



IMPLEMENTACIÓN DE UN MÓDULO PARA EL CONTROL Y GESTIÓN DEL ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA EN UNA MICRORRED ELÉCTRICA

autor

NICOLAS HERNANDEZ DIAZ

Director

PhD. ALDO PARDO GARCÍA

Codirectores

MSc. CARLOS JESÚS VEGA PÉREZ.

MSc. YARA ANGELINE OVIEDO DURANGO.

INGENIERÍA MECATRÓNICA DEPARTAMENTO MMI FACULTAD DE
INGENIERÍAS Y ARQUITECTURA



DQS is member of:



*Formando líderes para la construcción de un
nuevo país en paz*



RESUMEN

Los sistemas para la gestión del almacenamiento de energía constituyen una situación de alto auge a nivel mundial. Actualmente existen diversos tipos de baterías al igual que circuitos electrónicos para controlar la carga y descarga de baterías, esto varía conforme al tipo y requerimientos eléctricos de la aplicación, sin embargo, entre los circuitos más usados el convertidor CD-CD “Buck-Boost” es un esquema electrónico de potencia muy usado en entornos en los cuales se desea controlar el voltaje de salida con ambos enfoques, tanto como elevador como reductor.

No obstante, actualmente los convertidores CD-CD “Buck-Boost” de los que comercialmente se disponen, precisan dos controladores diferentes, esto con base en que los parámetros del sistema cambian para cada modo de operación, refiérase a la inductancia y capacitancia.

Se pretende implementar un prototipo el cual consiste en un módulo de conversión de potencia con un único controlador para realizar el proceso de almacenamiento de energía eléctrica en un banco de baterías, esto con el objetivo de ser usado en una microrred Eléctrica, la cual según la carga que esta alimente se definirá el modo de operación del convertidor.



ABSTRACT

Systems for the management of energy storage in point of fact represent a situation of high boom worldwide. Currently there are various types of batteries as well as electronic circuits to control the charging and discharging of batteries, this varies according to the type and electrical requirements of the application, however, among the most used circuits, the CD-CD Buck-Boost converter It is an electronic power scheme widely used in environments where the output voltage must be controlled both to raise it and to reduce it.

However, currently the CD-CD Buck-Boost converters that are commercially established, require two different controllers because the system parameters change for each mode of operation, refer to the inductance and capacity.

The purpose of this work is to implement a prototype which consists of a power conversion module with a single controller to perform the process of storing electrical energy in a battery bank; this module going to be used in an Electric microgrid which give it the correct reference to the converter taking into account the load of the system.

DQS is member of:





Contenido

INTRODUCCIÓN.....	11
1.1. Objetivo General.....	13
1.2. Objetivos Específicos.....	13
1.3. Acotaciones.....	14
PRELIMINARES.....	15
2.1. Matemática Preliminar.....	15
2.1.1. Redes Neuronales Recurrentes De Alto Orden (