda la señal de control a GND

Comparador LM311

En ambos circuitos de protección se empleó el LM311 debido a sus capacidades de aislamiento y su circuitería interna. El LM311 asegura una operación confiable y efectiva al aislar el circuito de potencia. Su función en la integración es esencial para una respuesta rápida y precisa ante condiciones de sobrevoltaje y sobrecorriente.

En resumen, la integración de los circuitos de protección de sobrevoltaje y sobrecorriente en el sistema de Carga Electrónica DC Programable, basada en el uso del comparador LM311, se traduce en un sistema seguro y robusto. Estos circuitos trabajan en conjunto con el módulo HMI y el control del ESP32 para garantizar una operación confiable y

protegida en diversas condiciones, asegurando la integridad tanto de la carga electrónica como del sistema en su totalidad.

3.12 Software Embebido

En esta sección trataremos sobre el desarrollo y el funcionamiento del programa o software embebido que se ejecuta en el interior del microcontrolador ESP32 para controlar el funcionamiento de la CEP DC.

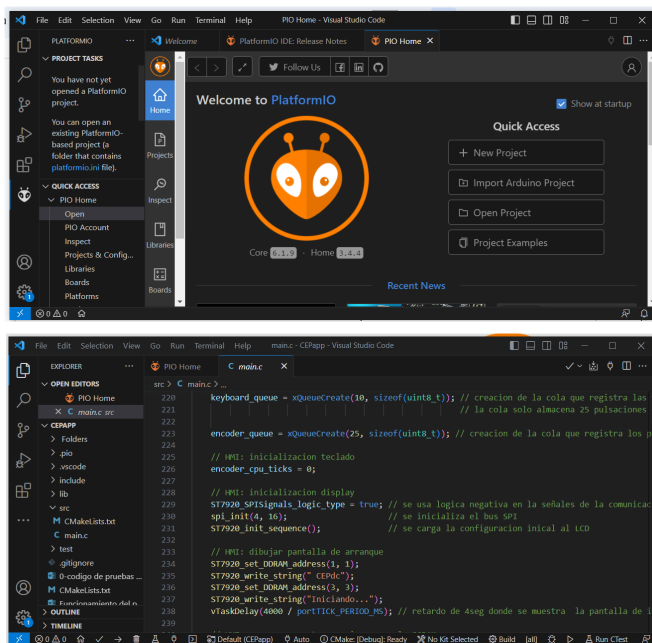
Para la programación de este software embebido hemos usado a PlatformIO que es un IDE (integrated development environment) para la programación de microcontroladores y sistemas embebidos pero integrado como extensión en Visual Studio Code. Es decir, que en realidad hemos usado como IDE a Visual Studio Code el cual es altamente configurable con la posibilidad de instalar un sin fin de extensiones que permite aumentar su funcionalidad y potencia pero valiéndonos de los beneficios de poder utilizar las herramientas y bibliotecas que posee PlatformIO para una amplia gama de plataformas de hardware, como Arduino, ESP8266, ESP32, Raspberry Pi, STM32, entre otras.

Visual Studio Code como se mencionó es un IDE desarrollado por Microsoft, es un proyecto de software libre que se distribuye bajo la licencia MIT.

PlatformIO también es un IDE que puede usarse en su versión standalone o como una extensión de VS Code como en nuestro caso. Es un proyecto de código abierto y utiliza la Licencia de Software Pública de GNU (GNU Lesser General Public License, LGPL), específicamente la versión 2.1 de la LGPL.

Figura 3.51

VS Code con la extensión de PlatformIO



Nota. En la imagen superior se encuentra la pantalla de inicio de platformio y en la inferior el entorno de desarrollo.

Al programar un microcontrolador ESP32 se tiene la posibilidad de usar el framework de espressif quien es el fabricante y es conocido como ESP-IDF o también podemos usar el framework de Arduino. Ambos framework están disponibles para su selección al iniciar un proyecto en PlatformIO. En nuestro caso hemos decidido emplear el framework del fabricante debido a que tiene disponible bibliotecas más avanzadas y con una documentación más detallada respecto a cómo trabajan internamente. Esto nos resulta de gran interés en el desarrollo de nuestra aplicación ya que nos permite entender cómo trabaja a bajo nivel el ESP32 y poder realizar modificaciones que se ajusten a nuestras necesidades.

Adicionalmente, se utilizó el lenguaje de programación C para llevar a cabo el desarrollo del software.

Al desarrollar un programa para ESP32, es fundamental tener en cuenta que este microcontrolador es administrado internamente por el sistema operativo FreeRTOS. FreeRTOS es un sistema operativo en tiempo real de código abierto, especialmente concebido para su implementación en sistemas embebidos y aplicaciones en tiempo real. Por esta razón, resulta imperativo que nuestra aplicación se ajuste a la filosofía de ejecución propia de un sistema operativo en tiempo real.

Un aspecto primordial es que las tareas incorporadas en la aplicación no deben retener recursos de manera prolongada, como por ejemplo la CPU, dado que esto podría obstaculizar el funcionamiento del sistema operativo al impedir la ejecución en segmentos más cortos y, en consecuencia, desaprovechar los intervalos de inactividad.

En base a lo mencionado en párrafos anteriores es que nuestra aplicación se estructuró de la siguiente manera:

Inicialización y Configuración

En esta etapa, se realizan las configuraciones iniciales del microcontrolador y se inicializan las diferentes periféricas necesarias para el funcionamiento de la Carga Electrónica Programable DC. También se establecen los parámetros básicos del sistema operativo FreeRTOS. Esto se realiza por medio de:

- El archivo “sdkconfig.nodemcu-32s” el cual posee los parámetros de configuración para FreeRTOS y se ha dejado prácticamente con sus valores estándar a excepción de la frecuencia de trabajo de los núcleos la cual se ha fijado en 240 Mhz.

- La función `app_main ()`, en ella se realiza la inicialización de las variable globales de la aplicacion, la configuracion de los GPIO del ESP32 ya sea como entrada o salida, la creacion y asignacion de memoria para las “task” que forman nuestra aplicación, y la habilitación de las rutinas de interrupción.

Tareas Multihilo

Nuestra aplicación se divide en múltiples tareas o task en paralelo, cada una cumpliendo una función específica. Estas tareas trabajan en armonía, interactuando a través de mecanismos de comunicación y sincronización provistos por FreeRTOS. La segmentación de las tareas permite un aprovechamiento eficiente de los recursos del microcontrolador y evita bloqueos prolongados. Este sistema es manejado por un orden de prioridades, a medida que es liberado el recurso que se está usando, pasa al gestor de recursos, quien es el que se encarga de asignar la ejecución de una tarea o proceso. Las tareas creadas en la aplicación son las siguiente:

- `Central_taks()`
- `Keyboard_task()`
- `Control_task()`
- `Display_task()`

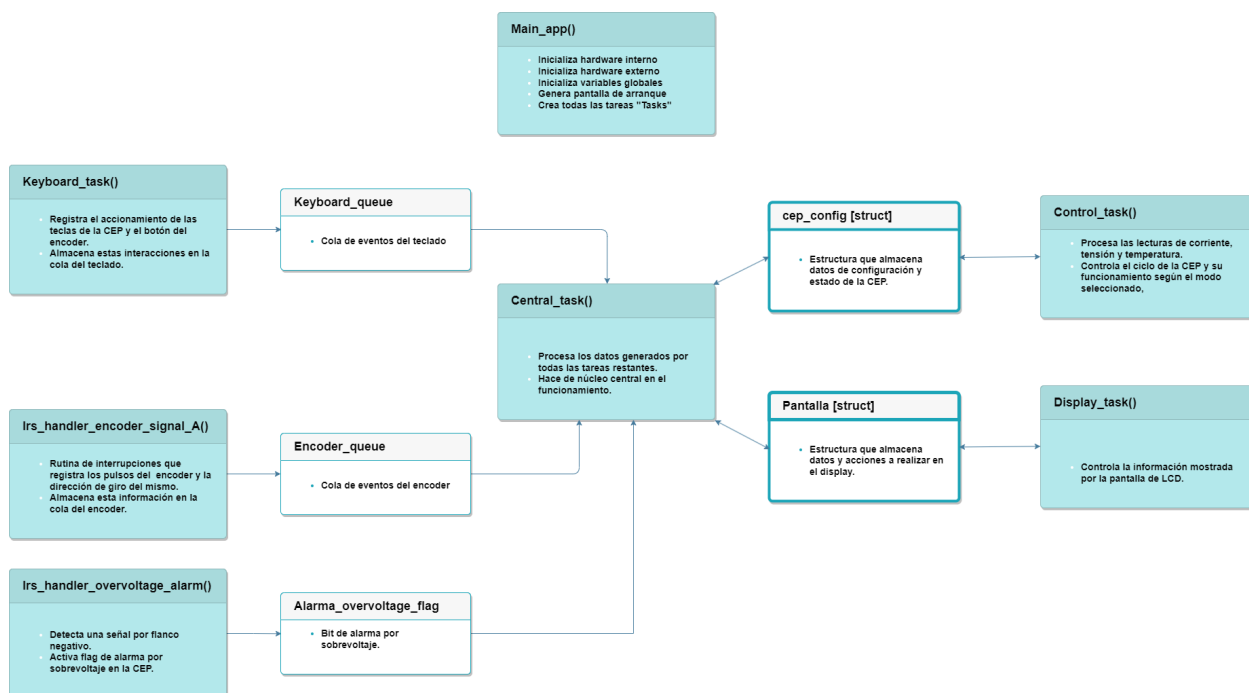
Además también se activan las siguientes rutinas de interrupción:

- `Isr_handler_encoder_signal_A()` - interrupción por flanco positivo en la GPIO18 (señal A del encoder).
- `Isr_handler_overvoltage_alarm()` - interrupcion por flanco negativo GPIO22

En la figura 3.52 se muestra cómo se relacionan de forma gráfica todas las taks y rutinas de interrupción mencionadas.

Figura 3.52

Diagrama en bloques de la programación



Nota. Detalle de cada módulo

Interacción con Periféricos

En lo referido al control de los periféricos fue necesario generar nuestras propias bibliotecas personalizadas debido a lo específico de nuestra implementación en las CEP DC y la necesidad de optimizar los tiempos de intercambio de información con el ESP32.

Es así que se generaron bibliotecas para el manejo del:

- A6841, convertor de serie a paralelo con retención.
- AD7606, ADC de 16 bits

- MCP4725, DAC de 12 bits
- ST7920, controladora de la pantalla LCD

Gestión de Protecciones y Comunicación

La CEP tiene la capacidad de monitorear y contrarrestar las condiciones de sobrevoltaje a través de los circuitos de protección. Sin embargo, solo la detección de sobrevoltaje y su protección se controla por software. En el caso de la protección por sobrecorriente se tiene una solución tipo hardware.

Por lo tanto, en caso de producirse una condición de sobre voltaje la CEP la detecta por medio de una interrupción y actúa desactivando la bobina del relé K4 para desacoplar a la carga electrónica del dispositivo bajo prueba. Además, por medio de la pantalla informa al usuario de este suceso.

En resumen, la estructura de nuestra aplicación sigue los principios de eficiencia y sincronización requeridos por el sistema operativo FreeRTOS y aprovecha al máximo las capacidades del microcontrolador ESP32.

Capítulo 4 - Implementación

En esta sección, detallaremos cómo llevamos a cabo la construcción física y el desarrollo del prototipo de la carga electrónica DC programable. Nuestro objetivo principal fue ensamblar todos los módulos, tanto de hardware como de software, que componen esta carga electrónica. Para el diseño de los PCBs, utilizamos la herramienta KiCad, un software de código abierto utilizado para la automatización del diseño electrónico (EDA). KiCad ofrece una interfaz amigable y un conjunto robusto de herramientas que facilitan todo el proceso de diseño de circuitos electrónicos, desde la captura de esquemas hasta el diseño del PCB y la visualización 3D. Al ser una solución de código abierto, KiCad es de uso gratuito y es ampliamente apoyado y mejorado por una gran comunidad de usuarios y desarrolladores.

El proyecto se estructuró en cuatro placas físicas interconectadas: la Placa de Alimentación, la Placa de Control, la Placa de HMI y la Placa de Potencia. Cada una de estas placas juega un papel esencial en el funcionamiento global de la carga electrónica DC programable. Los detalles físicos de estas placas serán explicados de forma gráfica más adelante en este mismo capítulo.

Además, para la programación del microcontrolador y la gestión del software, elegimos el IDE de Visual Studio Code. Visual Studio Code, también conocido como VS Code, es un popular editor de código desarrollado por Microsoft. Es gratuito, de código abierto y está disponible para sistemas operativos Windows, macOS y Linux. VS Code está diseñado para ser ligero, altamente personalizable y eficiente, lo que lo convierte en una elección favorita entre los desarrolladores para diversos lenguajes de programación.

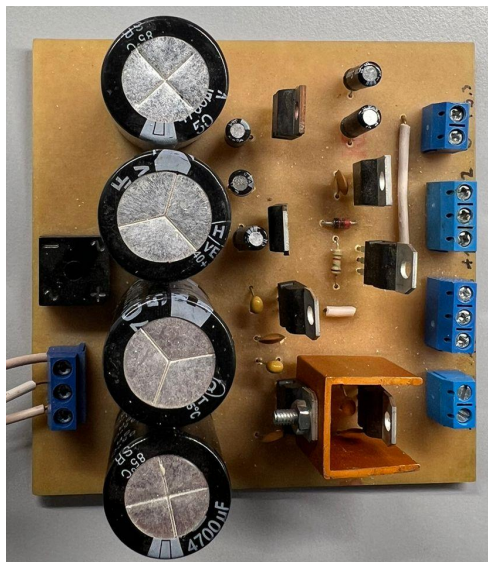
4.1 Hardware

4.1.1 Placa de Alimentación

La implementación de la Placa de Alimentación consiste en proporcionar energía a todos los circuitos presentes en la carga electrónica mediante diversas salidas de tensión continua, las cuales son: +12V, -12V, +5V, -5V y +3.3V, todas ellas referenciadas a un punto común de tierra (GND). Esta placa es fundamental para asegurar el suministro adecuado de energía y garantizar el correcto funcionamiento de todos los componentes electrónicos involucrados en el sistema. Acá queremos destacar tanto el diseño del PCB, como la disposición en que fueron colocados los componentes para que las dimensiones físicas fueran las más pequeñas posibles. Sigue el método de fabricación casero el cual se detalla más adelante.

Figura 4.1

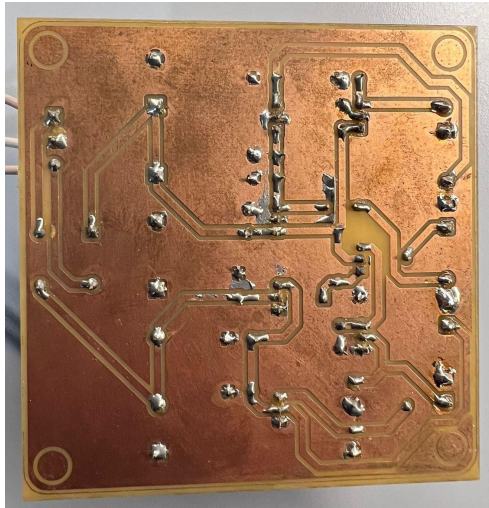
Diseño final Placa de Alimentación (Front)



Nota. Vista en planta.

Figura 4.2

Diseño final Placa de Alimentación (Back)



Nota. Ruteo de la Placa de Alimentación

Dimensiones físicas de la placa con considerando altura de los componentes

- 100mmx100mmx50mm (Largo x Ancho x Alto)

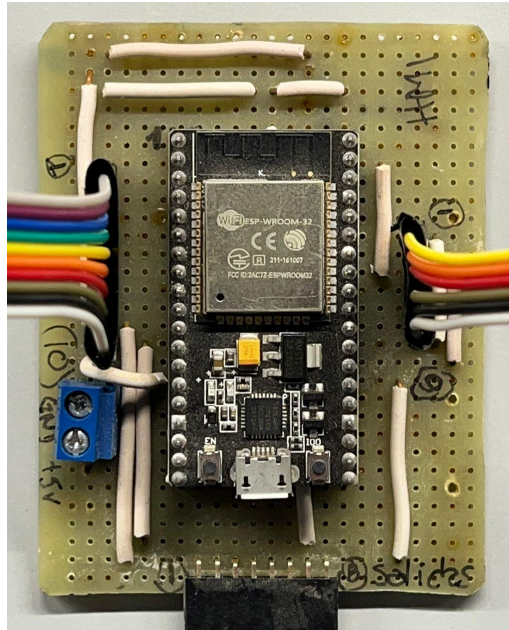
4.1.2 Placa de Control:

La Placa de Control está especialmente diseñada para alojar un módulo de ESP32 embebido, puertos de comunicación divididos según con qué módulo se desea conectar y su respectiva alimentación.

Alimentamos el microcontrolador integrado para que se encargue de gestionar todas las funciones y operaciones del equipo. La fabricación de la Placa de Control siguió el mismo proceso que el diseño anterior, garantizando así su adecuado funcionamiento y perfecta integración con el sistema. Su diseño final estuvo sujeto a cambios es por ello que se trabajó con una placa universal para un práctico rediseño

Figura 4.3

Diseño final Placa de Control (Front)



Nota. Vista en planta

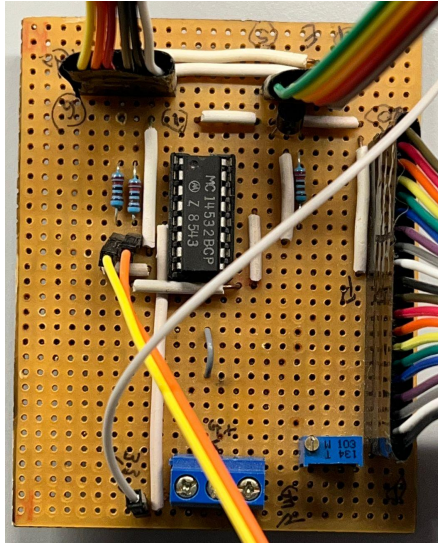
- Dimensiones físicas de la placa con considerando altura de los componentes
82mmx65mmx20mm (Largo x Ancho x Alto)

4.1.3 Placa de HMI

La placa de HMI es una placa adaptada para manejar un display de 128x64 con comunicación por SPI hacia la placa de control. También integra un EC11 encoder rotativo con comunicación Serial y botones para controlar la carga electrónica. Su diseño final estuvo sujeto a cambios es por ello que se trabajó con una placa universal para un práctico rediseño.

Figura 4.4

Diseño final Placa de HMI (Front)



Nota. Vista en planta

Dimensiones físicas de la placa con considerando altura de los componentes

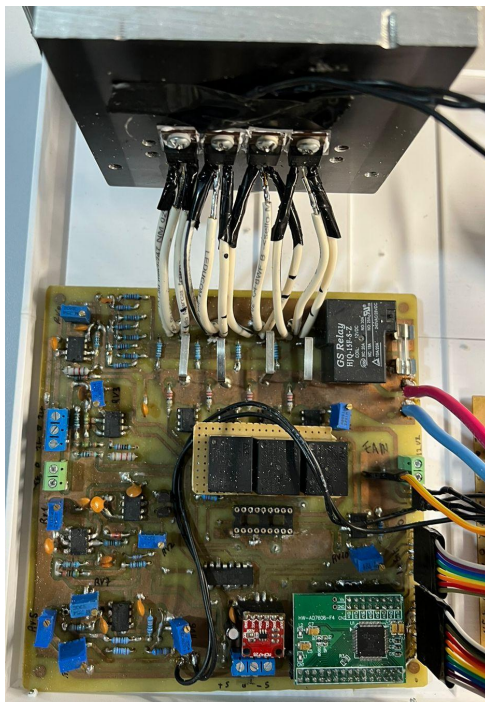
- 88mmx70mmx20mm (Largo x Ancho x Alto)

4.1.4 Placa de Potencia

La Placa de Potencia se produjo en último lugar debido a su complejidad, siendo la única placa que cuenta con doble capa de circuito impreso (PCB). En este caso, el PCB aloja una extensa lista de componentes, ya que su funcionamiento interno se divide en varios sectores dentro del mismo diseño. La fabricación de esta placa sigue un método casero, el cual será detallado más adelante en el documento.

Figura 4.5

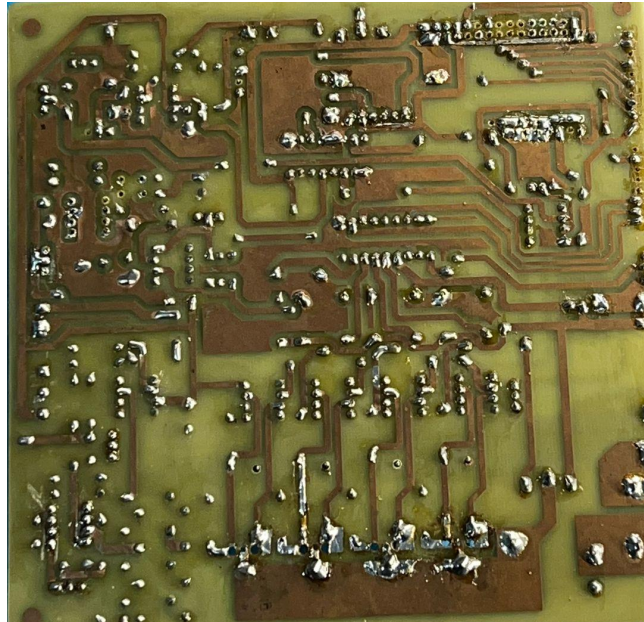
Diseño final Placa de Potencia (Front)



Nota. Vista en planta, ruteo layer frontal.

Figura 4.6

Diseño final Placa de Potencia (Front)



Nota. Ruteo layer posterior

Dimensiones físicas de la placa con considerando altura de los componentes

- 150mmx150mmx50mm (Largo x Ancho x Alto)

Dimensiones físicas del disipador

- 100mmx100mmx40mm (Largo x Ancho x Alto)

La metodología utilizada para la impresión del PCB se describe a continuación:

- Diseño del PCB: Se llevó a cabo un minucioso diseño del PCB, teniendo en cuenta los altos niveles de potencia, reglas de diseño y los elementos de potencia que se emplearían.

- Enrutamiento de Conexiones: Se realizó un detallado enrutamiento de las conexiones del PCB. Se buscó una configuración que optimizará la eficiencia y confiabilidad del sistema.
- Impresión del Diseño: El diseño final se imprimió en papel fotográfico con precisión, utilizando técnicas de alta calidad. Esto permitió obtener una representación exacta y detallada del PCB.
- Transferencia al Pertinax: Empleamos un método cuidadoso y preciso para transferir el diseño impreso al pertinax. Esta etapa fue crucial para garantizar la fidelidad del diseño en la placa final.
- Aplicación de Ácido Férrico: Se utilizó ácido férrico de manera controlada para eliminar el cobre no protegido, respetando fielmente el diseño previamente transferido. Posteriormente, se llevó a cabo una minuciosa limpieza de la placa para eliminar cualquier residuo.
- Exposición de los Pads de Cobre: Mediante una técnica meticulosa, se empleó virulana metálica para exponer los pads de cobre. Este paso aseguró una correcta conexión con los componentes electrónicos.
- Perforaciones: Se realizaron las perforaciones necesarias para los componentes. Todo esto se llevó a cabo con precisión y cuidado para evitar posibles problemas futuros.

Esta metodología de impresión del PCB fue implementada con rigurosidad y profesionalismo, asegurando la calidad y confiabilidad del prototipo de la carga electrónica DC programable. Cada paso fue ejecutado con atención a los detalles para obtener un producto final coherente y adecuado para su propósito.

Además, para llevar un control de versiones en el desarrollo del hardware, decidimos utilizar GitHub como nuestro repositorio. GitHub es una plataforma web popular utilizada para alojar y colaborar en proyectos de desarrollo de software. Proporciona funcionalidad de control de versiones utilizando Git, lo que facilita a los desarrolladores el seguimiento de cambios en su código, la gestión de la colaboración y la contribución a proyectos de código abierto.

Al utilizar GitHub, hemos podido mantener un historial detallado de todos los cambios realizados en el diseño del hardware, lo que nos ha permitido retroceder en el tiempo y recuperar versiones anteriores. Esta capacidad de control de versiones ha sido especialmente valiosa para mantener la integridad y estabilidad del desarrollo del hardware, asegurando que todas las modificaciones y mejoras estén documentadas y rastreadas adecuadamente.

En cuanto al desarrollo de software, no implementamos GitHub como herramienta de control de versiones, seguimos aplicando buenas prácticas de control de versiones a nivel local para mantener una organización efectiva del código y facilitar la colaboración entre los miembros del equipo.

4.2 Software

El framework ESP-IDF se basa en el sistema operativo en tiempo real FreeRTOS, una plataforma de código abierto diseñada para sistemas embebidos y microcontroladores. FreeRTOS proporciona funciones de gestión de tareas, sincronización y comunicación, permitiendo la ejecución concurrente de múltiples tareas y cumpliendo con restricciones de tiempo real.

Al trabajar con ESP-IDF, se aprovecha la funcionalidad de FreeRTOS como sistema operativo subyacente para gestionar tareas y recursos en los microcontroladores. Sin embargo,

ESP-IDF agrega componentes y controladores específicos para los SoCs ESP32, lo que simplifica el desarrollo y permite acceder a las características particulares de estos dispositivos.

Para programar el ESP32 utilizando ESP-IDF, se optó por utilizar Visual Studio Code como IDE, que ofrece una interfaz amigable y herramientas eficientes para el desarrollo de proyectos. Para facilitar la configuración y gestión de los proyectos en ESP-IDF con Visual Studio Code, se hizo uso de la extensión PlatformIO, la cual permitió generar proyectos de manera más ágil y cómoda.

Es importante destacar que, debido a que las bibliotecas específicas para el hardware no estaban desarrolladas para este sistema particular, fue necesario generarlas para cumplir con los objetivos de velocidad en la gestión y comunicación de los componentes. Gracias a la combinación del framework ESP-IDF, Visual Studio Code con la extensión PlatformIO, y el desarrollo de bibliotecas personalizadas, se logró alcanzar el éxito en la implementación y programación del ESP32 para este proyecto de carga electrónica DC programable.

4.3 Diseño carcasa

En la etapa final del desarrollo de la CEP DC, se procedió a su integración total, haciendo uso de la herramienta Blender que permite generar modelos 3D. La creación de la carcasa, que alberga todos los componentes, fue una tarea crucial en este proceso. Para ello, se tomaron en consideración las dimensiones definidas en la sección 4.1 como referencia.

Con estas dimensiones como base, se diseñaron cajas con las medidas correspondientes para cada módulo, definiendo también los espacios necesarios entre ellos. Además, se tuvieron en cuenta las capacidades máximas de impresión de una impresora 3D típica y el tamaño estándar de un equipo de medición de laboratorio. Estableciendo límites de largo, ancho y alto de 30x30x15 cm, se logró una disposición cómoda, organizada y ventilada

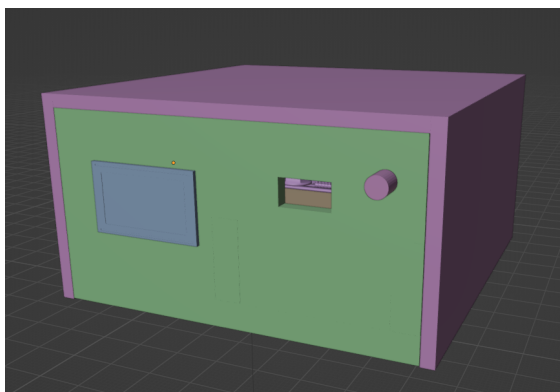
para los componentes en el interior de la carcasa. Esta disposición considera la necesidad de evacuar el calor generado por el equipo cuando trabaja a máxima potencia, garantizando una adecuada disipación térmica.

Una vez finalizado el diseño del modelo 3D de la carcasa, se procedió a la impresión a través de la colaboración con MAV Productores Creativos, una empresa local especializada en impresiones 3D. El resultado fue satisfactorio, requiriendo sólo pequeñas correcciones de detalles propios de la impresión 3D.

La integración exitosa de la CEP DC en su carcasa proporciona una solución segura y eficiente, protegiendo y organizando los componentes de manera óptima. La utilización de Blender para el diseño y la colaboración con MAV Productores Creativos para la impresión demostraron ser decisiones acertadas, contribuyendo a lograr un prototipo funcional y listo para futuras pruebas y aplicaciones en el ámbito de la energía electrónica.

Figura 4.7

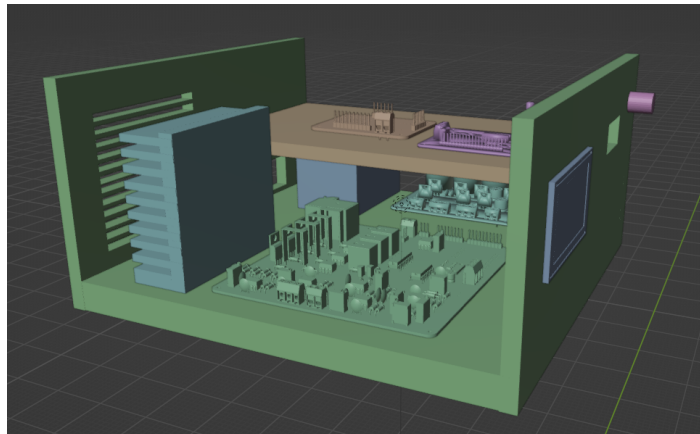
Carcasa vista frente



Nota. Modelos 3D de las placas en tamaño escala

Figura 4.8

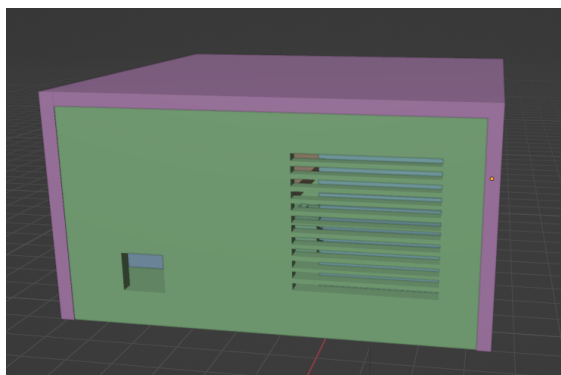
Carcasa vista interior



Nota. Modelos 3D de las placas en tamaño escala

Figura 4.9

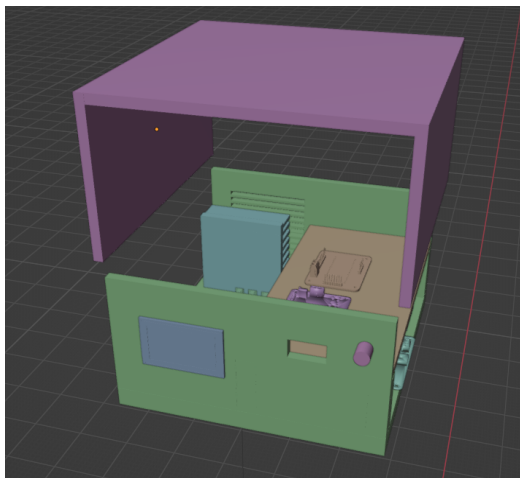
Carcasa vista posterior



Nota. Evacuación de calor

Figura 4.10

Carcasa en desarmado



Nota. La vista explica la división entre partes

4.4 Integración

En esta sección, se ha logrado la integración exitosa del prototipo de carga electrónica DC programable, abarcando tanto el diseño del hardware como la implementación del software necesario para su funcionamiento. Este proceso ha sido fundamental para garantizar la coordinación efectiva entre los distintos componentes del equipo.

La unificación de los módulos de hardware y la programación adecuada del software han permitido obtener un prototipo funcional y coherente. Gracias a esta integración, el dispositivo se encuentra listo para someterse a pruebas de incubencia, donde se pondrán a prueba los componentes y su respuesta de salida.

Con la integración concluida, nos preparamos para la fase de pruebas y análisis. El objetivo es obtener resultados confiables y consistentes que respalden la efectividad y utilidad de la carga electrónica DC programable en aplicaciones de pruebas técnicas y mediciones.

En la Figura 4.13 se muestra el prototipo de carga electrónica DC programable en su etapa final, listo para iniciar las pruebas y mediciones que permitirán evaluar su desempeño y funcionalidad en el contexto de este proyecto.

Figura 4.11

CEP DC Final



Nota. CEP DC integrada

Capítulo 5 - Resultados

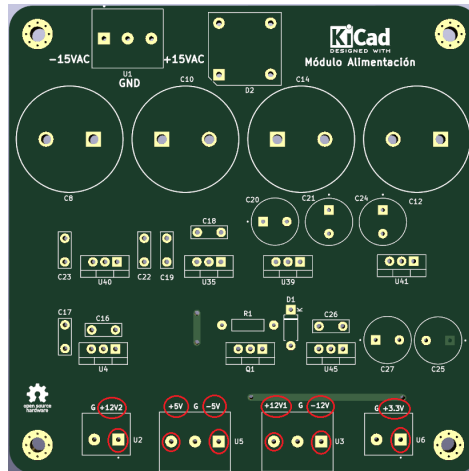
5.1 Tests unitarios

Se realizaron pruebas unitarias mediante la evaluación y análisis de cada módulo de forma independiente, garantizando su correcto funcionamiento a nivel individual. Estas pruebas fueron fundamentales para comprobar el rendimiento de los módulos de manera aislada. Para llevar a cabo este proceso, se tuvieron en cuenta los análisis previos realizados en etapas anteriores, así como los parámetros eléctricos recomendados por los fabricantes, simulaciones y criterios de diseño. Los tipos de pruebas realizadas variaron según el módulo bajo análisis.

En el proceso de realizar las pruebas unitarias, se estableció un orden basado en las prioridades, ya que los módulos fueron materializados casi al mismo tiempo. La estrategia de testeo consistió en evaluar inicialmente los circuitos más simples y luego avanzar hacia los más complejos. De esta manera, se aseguró una revisión sistemática y eficiente de cada componente, garantizando un correcto funcionamiento del sistema en su totalidad.

5.1.1 Módulo de alimentación

Se realizaron mediciones de tensión y rizado en las señales continuas de los distintos reguladores que forman parte de la etapa de salida de esta placa, que es la que se encarga de abastecer de energía al resto. Inicialmente, las mediciones se llevaron a cabo en condiciones de carga nula (vacío), y posteriormente con los módulos conectados.

Figura 5.1*PCB Placa de alimentación**Nota.* Valores de tensión

Los puntos de donde se realizaron las mediciones están discriminados con un círculo de color rojo, junto con sus leyendas en el silkscreen en la Figura 5.1

Se obtuvieron valores bastante próximos a los valores calculados teóricamente. Aunque hubo una pequeña desviación en los niveles de tensión con respecto al valor exacto, esta proporción se considera despreciable. Los valores de ripple resultaron insignificantes en comparación con el valor de la señal, resultando en una buena calidad de la señal continua. Es importante resaltar que tanto en condiciones de vacío como bajo carga, la respuesta fue prácticamente idéntica.

Tabla 5.1*Medición de tensión*

Medición	Valor medio Vacío	Ripple Vacío (Vpico-pico)	Valor medio con carga	Ripple con carga (Vpico-pico)
+12V2	12,4V	400mV	12,4V	400mV
+12V1	12,3V	400mV	12,4V	400mV
-12V	-12,4V	400mV	-12,4V	400mV
+5V	5,12V	600mV	5,13V	400mV
-5V	-5,19V	400mV	-5,20V	400mV
+3.3V	3,49V	600mV	3,48V	600mV

Nota. Ripple en vacío y con carga

5.1.2 Módulo de Control

El Módulo de Control desempeña un papel de suma importancia en el contexto de las mediciones realizadas durante el desarrollo del proyecto. Su relevancia radica en su función como generador de los tests necesarios para garantizar el correcto funcionamiento del sistema de medición. Dentro de este componente, se han integrado las librerías desarrolladas específicamente para este proyecto, desempeñando un papel crucial en el establecimiento de una comunicación efectiva con los diversos componentes del sistema, los cuales operan bajo un protocolo específico.

En otras palabras, el Módulo de Control se encarga de coordinar y gestionar la interacción entre los distintos elementos del equipo de medición, asegurando una comunicación precisa y efectiva entre ellos. Gracias a la implementación de las librerías personalizadas, se logra una sincronización óptima con los componentes, lo cual garantiza la fiabilidad y exactitud de los resultados obtenidos en las mediciones.

Por lo tanto, esta sección se convierte en el pilar fundamental para todas las futuras mediciones que se lleven a cabo. Su correcto funcionamiento y capacidad para establecer una comunicación adecuada con los componentes del sistema son esenciales para asegurar la calidad y precisión de los datos recopilados durante las pruebas y mediciones subsiguientes. Así, se consolida como un elemento indispensable para obtener resultados confiables en las mediciones técnicas realizadas en el proyecto.

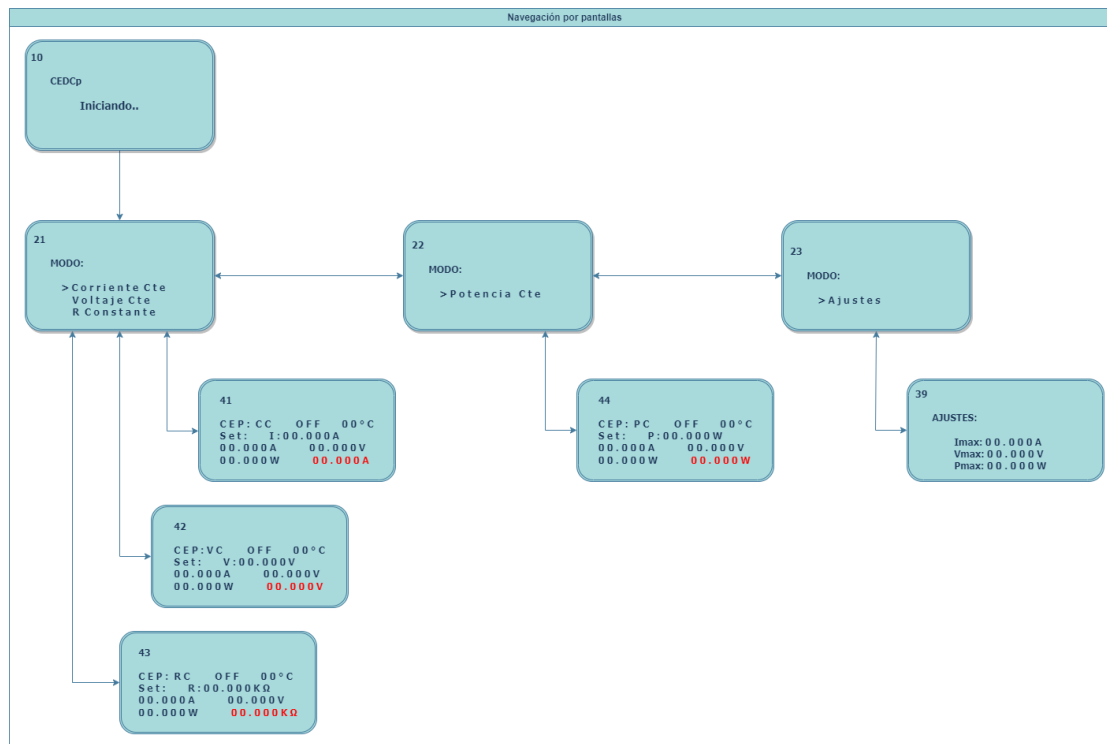
5.1.3 Módulo de HMI

El buen funcionamiento de este módulo implica que tanto el hardware como el software estén en sintonía, por lo tanto vamos a testear la navegación completa del menú. Teniendo consideraciones como la fácil lectura de los datos, navegación entre pantallas (Figura 4.x) y selección de modos de funcionamiento (Figura 4.x).

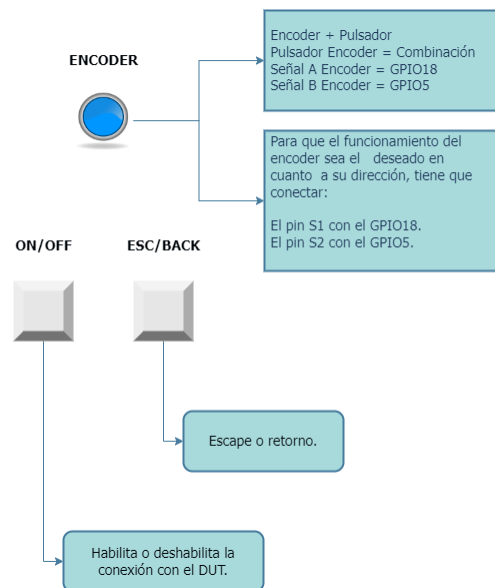
Para esta medición estuvieron implicadas tanto la placa de control quien es la que gestiona lo impuesto por el usuario como la placa de alimentación por obvias razones.

Figura 5.2

Entorno gráfico



Nota. Navegación entre pantallas

Figura 5.3*Teclado*

Nota. Descripción gráfica del HMI con el cual interactúa

En esta prueba hubo un problema con el sentido de las señales que generan la comunicación con el display. El mismo era provocado por la velocidad de conmutación de los BJT usados, ya que al funcionar con lógica invertida debían ser más rápidos. Problema que fue resuelto quitando estos transistores, por consideración del equipo y cambiando la lógica en la programación.

5.1.4 Módulo de Potencia

Previo a la realización de pruebas en el módulo, se llevó a cabo un minucioso proceso de re-chequeo en las conexiones, dado que durante el desarrollo del proyecto se realizaron

cambios en algunos componentes de ciertas secciones. Este paso fue esencial para asegurar la integridad de las conexiones y garantizar una medición precisa y segura.

Una vez completada la verificación, se procedió a alimentar el circuito con las tensiones requeridas, provenientes de la placa de alimentación. Se realizó una rigurosa comprobación para asegurar que las tensiones suministradas fueran las adecuadas para cada dispositivo del módulo, garantizando así el correcto funcionamiento de cada componente.

Finalmente, se llevó a cabo una revisión exhaustiva de la comunicación y conexión entre el módulo y el Módulo de Control, para asegurar la sincronización adecuada entre el microcontrolador y el área a testear. Esta etapa de verificación fue esencial para dar paso a los test de incumbencia, donde se pondrían a prueba los componentes que necesitan ser manejados desde el módulo de control y su respuesta de salida. En vista de tener un desglose de errores propios de cada elemento y dependiendo el caso se acumularan o restaran.

5.1.4.1 Medición en A6841

En el contexto de la medición del componente A6841, se llevó a cabo un procedimiento mediante el cual se envió un mensaje siguiendo el protocolo de comunicación admitido por el chip. En el interior de este componente, se encuentra un shift register que habilita o deshabilita las salidas según la información recibida. La prueba tenía como objetivo verificar dos aspectos fundamentales: en primer lugar, asegurar que la librería correspondiente estuviera bien diseñada y funcionara adecuadamente; en segundo lugar, corroborar el correcto funcionamiento del circuito integrado en sí.

Inicialmente, se enfrentaron desafíos durante las pruebas, ya que no se detectaba la causa del mal funcionamiento del integrado. Tras un minucioso análisis, se determinó que el problema radica en que el componente se encontraba dañado, posiblemente debido a su uso

previo en otro proyecto. Afortunadamente, se contaba con material adicional y se pudo sustituir el integrado dañado. La reevaluación demostró que la comunicación era efectiva y correcta, lo que validó la integridad del circuito y confirmó el buen diseño de la librería utilizada.

El procedimiento de medición resultó exitoso y permitió verificar la adecuada funcionalidad del componente A6841. Los resultados obtenidos respaldan la confiabilidad del protocolo de comunicación empleado y aseguran que el circuito integrado, una vez reemplazado, se encuentra en óptimas condiciones para su uso en el proyecto actual. Esta verificación garantiza una base sólida para las mediciones subsiguientes y refuerza la calidad y precisión de los datos recopilados durante el desarrollo del proyecto.

5.1.4.2 Medición en DAC

Durante la realización de las mediciones pertinentes para evaluar el correcto funcionamiento del MCP4750, se desarrolló un código para ingresar un valor numérico en binario de 12 bits y obtener como resultado un voltaje en la salida del convertidor. En general, el dispositivo respondió de manera satisfactoria; sin embargo, al realizar los fondos de escalas, se notaron ciertas discrepancias significativas.

Al establecer el valor en 0, que corresponde a 0V, se detectó un piso de ruido de 0,06V. Esto implica la presencia de perturbaciones en la señal incluso en el estado de reposo, lo cual puede afectar la precisión de las mediciones en situaciones sensibles.

Adicionalmente, se observó que el rango superior del convertidor no alcanzaba los 3,3V, que es la tensión con la que se alimenta el dispositivo. En lugar de llegar al valor esperado cercano al de alimentación, el fondo de escala superior se encontró en 3,09V. Esta discrepancia es de relevancia en el diseño general del proyecto, ya que tiene implicaciones en la regulación máxima de corriente en el sistema.

Particularmente, se identificó que la señal de control que llega al gate de los mosfets nunca alcanzaría una regulación máxima de 28A debido a la caída de voltaje final. En situaciones en las que se busca que circulen 7A por los mosfets, esta discrepancia en el fondo de escala superior puede limitar el rango de regulación y afectar el rendimiento deseado del sistema.

Estos hallazgos resaltan la importancia de considerar las limitaciones del MCP4750 en el contexto del diseño general del proyecto, especialmente en aplicaciones que requieren una regulación superior en la corriente. Es fundamental tener en cuenta estos resultados para tomar decisiones informadas en el desarrollo de futuras estrategias de regulación y asegurar una utilización adecuada del dispositivo en la aplicación específica de carga electrónica DC.

5.1.4.3 Medición en ADC

Cálculo de las fórmulas de conversión valores leídos por el ADC a Corriente, Tensión y Temperatura en el Circuito de la CEP

El AD7606 es una ADC de 16 bits que entrega sus resultados en números binarios codificados en complemento a 2. Es decir, puede medir tensiones positivas y negativas en sus canales analógicos y representarlos con un número binario en complemento a dos.

Como en nuestra CEP el ADC solo mide voltajes positivos en su funcionamiento normal, podemos considerar que estaremos trabajando con un conversor de 15 bits en realidad y que su ecuación teórica de conversión de tensión a un número binario es la siguiente:

$$(2^{15} - 1) = 32.767 \leftrightarrow 10V \quad (5.1)$$

$$x \leftrightarrow V_y$$

Así de lo anterior obtenemos la siguiente expresión:

$$V_y = x \frac{10V}{32.767} = 0,00030518 \cdot V_x \quad (5.2)$$

La expresión anterior representa la conversión teoría del ADC. Es decir, el código en binario que nos entregaría al aplicar en uno de sus canales el voltaje V_x .

Sin embargo, nosotros realizamos una prueba en laboratorio del ADC aplicando diferentes valores de tensión en sus canales analógicos y registrando el código entregado por el ADC. Esto con el objetivo de verificar si el ADC respeta la expresión de conversión teoría descrita por la ecuación 5.2. Así obtuvimos la siguiente tabla de mediciones:

Tabla 5.2*Respuesta del ADC*

Voltaje en CH2 [V] (prueba en laboratorio)	Código generado por ADC (prueba en laboratorio)	Voltaje en CH2 teórico (fórmula de conversión teórica)	Dif. Voltage (Teorico-Real)
0.039	135	0.0411993	0.002
0.081	270	0.0823986	0.001
0.120	380	0.1159684	-0.004
0.159	530	0.1617454	0.003
0.221	730	0.2227814	0.002
0.301	1001	0.30548518	0.004
0.399	1320	0.4028376	0.004
0.499	1645	0.5020211	0.003
0.599	1960	0.5981528	-0.001
0.700	2309	0.70466062	0.005
0.797	2614	0.79774052	0.001
0.901	2958	0.90272244	0.002
0.999	3290	1.0040422	0.005
1.258	4140	1.2634452	0.005
1.498	4922	1.50209596	0.004
1.999	6566	2.00381188	0.005
2.504	8226	2.51041068	0.006
3.004	9860	3.0090748	0.005

3.502	11515	3.5141477	0.012
4.004	13164	4.01738952	0.013
4.508	14820	4.5227676	0.015
5.002	16444	5.01837992	0.016
5.504	18094	5.52192692	0.018
5.990	19706	6.01387708	0.024
6.490	21330	6.5094894	0.019
7.000	23035	7.0298213	0.030
7.530	24761	7.55656198	0.027
8.030	26414	8.06102452	0.031
8.500	27940	8.5267292	0.027
9.020	29675	9.0562165	0.036
9.490	31198	9.52100564	0.031

Nota. Valor esperado y valor medido

Dado que hay diferencias entre lo calculado usando la fórmula de conversión teórica con lo medido físicamente en el laboratorio. Y que además debido a que los resultados del laboratorio tienen una buena repetitividad, es decir, el ADC entrega los mismos resultados si se repiten las mismas condiciones de medición. Con todo esto buscamos determinar una ecuación

de conversión del ADC a partir de los datos obtenidos en el laboratorio. Para ello aplicamos el método de los mínimos cuadrados para obtener la ecuación de la recta que mejor se ajusta a los datos obtenidos en el laboratorio. Para ello hacemos los siguientes cálculos:

- 1) Se calcula la multiplicación de cada dato XY y el valor X^2 . Y luego la suma de cada uno de estos valores como se muestra en la tabla siguiente:

Tabla 5.3

Respuesta del ADC cálculo $XY - X^2$

n	Voltaje en CH2 [V]	Código generado		
	(prueba en laboratorio) Y	por ADC (prueba en laboratorio) X	XY	X^2
1	0.039	135	5.265	18225
2	0.081	270	21.87	72900
3	0.120	380	45.6	144400
4	0.159	530	84.27	280900
5	0.221	730	161.33	532900
6	0.301	1001	301.301	1002001
7	0.399	1320	526.68	1742400
8	0.499	1645	820.855	2706025
9	0.599	1960	1174.04	3841600
10	0.700	2309	1616.3	5331481
11	0.797	2614	2083.358	6832996

12	0.901	2958	2665.158	8749764
13	0.999	3290	3286.71	10824100
14	1.258	4140	5208.12	17139600
15	1.498	4922	7373.156	24226084
16	1.999	6566	13125.434	43112356
17	2.504	8226	20597.904	67667076
18	3.004	9860	29619.44	97219600
19	3.502	11515	40325.53	132595225
20	4.004	13164	52708.656	173290896
21	4.508	14820	66808.56	219632400
22	5.002	16444	82252.888	270405136
23	5.504	18094	99589.376	327392836
24	5.990	19706	118038.94	388326436
25	6.490	21330	138431.7	454968900
26	7.000	23035	161245	530611225
27	7.530	24761	186450.33	613107121
28	8.030	26414	212104.42	697699396
29	8.500	27940	237490	780643600
30	9.020	29675	267668.5	880605625
31	9.490	31198	296069.02	973315204

Sumatorias	100.648	330952.000	2047899.711	6734038408.000
------------	---------	------------	-------------	----------------

Nota. Cálculo de variable XY y X^2

Se calcula la pendiente “m” de la recta con la siguiente fórmula:

$$m = \frac{\sum xy - \frac{(\sum x)(\sum y)}{n}}{\sum x^2 - \frac{(\sum x)^2}{n}}$$

Reemplazando valores tendremos:

$$m = \frac{2.047.899,711 - \frac{(330.952)(100,648)}{31}}{6.734.038,408 - \frac{(330.952)^2}{31}} = \frac{2.047.899,711 - \frac{33.309.656,896}{31}}{6.734.038,408 - \frac{109.529.226,304}{31}} = \frac{2.047.899,711 - 1.074.505,061161}{6.734.038,408 - 3.533.200,848,5161}$$

$$m = \frac{973.394,649839}{3.200.837,559,4839} = 0.000304106$$

1) Se calcula la ordenada al origen “b” de la recta usando la siguiente formula:

$$b = \bar{y} - m\bar{x} \quad \text{donde } \bar{x} \text{ e } \bar{y} \text{ son los promedios de los valores x e y respectivamente}$$

$$\bar{x} = \frac{\sum x}{n} = \frac{330.952}{31} = 10.675,870968$$

$$\bar{y} = \frac{\sum y}{n} = \frac{100,648}{31} = 3,246710$$

$$b = 3,246710 - 0.000304106 \cdot 10.675,870968 = 0.000113583$$

Finalmente, la ecuación de la recta que aproxima la conversión del ADC a los resultados obtenidos en el laboratorio es:

$$y = m \cdot x - b$$

$$y = 0.000304106 \cdot x + 0.000113583$$

Donde sí x se reemplaza por el código binario entregado por el ADC, y será igual al voltaje presente en la entrada analógica correspondiente del ADC.

Si aplicamos la fórmula de la recta obtenida obtenemos la siguiente tabla comparativa

Tabla 5.4

Respuesta del ADC aproximación por Mínimos ²

Voltaje en CH2 [V] (prueba en laboratorio)	Código generado por ADC (prueba en laboratorio)	Voltaje en CH2			
		Voltaje teórico (fórmula de conversión teórica)	Dif. Voltaje (Teorico-R eal)	Aprox. "Mínimos ² "	Dif voltaje (Min. ² -Real)
0.039	135	0.0411993	0.002	0.041167893	0.002
0.081	270	0.0823986	0.001	0.082222203	0.001
0.120	380	0.1159684	-0.004	0.115673863	-0.004

0.159	530	0.1617454	0.003	0.161289763	0.002
0.221	730	0.2227814	0.002	0.222110963	0.001
0.301	1001	0.30548518	0.004	0.304523689	0.004
0.399	1320	0.4028376	0.004	0.401533503	0.003
0.499	1645	0.5020211	0.003	0.500367953	0.001
0.599	1960	0.5981528	-0.001	0.596161343	-0.003
0.700	2309	0.70466062	0.005	0.702294337	0.002
0.797	2614	0.79774052	0.001	0.795046667	-0.002
0.901	2958	0.90272244	0.002	0.899659131	-0.001
0.999	3290	1.0040422	0.005	1.000622323	0.002
1.258	4140	1.2634452	0.005	1.259112423	0.001
1.498	4922	1.50209596	0.004	1.496923315	-0.001
1.999	6566	2.00381188	0.005	1.996873579	-0.002
2.504	8226	2.51041068	0.006	2.501689539	-0.002
3.004	9860	3.0090748	0.005	2.998598743	-0.005
3.502	11515	3.5141477	0.012	3.501894173	0.000
4.004	13164	4.01738952	0.013	4.003364967	-0.001
4.508	14820	4.5227676	0.015	4.506964503	-0.001
5.002	16444	5.01837992	0.016	5.000832647	-0.001
5.504	18094	5.52192692	0.018	5.502607547	-0.001
5.990	19706	6.01387708	0.024	5.992826419	0.003
6.490	21330	6.5094894	0.019	6.486694563	-0.003
7.000	23035	7.0298213	0.030	7.005195293	0.005

7.530	24761	7.55656198	0.027	7.530082249	0.000
8.030	26414	8.06102452	0.031	8.032769467	0.003
8.500	27940	8.5267292	0.027	8.496835223	-0.003
9.020	29675	9.0562165	0.036	9.024459133	0.004
9.490	31198	9.52100564	0.031	9.487612571	-0.002

Se puede ver que la aproximación por mínimos cuadrados da un mejor resultado comparándolo con los valores obtenidos al verificar el funcionamiento del ADC en el laboratorio.

5.1.5 Costos

En este espacio vamos a abordar el tema costos del proyecto, el cual está basado en los materiales utilizados en el prototipo general. Dejando fuera materiales extras que se usaron para la creación de la misma como los componentes que se usaron para las pruebas intermedias a la versión final, ni el costo del pertinax porque se compró por mayor y se fue reutilizando.

Tampoco se tomó en cuenta el costo de los equipos de medición que debíamos tener para realizar las correspondientes mediciones, ni las horas de trabajo cumplidas por el equipo de desarrolladores de este proyecto. Seguidamente, presentamos las listas divididas por el costo de cada módulo. Detallamos los materiales por colores, en amarillo los que si cuentan con stock y en rojo claro los componentes que hoy en día no se consiguen o están discontinuados.

Tabla 5.5*Costos placa de alimentación*

PLACA DE ALIMENTACIÓN					
Componentes	Cantidad	Precio Pesos	Precio USD	Precio total en pesos	Precio total en USD
Enchufe Hembra + Fusible	1	\$400,0	\$0,9	\$400,0	\$0,9
Trafo 15+15	1	\$18.677,0	\$41,2	\$18.677,0	\$41,2
Bornera 3P	3	\$417,0	\$0,9	\$834,0	\$1,8
Bornera 2P	2	\$360,0	\$0,8	\$720,0	\$1,6
D2 >2A (Puente de diodo)	1	\$241,9	\$0,5	\$241,9	\$0,5
4700uF 50V (Cap. Elec.)	2	\$1.473,7	\$3,3	\$2.947,3	\$6,5
4700uF 35V (Cap. Elec.)	2	\$1.060,2	\$2,3	\$2.120,3	\$4,7
0,33 uF 35V (Cap. Ceramico)	3	\$715,0	\$1,6	\$2.145,0	\$4,7
0,1uF 35V (Cap. Ceramico)	4	\$715,0	\$1,6	\$2.860,0	\$6,3
0,33uF (Cap. Tantalio) / Electrolítico 33u	3	\$1.348,5	\$3,0	\$2.697,0	\$5,9
Electrolítico 10u	3	\$37,0	\$0,1	\$74,0	\$0,2
10uF 35V (Cap. Elec.)	1	\$26,0	\$0,1	\$26,0	\$0,1
LM7812 (Regulador)	2	\$227,0	\$0,5	\$453,9	\$1,0
LM7912 (Regulador)	1	\$330,6	\$0,7	\$330,6	\$0,7
LM7805 (Regulador)	1	\$72,0	\$0,2	\$72,0	\$0,2
LM7905 (Regulador)	1	\$97,0	\$0,2	\$97,0	\$0,2
LD1117 (Regulador)	1	\$912,0	\$2,0	\$912,0	\$2,0
BZX84C6V8L (Zener)	1	\$112,0	\$0,2	\$112,0	\$0,2
1.5k 1/4W (Resistencia)	1	\$50,0	\$0,1	\$50,0	\$0,1
Subtotal		\$27.271,8	\$60,2	\$35.770,1	\$78,9

Nota. Detalle de precios del módulo de alimentación

Tabla 5.6

Costos placa de control

PLACA DE CONTROL					
Componentes	Cantidad	Precio Pesos	Precio USD	Precio total en pesos	Precio total en USD
NODEMCU ESP-32S	1	\$6.959,0	\$15,3	\$6.959,0	\$15,3
Bornera 2P	1	\$360,0	\$0,8	\$720,0	\$1,6
Conector 1x10	1	\$500,0	\$1,1	\$500,0	\$1,1
Cable para conector 1x10	1	\$500,0	\$1,1	\$500,0	\$1,1
Conector 1x8	1	\$500,0	\$1,1	\$500,0	\$1,1
Cable para conector 1x8	1	\$250,0	\$0,6	\$250,0	\$0,6
Conector 1x6	1	\$500,0	\$1,1	\$500,0	\$1,1
Cable para conector 1x6	1	\$250,0	\$0,6	\$250,0	\$0,6
Subtotal		\$10.069	\$22,2	\$10.069,0	\$22,2

Nota. Detalle de precios del módulo de control

Tabla 5.7*Costos placa de HMI*

PLACA DE HMI					
Componentes	Cantidad	Precio Pesos	Precio USD	Precio total en pesos	Precio total en USD
ST7920 (Display 128×64)	1	\$12.461,5	\$27,5	\$12.461,5	\$27,5
EC11 (Encoder)	1	\$2.477,0	\$5,5	\$2.477,0	\$5,5
Pulsador Tact Switch 6x6x7mm Push	3	\$300,0	\$0,7	\$900,0	\$2,0
2,2k 1/4W (Resistencia)	3	\$299,0	\$0,7	\$897,0	\$2,0
1k 1/4W (Resistencia)	2	\$299,0	\$0,7	\$598,0	\$1,3
2.7k 1/4W (Resistencia)	2	\$299,0	\$0,7	\$598,0	\$1,3
Preset 10k (Vertical)	1	\$700,0	\$1,5	\$700,0	\$1,5
Bornera 3P	1	\$417,0	\$0,9	\$417,0	\$0,9
Cd4532 Codificador De Prioridad De 8 Bit	1	\$745,0	\$1,6	\$745,0	\$1,6
BC548	3	\$158,0	\$0,3	\$474,0	\$0,9
Conector 1x20	1	\$500,0	\$1,1	\$500,0	\$1,1
Cable para conector 1x20	1	\$500,0	\$1,1	\$500,0	\$1,1
Conector 1x5	1	\$500,0	\$1,1	\$500,0	\$1,1
Cable para conector 1x5	1	\$500,0	\$1,1	\$500,0	\$1,1
Conector 1x6	1	\$500,0	\$1,1	\$500,0	\$1,1
Cable para conector 1x6	1	\$500,0	\$1,1	\$500,0	\$1,1
Subtotal		\$20.905,5	\$46,1	\$23.017,5	\$50,8

Nota. Detalle de precios del módulo de HMI

Tabla 5.8*Costos placa de potencia*

PLACA DE POTENCIA					
Componentes	Cantidad	Precio Pesos	Precio	Precio total en pesos	Precio total en USD
22 ohm 1% 1W (Resistencia)	6	\$130,0	\$0,3	\$520,0	\$1,1
LM311 (Comparador)	5	\$240,0	\$0,5	\$1.200,0	\$2,6
1k 1% 1/4W (Resistencia)	1	\$50,0	\$0,1	\$250,0	\$0,6
IRLZ44N	4	\$609,0	\$1,3	\$2.436,0	\$5,4
Shunt 0.05 1% 3W (Resistencia)	4	\$1.602,0	\$3,5	\$6.408,0	\$14,1
HRS4H-S-12V (Rele)	3	\$1.300,0	\$2,9	\$3.900,0	\$8,6
GS Relay HJQ-15F-S-Z	1	\$4.540,0	\$10,0	\$4.540,0	\$10,0
A6841 (Driver)	1		\$0,0	\$0,0	\$0,0
FAN Cooler	1	\$299,0	\$0,7	\$299,0	\$0,7
22k 1% 1/4W (Resistencia)	6	\$299,0	\$0,7	\$1.196,0	\$2,6
330 1% 1/4W (Resistencia)	2	\$299,0	\$0,7	\$598,0	\$1,3
8.2k 1% 1/4W (Resistencia)	2	\$299,0	\$0,7	\$598,0	\$1,3
560 1% 1/4W (Resistencia)	2	\$299,0	\$0,7	\$598,0	\$1,3
OPA604 (Operacional)	5	\$1.235,0	\$2,7	\$6.175,0	\$13,6
Preset 250k Vertical	5	\$2.800,0	\$6,2	\$14.000,0	\$30,9
1u 35V (Cap. Tantalio)	11	\$37,0	\$0,1	\$370,0	\$0,8
HW-AD7606-F4 (ADC)	1		\$0,0	\$0,0	\$0,0
2.7k 1% 1/4W (Resistencia)	2	\$299,0	\$0,7	\$598,0	\$1,3
1.2k 1% 1/4W (Resistencia)	1	\$299,0	\$0,7	\$299,0	\$0,7
74HC4051N (Multiplexor)	1	\$1.587,0	\$3,5	\$1.587,0	\$3,5
2.2k 1% 1/4W (Resistencia)	1	\$299,0	\$0,7	\$299,0	\$0,7
150 1% 1/4W (Resistencia)	1	\$299,0	\$0,7	\$299,0	\$0,7
51 1% 1/4W (Resistencia)	1	\$299,0	\$0,7	\$299,0	\$0,7
220p 35V (Cap. Cerámico)	2	\$71,5	\$0,2	\$143,0	\$0,3

100 1% 1/4W (Resistencia)	1	\$299,0	\$0,7	\$299,0	\$0,7
BZX384B3V9 (Zener) 1W	2	\$97,7	\$0,2	\$195,4	\$0,4
BC337 (BJT NPN)	1	\$680,8	\$1,5	\$680,8	\$1,5
BC327 (BJT PNP)	1	\$453,0	\$1,0	\$453,0	\$1,0
Fuse 30A	1	\$344,3	\$0,8	\$344,3	\$0,8
Preset 5k (Vertical)	2	\$678,7	\$1,5	\$1.357,4	\$3,0
10k 1/4W (Resistencia)	1	\$42,3	\$0,1	\$42,3	\$0,1
LM35 (Sensor Temp.)	1	\$1.599,8	\$3,5	\$1.599,8	\$3,5
33k 1/4W (Resistencia)	1	\$42,3	\$0,1	\$42,3	\$0,1
3.3k 1/4W (Resistencia)	1	\$42,3	\$0,1	\$42,3	\$0,1
Preset 10k (Vertical)	1	\$678,7	\$1,5	\$678,7	\$1,5
Preset 1k (Vertical)	2	\$678,7	\$1,5	\$1.357,4	\$3,0
100k 1% 1/4W (Resistencia)	3	\$299,0	\$0,7	\$897,0	\$2,0
22 1% 1/4W (Resistencia)	2	\$299,0	\$0,7	\$598,0	\$1,3
22k 1% 1/4W (Resistencia)	4	\$299,0	\$0,7	\$1.196,0	\$2,6
15p (Cap. Cerámico)	1	\$65,0	\$0,1	\$65,0	\$0,1
220 1% 1/4W (Resistencia)	1	\$299,0	\$0,7	\$299,0	\$0,7
MCP4725 (DAC)	1	\$11.999,0	\$26,5	\$11.999,0	\$26,5
0.1uF 35V (Cap. Cerámico)	1	\$71,5	\$0,2	\$71,5	\$0,2
10uF 35V (Cap. Electrolítico)	1	\$69,5	\$0,2	\$69,5	\$0,2
Bornera 2P	3	\$360,0	\$0,8	\$1.080,0	\$2,4
Bornera 3P	2	\$416,7	\$0,9	\$833,4	\$1,8
Disipador de aluminio 10x10cm	1	\$5.500,0	\$12,1	\$5.500,0	\$12,1
74HC4051N	1	\$1.587,0	\$3,5	\$1.587,0	\$3,5
PINES MACHO 10	2	\$150,0	\$0,3	\$300,0	\$0,7
Subtotal		\$25.521,8	\$56,3	\$29.959,9	\$66,1

Nota. Detalle de precios del módulo de potencia

El análisis de esta sección se va a realizar en dólares debido a que la mayoría de equipos en este rubro están valuados en esta moneda. La suma asciende a \$218 y en comparación de una carga de similares características como lo es la BK PRECISION Modelo 8540 valuada en \$670 (150 W de capacidad máxima de disipación de energía) . Nos guiamos de este modelo debido a que en el área de cargas electrónicas es una de las marcas referentes y es el que más se acercaba a nuestro equipo en características operativas.

Se afirma que el equipo logra su objetivo debido a que el coste material de un prototipo de carga electrónica resulta competitivo. A pesar de que nuestro precio se sitúa por debajo del mismo, en el caso hipotético de realizar una producción en serie de dicho equipo, seguiría manteniéndose por debajo del precio de la carga utilizada como referencia real.

5.1.6 Características Finales de la Carga Electrónica DC Programable

En esta sección, se presentan los resultados y características finales obtenidas durante los tests unitarios realizados en el prototipo de carga electrónica DC programable. Estos tests abarcaron aspectos clave como la alimentación, el funcionamiento del módulo de control, la interfaz hombre-máquina y las mediciones en la placa de potencia.

Los resultados obtenidos demuestran que la carga electrónica DC programable ha cumplido con los objetivos establecidos en cuanto a precisión, exactitud y respuesta de salida.

A continuación, se detallan algunas de las características más relevantes:

- **Alimentación:** La carga electrónica DC programable ha operado de manera estable y confiable dentro del rango de tensiones de alimentación especificado, mostrando una respuesta adecuada en diferentes niveles de carga.

- **Módulo de Control:** El módulo de control ha coordinado y gestionado de forma efectiva la interacción entre los diversos elementos del equipo de medición, asegurando una comunicación precisa y efectiva.
- **Interfaz Hombre-Máquina:** La interfaz hombre-máquina ha demostrado una respuesta ágil y coherente, permitiendo al usuario interactuar con el dispositivo de manera intuitiva y sencilla.
- **Mediciones en la Placa de Potencia:** Las mediciones en la placa de potencia han mostrado un comportamiento estable y predecible, permitiendo obtener resultados confiables en diferentes condiciones de carga.

La siguiente tabla resume las principales características finales de la carga electrónica DC programable:

Tabla 5.9

Características CEP DC

Parámetros		Valor
Entradas DC Máximas	Tensión Máx. de Entrada	50Vdc
	Corriente Máx. de Entrada	28A
	Potencia máxima	128W
Regulación de Voltaje	Rango de Regulación	0-50Vdc
	Resolución	1,67mV

Regulación de Corriente	Rango de Regulación	0 a 28A
	Resolución	1mA
Características físicas	Dimensiones	300x300x150mm
	Peso	2,7 Kg
Alimentación	220VAC - 47~ 63Hz	

Nota. Valores máximos de alimentación, regulación de modos y dimensiones

Es importante destacar que los resultados obtenidos han cumplido con los requerimientos establecidos en el diseño y desarrollo de la carga electrónica DC programable. Esta herramienta se presenta como una solución efectiva y versátil para aplicaciones de pruebas técnicas y mediciones en el ámbito de la energía electrónica.

Con esta fase de tests unitarios finalizada, se abre paso a la etapa de validación y aplicaciones específicas, donde se evaluará el desempeño del prototipo en situaciones prácticas y se buscarán posibles mejoras o ajustes para futuras versiones de la carga electrónica DC programable.

Capítulo 6 - Discusión

En este capítulo, se llevará a cabo un análisis exhaustivo de los resultados obtenidos en el diseño y construcción de la Carga Electrónica Programable DC (CEP DC). Se compararon los logros alcanzados con los objetivos planteados al inicio del proyecto y se examinaron tanto los aspectos positivos como los retos encontrados durante el desarrollo.

6.1 Cumplimiento de los Objetivos Generales y Específicos

El propósito central de este proyecto fue el diseño y construcción de un prototipo funcional de una CEP DC que cumpliera con los requerimientos mínimos de precisión, exactitud y resolución en sus parámetros de ajuste y mediciones. En este sentido, se logró desarrollar un prototipo que ofrece los modos de funcionamiento de corriente constante y voltaje constante, lo que demuestra un avance significativo hacia el logro de los objetivos generales planteados.

6.2 Investigación y Comparación con Cargas Electrónicas en el Mercado

Se llevó a cabo una investigación exhaustiva sobre las opciones de cargas electrónicas disponibles en el mercado, considerando los estándares definidos respecto a la Interfaz Hombre-Máquina (HMI), posibilidades de conectividad y facilidad de operación. La comparación entre el prototipo desarrollado y los dispositivos comerciales reveló que, si bien se ha logrado una interfaz intuitiva y funcional, algunos aspectos de conectividad podrían mejorarse para acercarse aún más a la experiencia del usuario en dispositivos comerciales.

6.3 Cumplimiento del Objetivo de Costo

El objetivo de lograr un costo competitivo para el prototipo de la Carga Electrónica Programable DC (CEP DC) se alcanzó con éxito. Se realizaron esfuerzos para mantener los costos bajo control mediante la selección cuidadosa de componentes y tecnologías más económicas. El resultado es un dispositivo atractivo en el mercado, que ofrece una solución asequible para la simulación y prueba de dispositivos electrónicos. Se recomienda seguir buscando oportunidades para mejorar aún más la eficiencia en futuras versiones de la CEP DC.

6.4 Funciones de la CEP DC

El prototipo de la Carga Electrónica Programable DC (CEP DC) logró implementar con éxito dos de los modos de funcionamiento esperados: el modo de corriente constante y el modo de voltaje constante. Estos dos modos quedaron totalmente funcionales y contribuyen significativamente a la utilidad del dispositivo.

La implementación completa de los modos restantes, como el modo de resistencia constante, potencia constante y ciclo programable, no se realizó debido a las restricciones de tiempo durante el desarrollo del proyecto. Sin embargo, esta omisión no afectó significativamente el rendimiento y la funcionalidad de la CEP DC.

El prototipo logró establecer una base sólida de funcionamiento con los modos de corriente constante y voltaje constante, lo que permite una amplia gama de aplicaciones prácticas. La falta de implementación de los otros modos no se consideró un obstáculo importante, ya que la CEP DC demostró su capacidad para abordar los requisitos básicos de simulación y pruebas de dispositivos electrónicos.

La decisión de priorizar la funcionalidad de los modos de corriente constante y voltaje constante resultó en una CEP DC más enfocada y eficiente en el alcance de sus objetivos principales. Aunque la implementación completa de los modos adicionales podría ser un avance para futuras versiones, se considera innecesaria en la fase actual del proyecto, ya que el dispositivo cumple satisfactoriamente con las metas establecidas.

En conclusión, la CEP DC ha alcanzado un nivel sólido de funcionamiento con la implementación de los modos de corriente constante y voltaje constante. Aunque otros modos quedaron pendientes, su omisión no afectó de manera significativa el desempeño del dispositivo, que se presenta como una herramienta versátil y funcional para la simulación y pruebas de dispositivos electrónicos. La base establecida en este prototipo sienta las bases para futuras mejoras y desarrollos en el campo de la energía electrónica programable.

6.5 Cumplimiento de las Especificaciones del Cliente (LARTEC)

El prototipo de la Carga Electrónica Programable DC ha superado ampliamente las especificaciones establecidas por nuestro cliente LARTEC. Se logró un aumento del 38% en la tensión máxima de entrada, un impresionante 460% en la corriente máxima de salida y una mejora del 71,1% en la capacidad de disipación de potencia. La regulación de voltaje y corriente alcanzó una precisión excepcional del 98%. Estos resultados demuestran un sólido rendimiento en la simulación y prueba de dispositivos electrónicos, posicionando al diseño final como una herramienta altamente confiable y funcional para las pruebas requeridas por el cliente.

6.6 Funciones de Seguridad

El prototipo de la CEP DC se equipó con diversas funciones de seguridad, como el ajuste de límite de corriente, límite de potencia y control de temperatura de la electrónica de potencia, lo que representa una contribución significativa a la confiabilidad y protección del dispositivo bajo prueba y la CEP DC misma. La incorporación de una alarma de conexión en modo inverso se perfila como un próximo avance significativo en este proyecto. Esta función se considera crucial para prevenir posibles daños causados por conexiones incorrectas, un error común cuando se trabaja con equipos que operan con corriente continua. Con esta mejora, se proporcionará una capa adicional de seguridad y protección tanto para el dispositivo bajo prueba como para la Carga Electrónica Programable DC, aumentando así la confiabilidad y usabilidad del sistema en general.

6.7 Conectividad a una PC

A pesar de que el prototipo de la Carga Electrónica Programable DC ya viene integrado con un Interfaz Gráfica , se reconoce que esta funcionalidad por sí sola no es suficiente para realizar análisis posteriores detallados de los resultados de las pruebas. Si bien la interfaz facilita la interacción y el registro de datos en tiempo real, para un análisis más meticuloso, se considera necesario contar con un software adicional para PC que permite una visualización más avanzada y un procesamiento más profundo de los datos recopilados.

Además, para abordar esta necesidad, se sugiere que futuras versiones del proyecto implementen un software específico que pueda conectarse al microcontrolador ESP32 de la Carga Electrónica Programable DC a través de Bluetooth, UART o Wi-Fi. Esta solución

ofrecería una mayor flexibilidad en la visualización y manipulación de los datos, así como una capacidad más amplia para el control y monitoreo de las pruebas. De esta manera, se enriquecería aún más la experiencia del usuario y se potenciaría el valor y la versatilidad del equipo en la simulación y prueba de dispositivos electrónicos.

6.8 Objetivos no Cumplidos

Aunque se lograron avances significativos en el cumplimiento de la mayoría de los objetivos establecidos, se reconoce que algunos no se alcanzaron completamente. Sin embargo, debido al tiempo y recursos invertidos en el desarrollo del proyecto, se tomó la decisión de cerrar el proyecto enfocándose en las funciones mínimas necesarias para su funcionalidad básica. Esto implicó superar los términos planteados inicialmente en el anteproyecto y priorizar la viabilidad de entrega.

En busca de una mejor opción de réplica de la Carga Electrónica Programable DC (CEP DC), se recomienda explorar alternativas para aquellos componentes que se han vuelto discontinuos. La identificación de sustitutos adecuados garantizará la disponibilidad y el mantenimiento a largo plazo del dispositivo, lo que es crucial para su utilidad y valor de aplicación.

A pesar de las limitaciones encontradas, el cierre del proyecto con un enfoque en las funciones esenciales representa un hito significativo y un paso adelante en el campo de la electrónica alcanzando importantes logros al diseñar y construir un prototipo funcional que cumple con varios de los objetivos planteados. Las lecciones aprendidas en este proyecto pueden servir como base para futuras investigaciones y desarrollos, buscando perfeccionar y ampliar la funcionalidad y aplicabilidad de la CEP DC en el ámbito industrial y de investigación.

Capítulo 7 - Conclusiones

Este proyecto ha culminado con el diseño y desarrollo exitoso de una Carga Electrónica Programable DC (CEP DC), una herramienta versátil y precisa para pruebas y mediciones en el ámbito de la ingeniería electrónica. A lo largo del desarrollo del proyecto, hemos logrado cumplir con nuestros objetivos iniciales y alcanzar los resultados previstos.

La CEP DC ha sido concebida como una solución integral para simular diversas condiciones de carga en dispositivos y sistemas de corriente continua. Hemos utilizado tecnologías avanzadas, como librerías personalizadas, para garantizar una comunicación efectiva entre los componentes del equipo de medición.

Durante el desarrollo, hemos enfrentado desafíos que nos han permitido adquirir valiosas lecciones y experiencia. Aunque algunos objetivos se han cumplido con éxito, reconocemos que siempre hay espacio para mejoras. En este sentido, dejamos pendiente la implementación de un GUI para análisis detallados de resultados por medio de una conexión a una computadora.

En resumen, la CEP DC es una herramienta sólida y confiable, que sienta bases para futuras investigaciones en el campo de la ingeniería electrónica. Nos enorgullece haber contribuido al avance tecnológico, y estamos comprometidos a seguir explorando y mejorando en este apasionante ámbito. Este proyecto representa un hito en nuestra formación como ingenieros electrónicos, y esperamos que la CEP DC sea útil al realizar verificaciones del comportamiento bajo carga de fuentes de voltaje y corriente en el ámbito de laboratorio.

Los abajo firmantes, miembros del Tribunal de evaluación de tesis, damos fe que el presente ejemplar impreso se corresponde con el aprobado por este Tribunal.

Bibliografía

Sitios Web

Alternativas comerciales:

<https://www.bkprecision.com/products/dc-electronic-loads/8540>

<https://www.digikey.com/en/products/detail/b-k-precision/8540/1936377>

https://www.circuitspecialists.com/products/siglent_sdl1030x_150v-30a_dc_electronic_load

Herramientas digitales:

<https://www.kicad.org/>

<https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>

<https://github.com/>

<https://git-scm.com/>

<https://www.mathworks.com/products/matlab.html>

<https://code.visualstudio.com/>

Disipador

<https://disipa.net/catalogos-1>

Libros

Kolban's book on ESP32

References

- (n.d.). KiCad EDA - Schematic Capture & PCB Design Software. Retrieved August 1, 2023, from <https://www.kicad.org/>
- (n.d.). Wi-Fi & Bluetooth MCUs and AIoT Solutions | Espressif Systems. Retrieved August 1, 2023, from <https://www.espressif.com/>
- (n.d.). GitHub: Let's build from here · GitHub. Retrieved August 1, 2023, from <https://github.com/>
- (n.d.). Visual Studio Code - Code Editing. Redefined. Retrieved August 1, 2023, from <https://code.visualstudio.com/>
- (n.d.). China PCB Prototype & Fabrication Manufacturer - PCB Prototype the Easy Way. Retrieved August 1, 2023, from <https://www.pcbway.com/>
- (n.d.). JLCPCB: PCB Prototype & PCB Fabrication Manufacturer. Retrieved August 1, 2023, from <https://jlcpcb.com/>
- (n.d.). KiCad EDA - Schematic Capture & PCB Design Software. Retrieved August 1, 2023, from <https://www.kicad.org/>
- LTspice Guides, Tips, and Useful Information.* (n.d.). Analog Devices. Retrieved August 1, 2023, from <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator/ltspice-recommended-reading-list.html>
- MATLAB.* (n.d.). MATLAB. Retrieved August 1, 2023, from <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>

Notas de Aplicación

Texas instruments, Application Report SLUA618A - Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits

ANEXOS

Anexo 1: Especificaciones de diseño de LARTEC

Sección: Esquemáticos

Anexo 1: CEDCP_Ltpice_Completo

Anexo 2: Kicad_Placa_Alimentación_Esq

Anexo 3: Kicad_Placa_Control_Esq

Anexo 4: Kicad_Placa_HMI_Esq

Anexo 5: Kicad_Placa_Potencia_Esq

Sección: PCB

Anexo 1: Kicad_Placa_Alimentación_PCB

Anexo 2: Kicad_Placa_Control_PCB

Anexo 3: Kicad_Placa_HMI_PCB

Anexo 4: Kicad_Placa_Potencia_PCB

Sección: Hoja característica

Anexo 1: Data sheet CEDCp

Sección: Microcontrolador

Anexo 1: ESP32 Pinout

Sección: Firmware

Anexo 1: CEPapp

Anexo 2: Librerías

Sección: Simulación

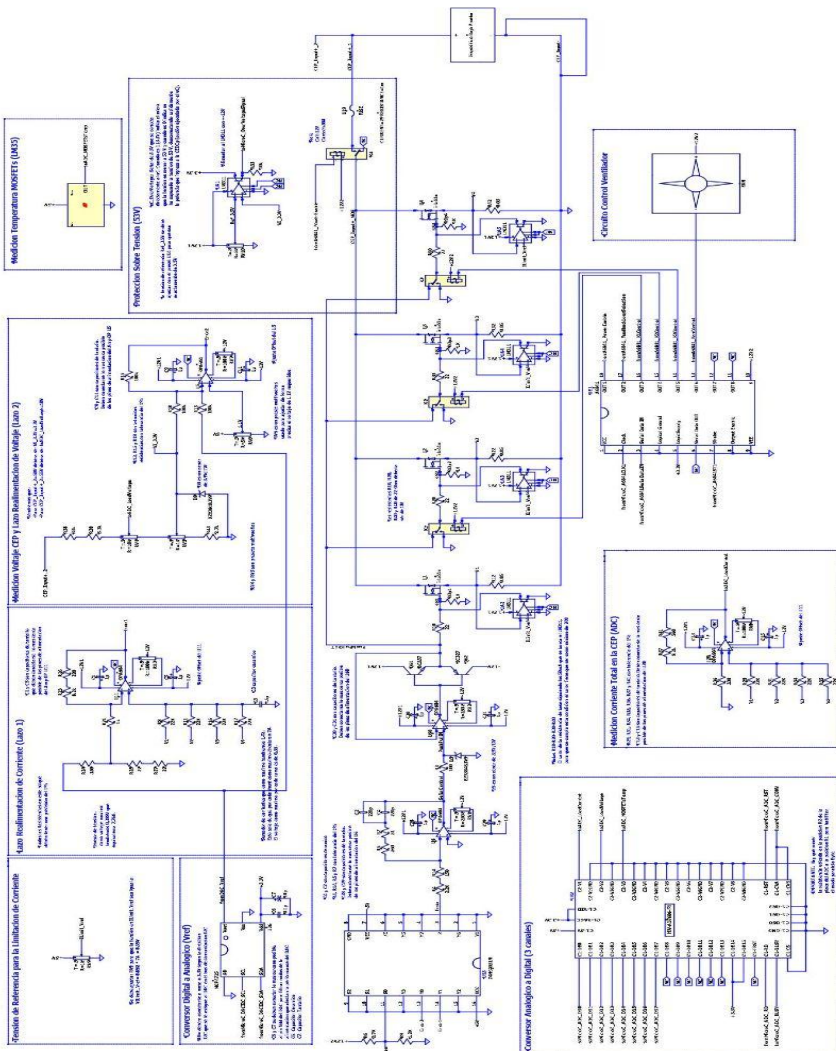
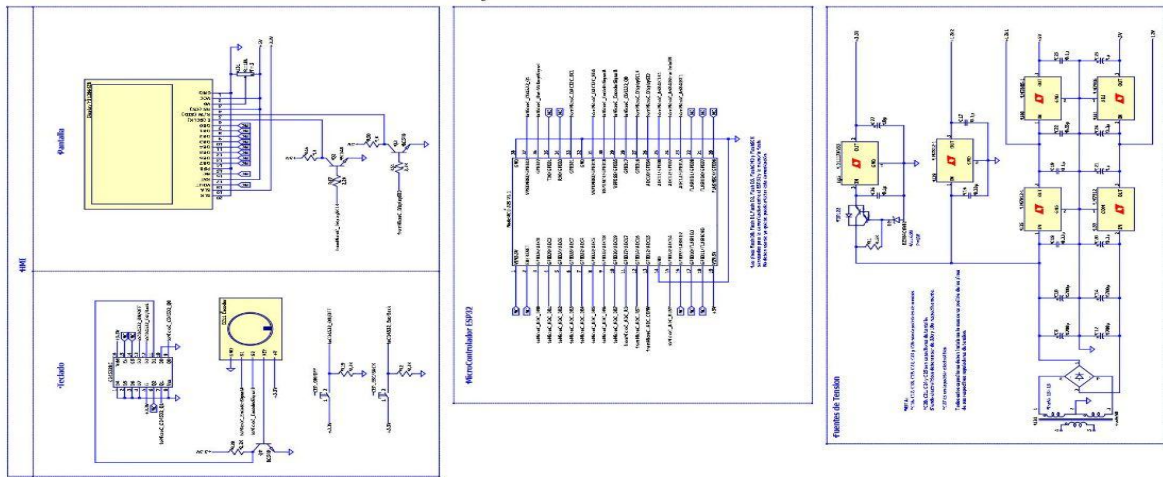
Anexo 1: OPA604 - Mediciones

Anexo 2: LM833 - Primera medición lazo simple

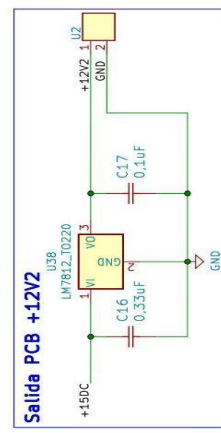
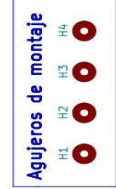
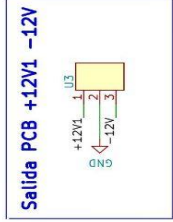
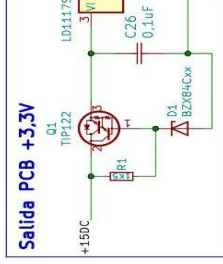
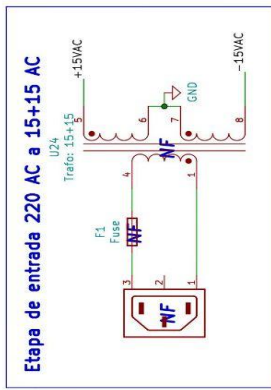
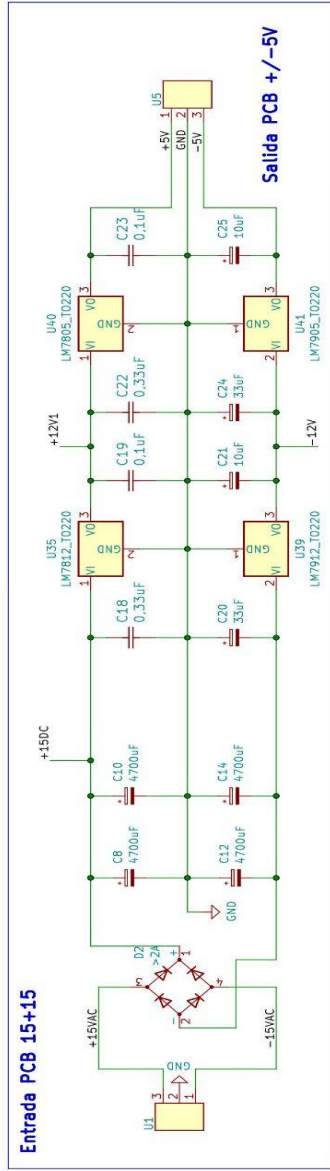
Especificaciones de diseño de LARTEC

Parámetros		Valor
Entradas DC Máximas	Tensión Máx. de Entrada	36Vdc
	Corriente Máx. de Entrada	5A
	Potencia máxima	180W
Regulación de Voltaje	Rango de Regulación	0-36Vdc
	Resolución	100 μ V
Regulación de Corriente	Rango de Regulación	0 a 5A
	Resolución	100 μ A
Regulación de Resistencia	Rango de Regulación	0.1 Ω a X $M\Omega$ ^[1]
	Resolución	0.1 Ω

[1] Aun no se ha definido un valor máximo de referencia para la regulación de la resistencia de salida del equipo debido a que este valor dependerá de la electrónica de potencia usada en la construcción de la CEP DC, es decir, que estará condicionado por las características del MOSFET o IGBT que se decida utilizar. Por lo tanto, este valor será definido durante la investigación y diseño básico del dispositivo.



Fuente de Tension

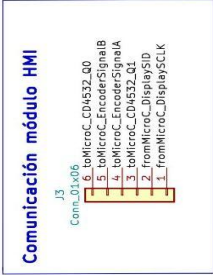
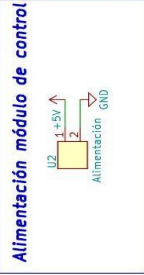
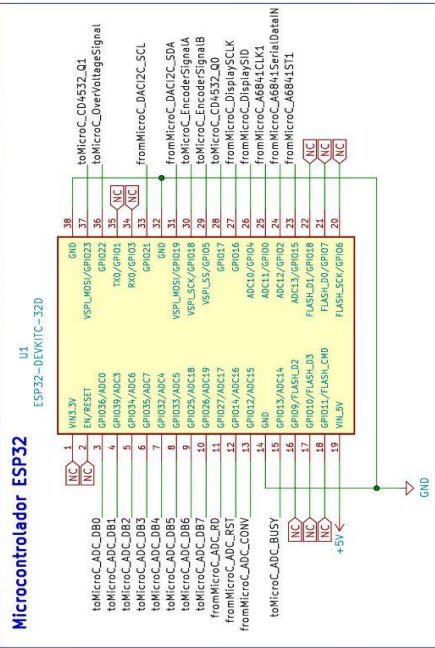
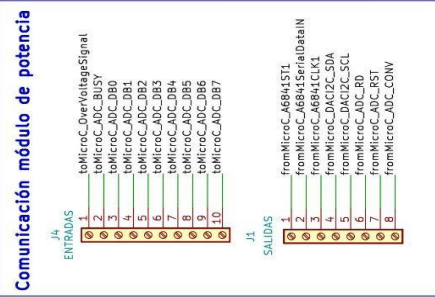


Author: Cippitelli Franco - Ibañez Luces
 License: CC BY 4.0
creativecommons.org/licenses/by/4.0/

Sheet:
 File: Circuito fuente.kicad.sch
Title: PLACA DE ALIMENTACIÓN
 Size: A4 Date: 03/05/2023
 KiCad E.D.A. KiCad 7.0.1

Rev: VFinal
 01.1/1

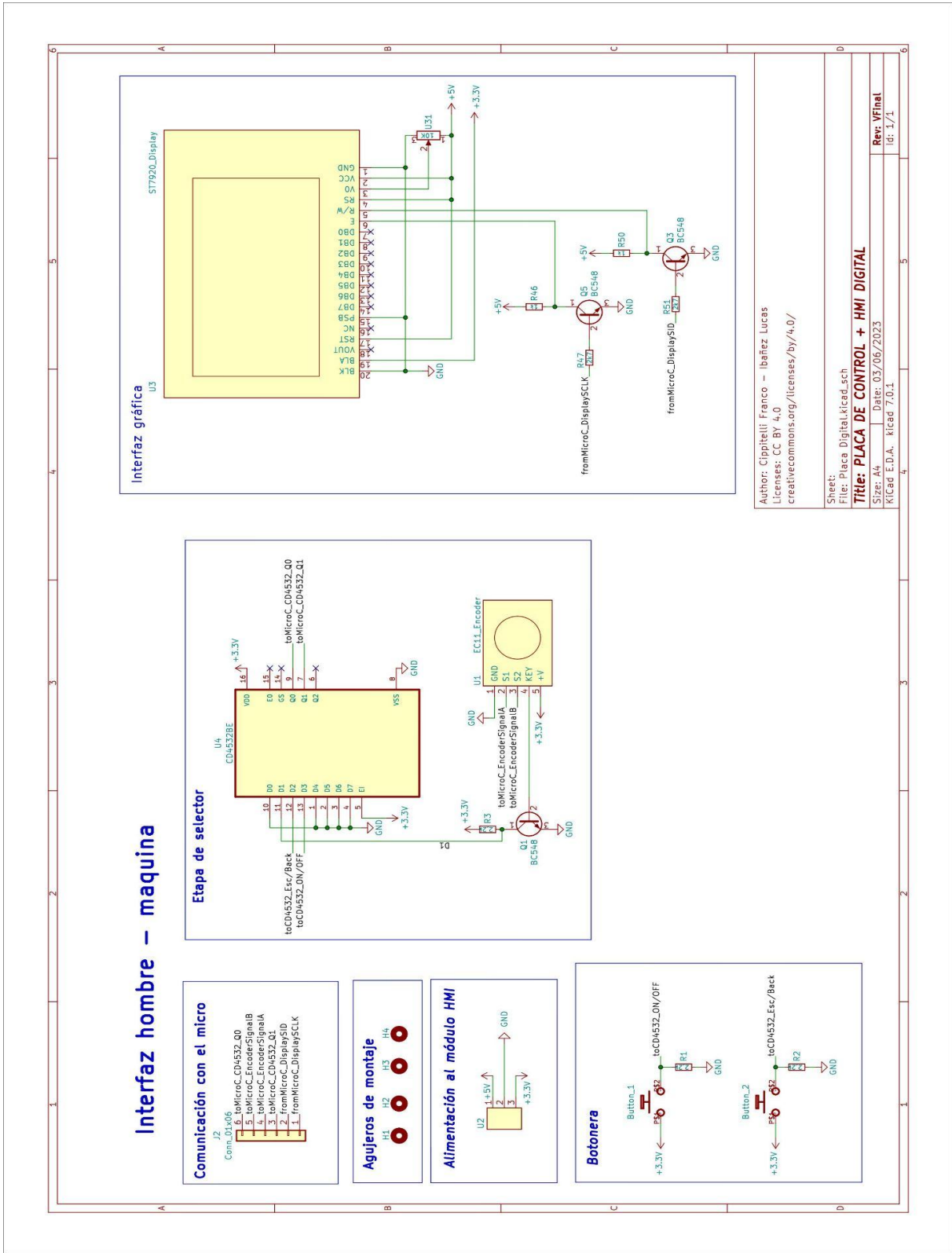
Módulo Digital

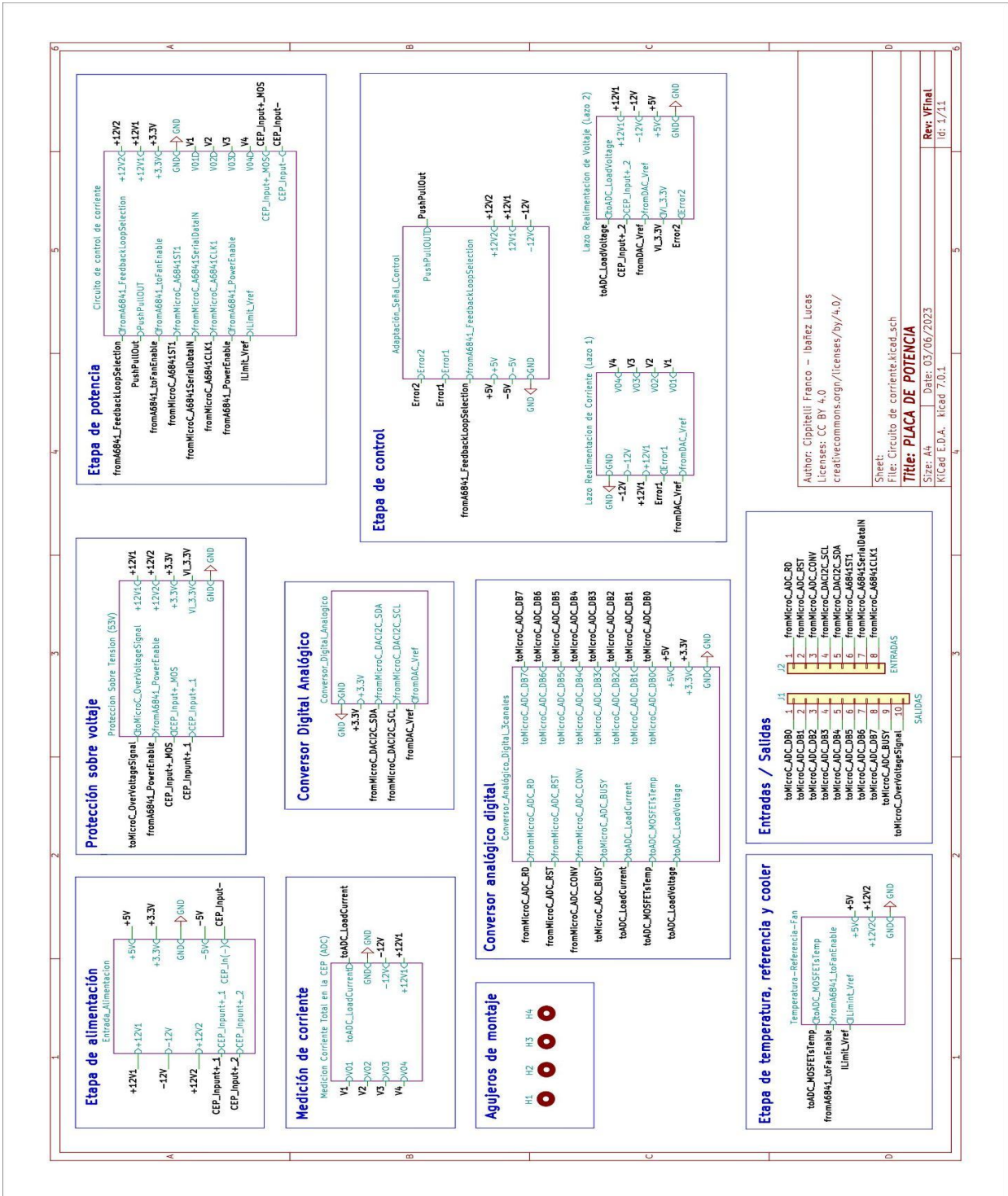


Author: Ciprietti Franco - Ibañez Lucas
 Licenses: CC BY 4.0
creativecommons.org/licenses/by/4.0/

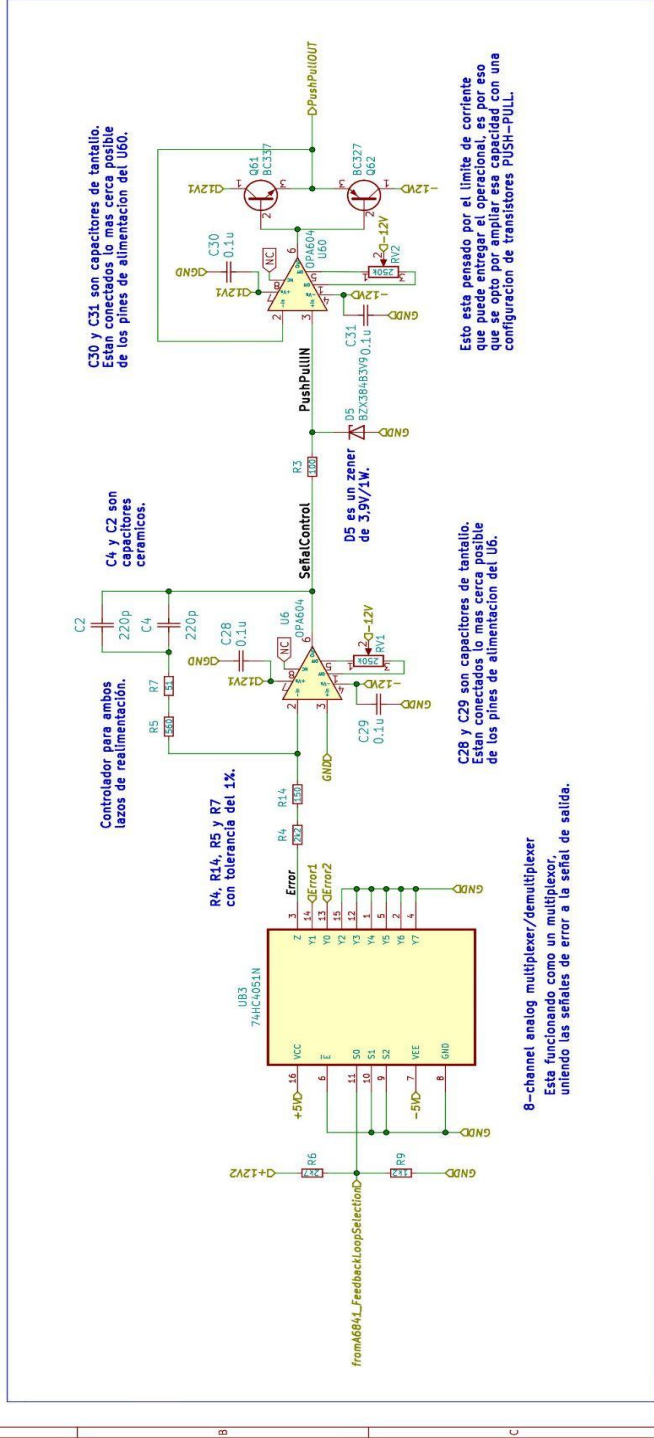
Sheet:
 File: Placa Digital.kicad_sch
Title: PLACA DE CONTROL + HMI DIGITAL
 Size: A4 Date: 03/06/2023
 KICad E.D.A. kicad 7.0.1

Rev: VFinal
 Ig: 1/1





Adaptación de la señal de control



Author: Cipitelli Franco - Ibañez Lucas

Sheet: Adaptación_Señal_Control.kicad_sch

File: Adaptación_Señal_Control.kicad_sch

Title: **PLACA DE POTENCIA**

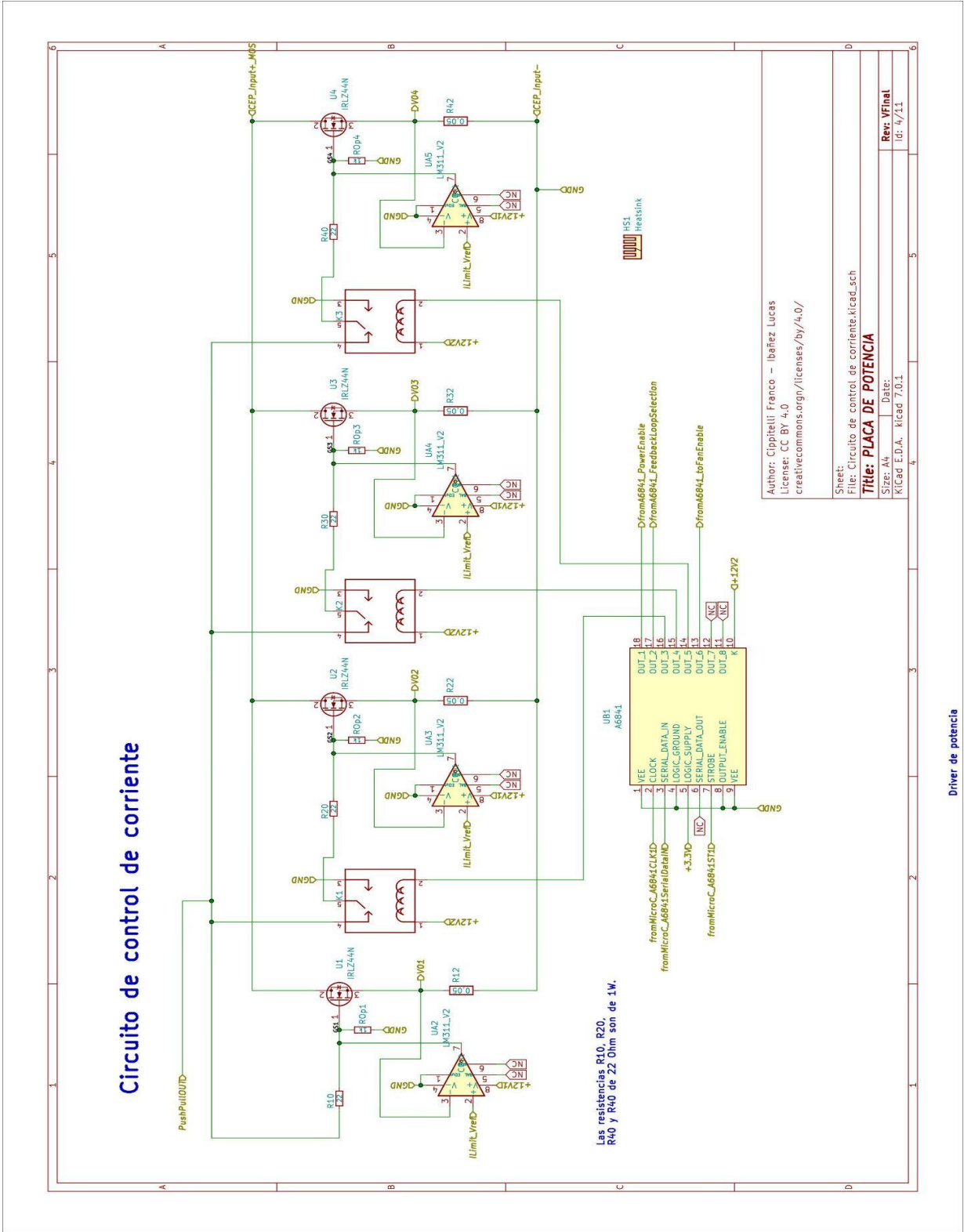
Size: A4 Date:

KiCad E.D.A. kicad 7.0.1

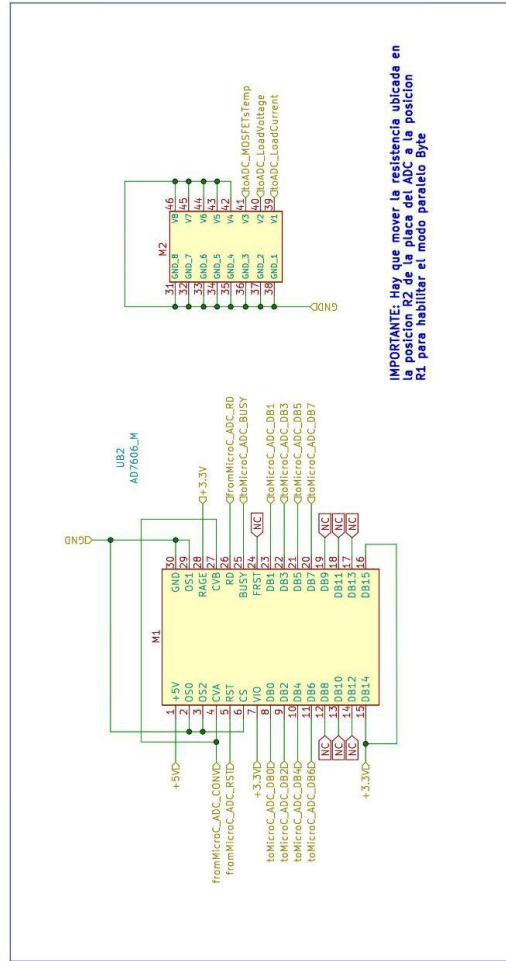
Rev: VFinal

Id: 2/11

Circuito de control de corriente



Conversor Analógico a Digital (3 canales)

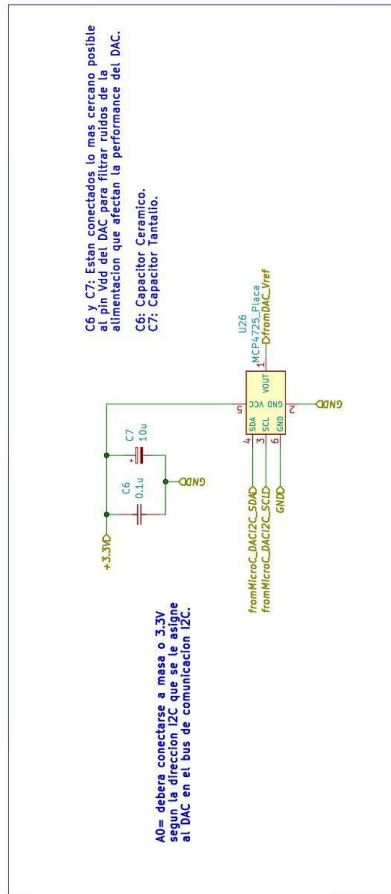


IMPORTANTE: Hay que mover la resistencia ubicada en la posición R2 de la placa del ADC a la posición R1 para habilitar el modo paralelo Byte

Author: Cippitelli Franco – Ibañez Lucas

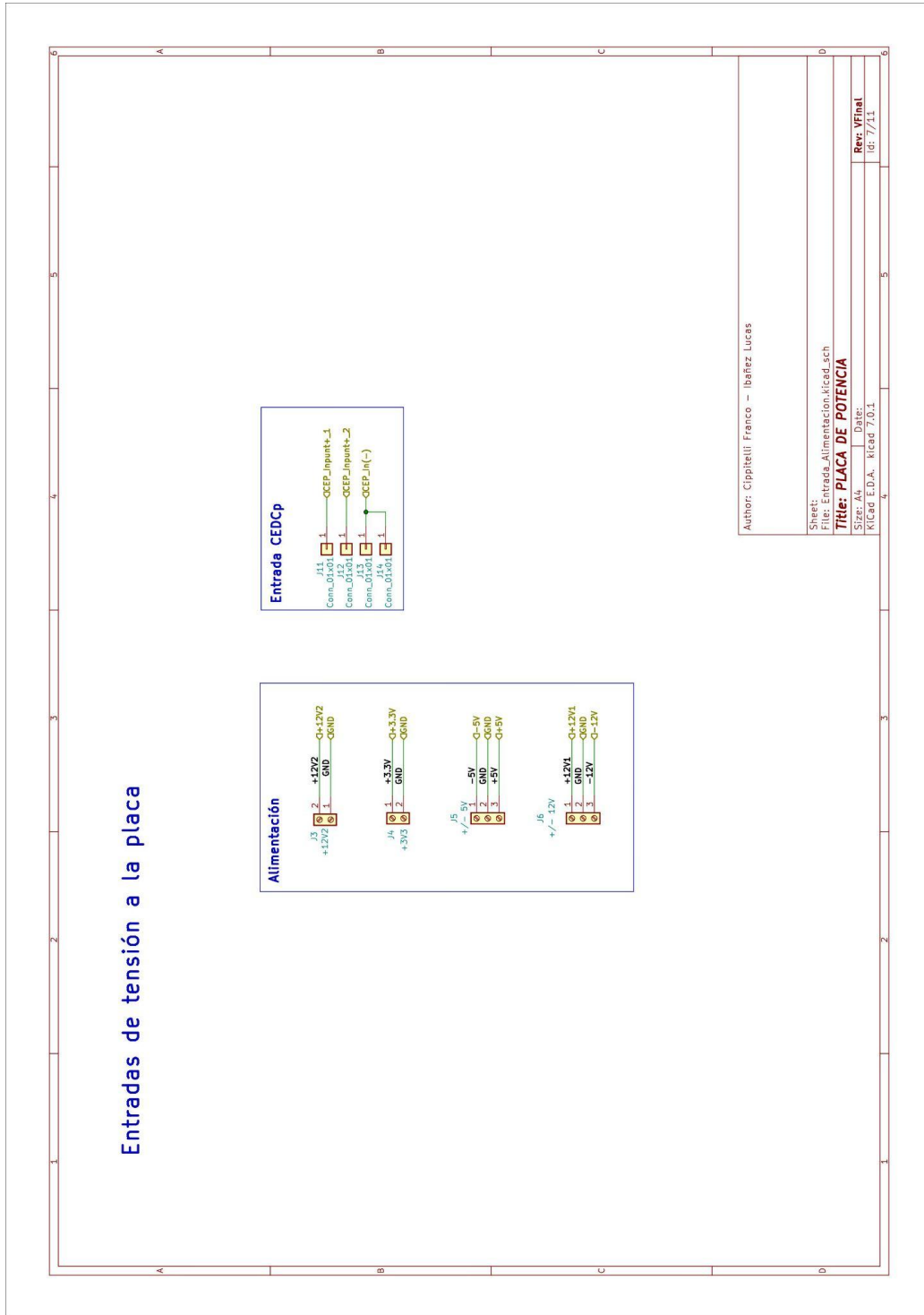
Sheet: Conversor_Analógico_Digital_3canales.kicad_sch
 File: Conversor_Analógico_Digital_3canales.kicad_sch
Title: PLACA DE POTENCIA
 Size: A4 Date:
 KICad E.D.A. kicad 7.0.1 Rev: VFinal
 Id: 5/11

Conversor Digital a Analogico (Vref)

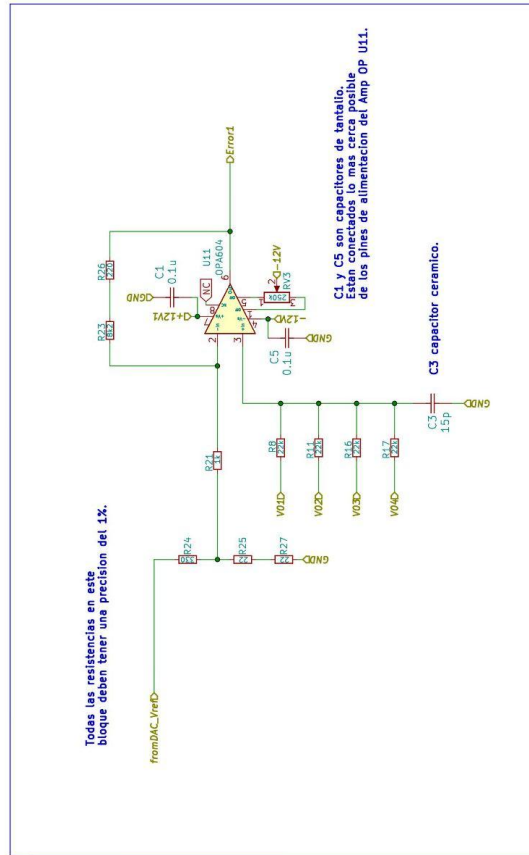


Author: Cippitelli Franco - Ibañez Lucas

Sheet:	
File:	Conversor_Digital_Analogico.kicad.sch
Title:	PLACA DE POTENCIA
Size:	A4
Date:	
Rev:	VFinal
ID:	6/11



Lazo Realimentacion de Corriente (Lazo 1)



Author: Cipitelli Franco — Ibañez Lucas

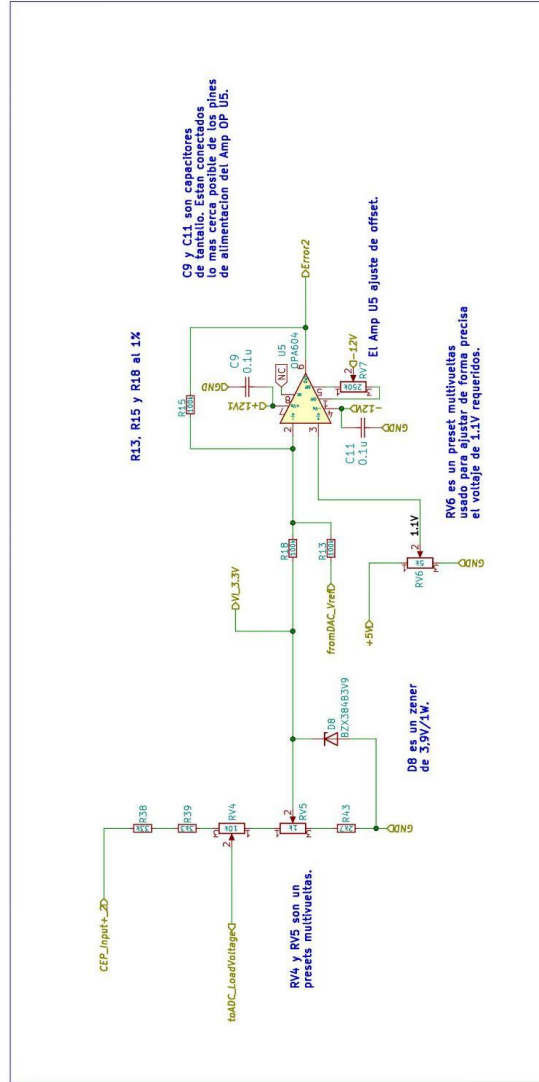
Sheet:
File: Lazo Realimentacion de Corriente (Lazo 1).kicad_sch

TIPO: PLACA DE POTENCIA

Size: A4 Date:
Kicad E.D.A. Kicad 7.0.1

Rev: VFinal
Id: 8/11

Medicion Voltaje CEP y Lazo Realimentacion de Voltaje (Lazo 2)

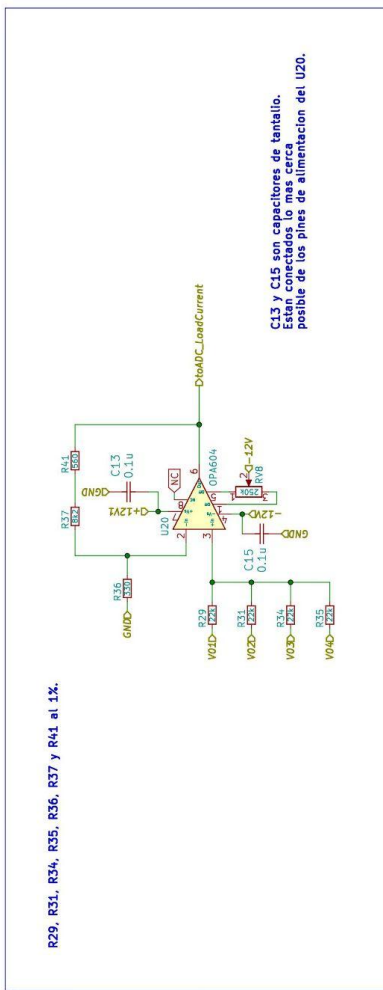


Tendremos que:
 - Para CEP_Input+_2=50V es V13.3V=3.3V
 - Para CEP_Input+_2=55V es V10C_LoadVoltage=10V

Author: Ciprietti Franco - Ibañez Lucas

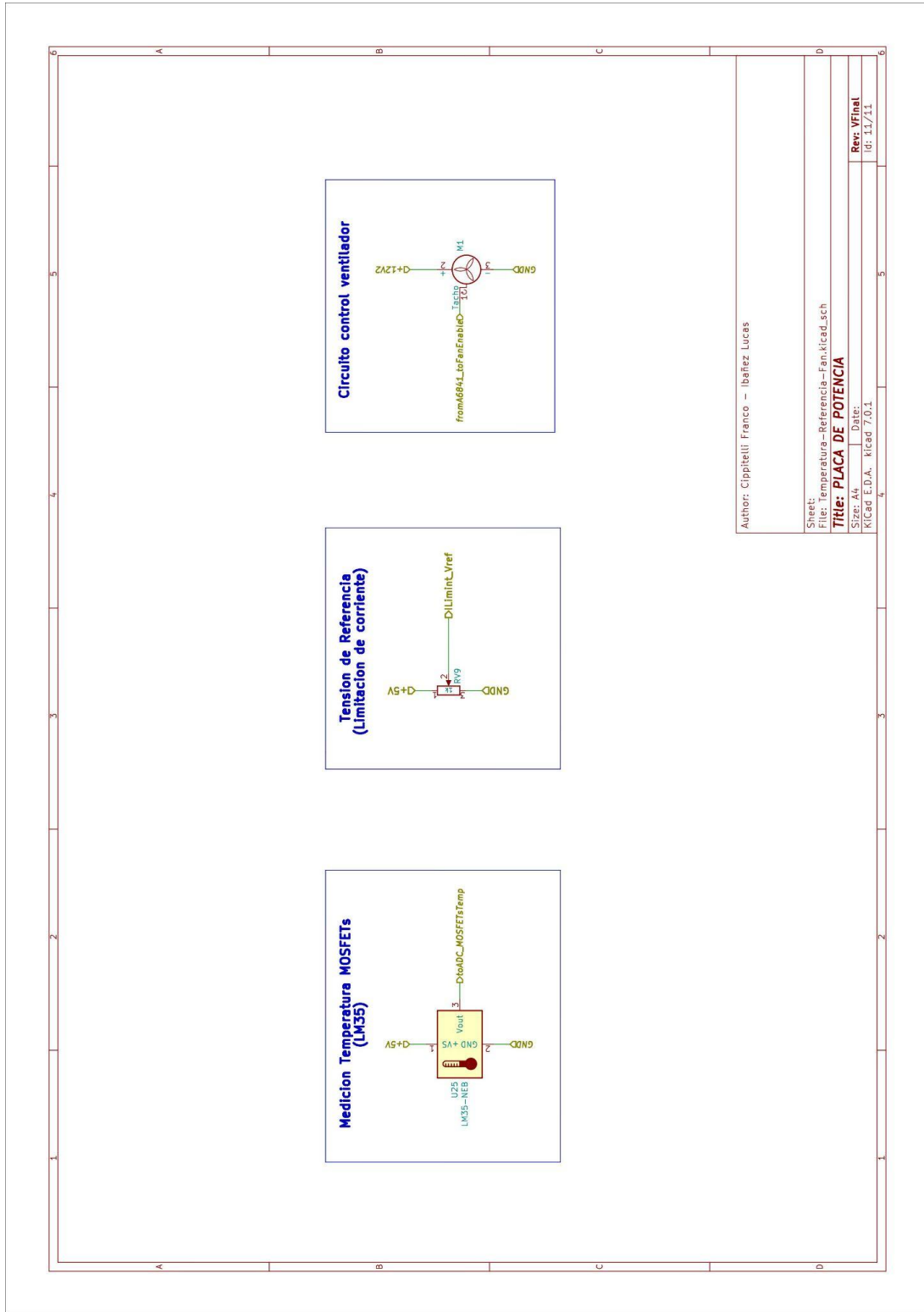
Sheet:	
File:	Lazo Realimentacion de Voltaje (Lazo 2).kicad_sch
Title: PLACA DE POTENCIA	
Size:	A4
Date:	
KiCad E.D.A.	Kicad 7.0.1
Rev:	VFinal
ID:	9/11

Medicion Corriente Total en la CEP (ADC)



Author: Cippitelli Franco - Ibañez Lucas

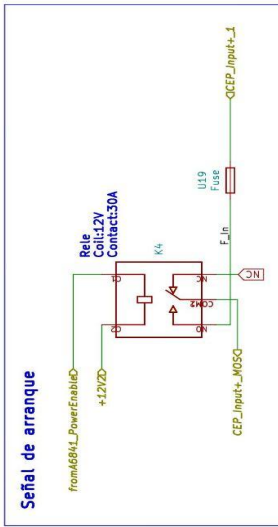
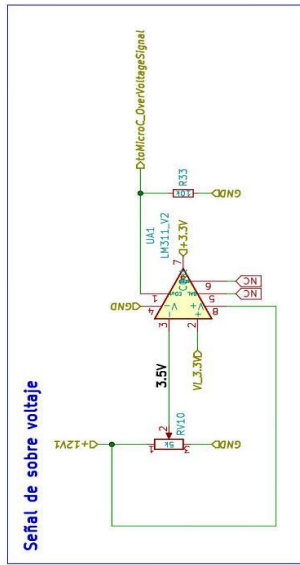
Sheet:
File: Medicion Corriente Total en la CEP (ADC).xltcad.sch
Title: PLACA DE POTENCIA
Size: A4 Date:
Rev: VFinal
K\Cad E.D.A. Rtcad 7.0.1
Id: 10/11



Proteccion Sobre Tension (53V)

La tension de referencia Ref_3.5V se ajusta con el preset UJ.4 para que sea exactamente de 3.5V.

uC_OverVoltage: Señal de 3.3V que se conecta directamente al uC. Cuando es 1 (3.3V) indica al micro que se debe desconectar la potencia por tanto debe desconectar la potencia rapidamente.

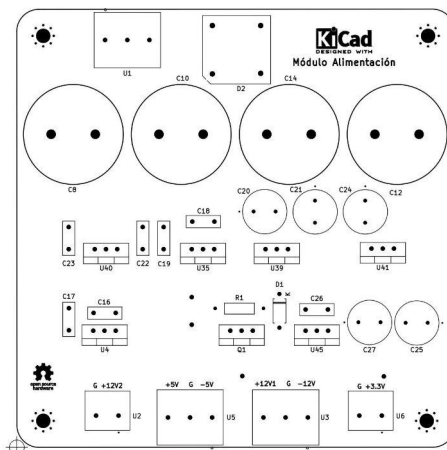
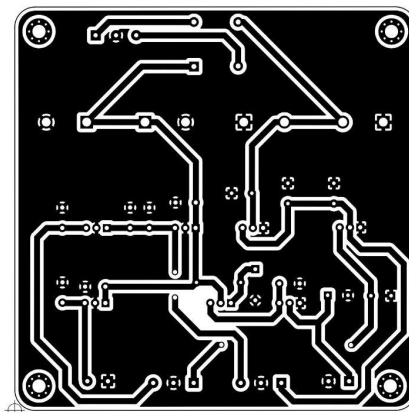
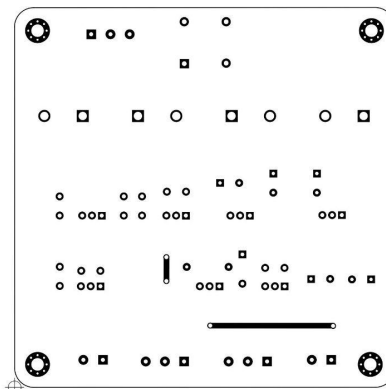


Author: Cippitelli Franco - Ibañez Lucas

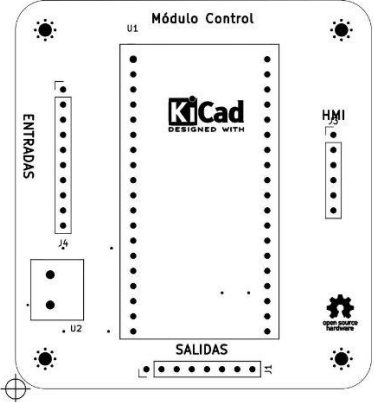
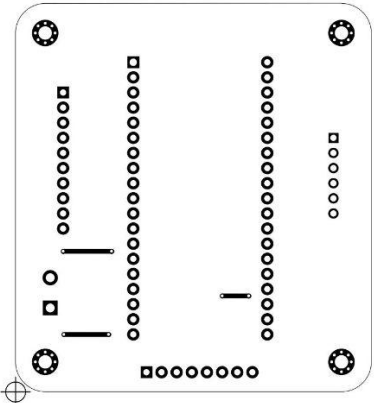
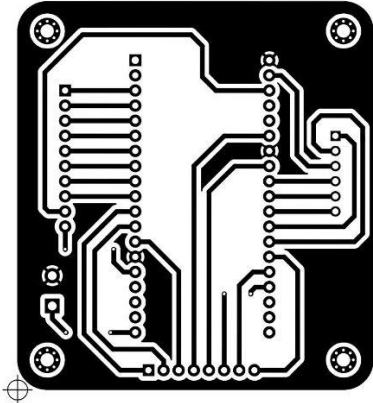
Sheet: File: Proteccion Sobre Tension (53V).kicad.sch
Title: PLACA DE POTENCIA
 Size: A4 Date:
 Kicad E.D.A. Kicad 7.0.1

Rev: VFinal
 Id: 12/11

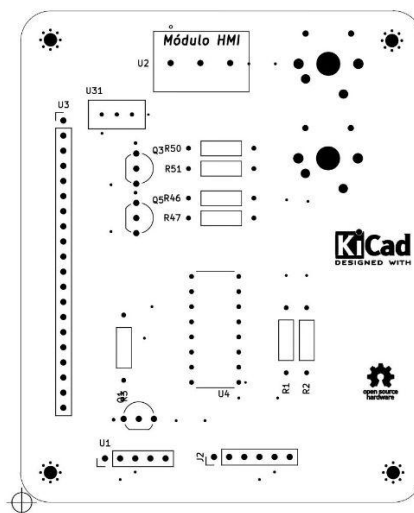
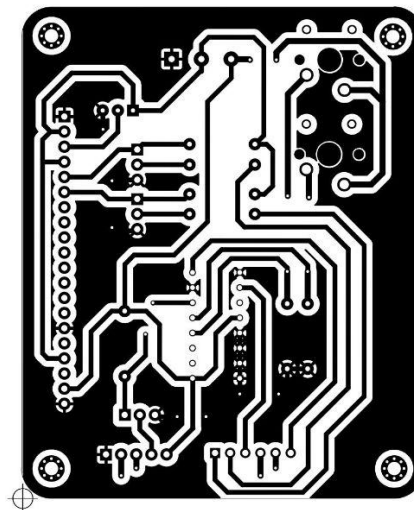
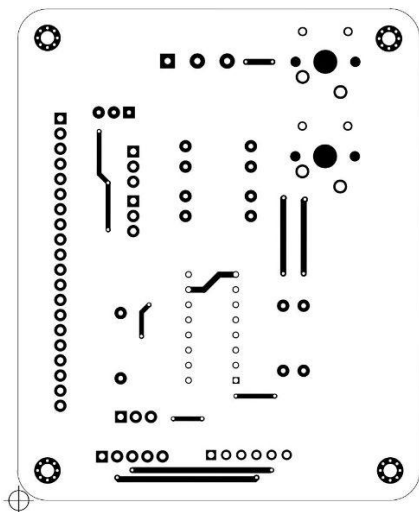
Kicad_Placa_Alimentación_PCB



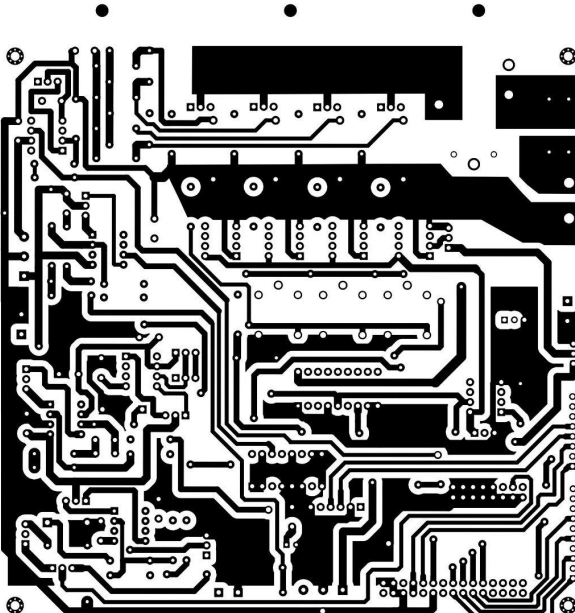
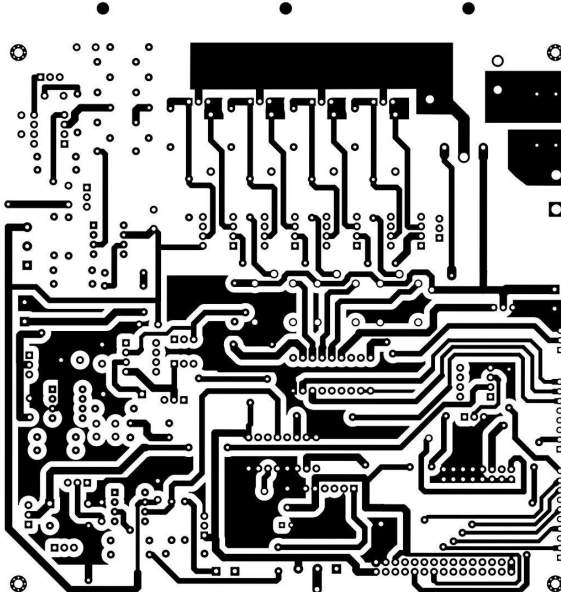
Kicad_Placa_Control_PCB

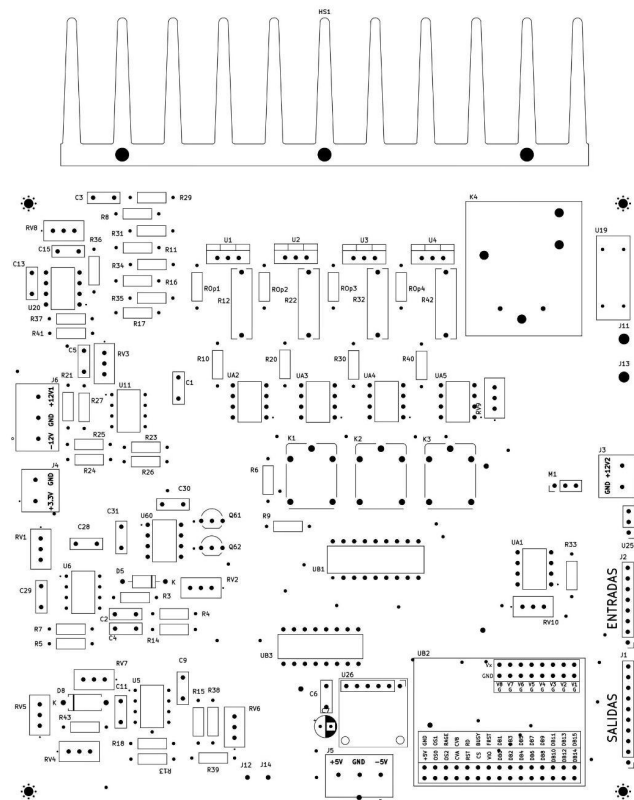


Kicad_Placa_HMI_PCB



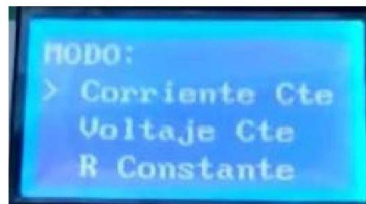
Kicad_Placa_Control_PCB





Data sheet

CEP DC



La CEP DC es un instrumento muy compacto y de precio económico que se encuentra en casa tanto como en una planta de producción.

Aunque se trata de una carga de DC en un paquete pequeño, puede probar de forma fiable una fuente de alimentación de 2 voltios a 28 amperios y hacerlo de forma continua.

La carga electrónica de DC puede funcionar en modo CC o CV mientras que los valores de tensión/corriente o resistencia/potencia se miden y muestran en tiempo real, lo que la hace ideal para probar una variedad de fuentes de alimentación de DC.

El rendimiento es comparable a la mayoría de las cargas de CC de banco de tamaño completo, pero hace el trabajo a la mitad del precio y ocupa la mitad del espacio en su banco.

Características y beneficios

- Opera entre 0-50 VDC, 50 mA-28 A (
- Potencia máxima 128 W
- Fácil manejo
- Pantalla luminosa y de fácil lectura
- Muy compacto y ligero
- Dos rangos de corriente: 7 A y 28 A
- Corriente constante(CC) y Voltaje constante (VC).
- Protección de sobrecorriente y sobrevoltaje.

Parámetros		Valor
Entradas DC Máximas	Tensión Máx. de Entrada	50Vdc
	Corriente Máx. de Entrada	28A
	Potencia máxima	128W
Regulación de Voltaje	Rango de Regulación	0-50Vdc
	Resolución	1,67mV
Regulación de Corriente	Rango de Regulación	0 a 28A
	Resolución	1mA
Dimensiones	300x300x150mm	
Peso	2,7 Kg	
Alimentación	220VAC - 47~ 63Hz	
Accesorio incluido	Manual de usuario	

Datos técnicos sujetos a cambios
 UTN - FRLR
 Cipitelli, Franco
 Ibañez, Lucas



No.	Name	Type	GPIO	True GPIO	RTC_GPIO	ADC	TOUCH	DAC	I2C	SPI	SD/SDIO/MMC Host Controller	UART	Parallel CSPI	JTAG	SDIO Slave	Ethernet	SD/SDIO/MMC Host Controller
25	I000	I/O	GPIO00	No	RTC_GPIO11	ADIC1_CH03 TOUCH1										EMAC_TX_CLK	SD/SDIO/MMC Host Controller
35	TX00	I/O	GPIO01	No								U0TXD				EMAC_RXD02	
24	I002	I/O	GPIO02	No	RTC_GPIO12	ADIC2_CH03 TOUCH2					HS2_DATA0		HSPWP				HS2_DATA0
34	RX00	I/O	GPIO03	No								U0RXD					
26	I004	I/O	GPIO04	No	RTC_GPIO10	ADIC3_CH03 TOUCH0					HS2_DATA1		HSPHD			EMAC_TX_ER	HS2_DATA1
29	I005	I/O	GPIO05	No						SS/CS			VSPICSO			EMAC_RX_CLK	HS1_DATA6
20	SD0/CLK*	I/O	GPIO06	No	UNUSABLE !!! (Flash memory)							U1CTS	SPCLK				HS1_CLK
21	SD0/SD00*	I/O	GPIO07	No	UNUSABLE !!! (Flash memory)							U2RTS	SPQ				HS1_DATA0
22	SD1/SD1*	I/O	GPIO08	No	UNUSABLE !!! (Flash memory)							U2CTS	SPD				HS1_DATA1
17	SH0/SD2*	I/O	GPIO09	No	UNUSABLE !!! (Flash memory)							U1RXD	SPHD				HS1_DATA2
18	SWP/SD3*	I/O	GPIO10	No	UNUSABLE !!! (Flash memory)							U1TXD	SPHP				HS1_DATA3
19	SCS/DM0*	I/O	GPIO11	No	UNUSABLE !!! (Flash memory)							U1RTS	SPICSO				HS1_CMD
14	I012	I/O	GPIO12	No	RTC_GPIO15	ADIC1_CH05 TOUCH5					HS2_DATA2		HSPIQ	MTDI		EMAC_TXD3	HS2_DATA2
16	I013	I/O	GPIO13	No	RTC_GPIO14	ADIC1_CH04 TOUCH4					HS2_DATA3		HSPID	MTCK		EMAC_RX_ER	HS2_DATA3
13	I014	I/O	GPIO14	No	RTC_GPIO16	ADIC2_CH06 TOUCH6					HS2_CLK		HSPICLK	MTMS		EMAC_TXD2	HS2_CLK
23	I015	I/O	GPIO15	No	RTC_GPIO13	ADIC1_CH03 TOUCH3					HS2_CMD		HSPICSO	MTDO		EMAC_RXD3	HS2_CMD
27	I016	I/O	GPIO16	Not available on WROVER								U2RXD				EMAC_CLK_OUT	HS1_DATA4
28	I017	I/O	GPIO17	Not available on WROVER								U2TXD				EMAC_CLK_OUT_180	HS1_DATA5
30	I018	I/O	GPIO18	No						SCLK			VSPICLK			EMAC_TXD0	HS1_DATA7
31	I019	I/O	GPIO19	No						MISO		U0CTS	VSPIQ			EMAC_TX_EN	
33	I021	I/O	GPIO21	No				SDA1					VSPHD			EMAC_TXD1	
36	I022	I/O	GPIO22	No				SCL1				U0RTS	VSPWIP				
37	I023	I/O	GPIO23	No						MOSI			VSPID				HS1_STROBE
10	I025	I/O	GPIO25	No	RTC_GPIO06	ADIC2_CH08		DAC_1								EMAC_RXD0	
11	I026	I/O	GPIO26	No	RTC_GPIO07	ADIC2_CH09		DAC_2								EMAC_RXD1	
12	I027	I/O	GPIO27	No	RTC_GPIO17	ADIC2_CH07 TOUCH7										EMAC_RX_DV	
8	I032	I/O	GPIO32	No	RTC_GPIO09	ADIC1_CH04 TOUCH9											
9	I033	I/O	GPIO33	No	RTC_GPIO08	ADIC1_CH05 TOUCH8											
6	I034	I	GPIO34	No	RTC_GPIO04	ADIC1_CH06											
7	I035	I	GPIO35	No	RTC_GPIO05	ADIC1_CH07											
4	SENSOR_VP	I	GPIO36	No	RTC_GPIO00	ADIC1_CH0											
5	SENSOR_VN	I	GPIO39	No	RTC_GPIO03	ADIC1_CH03											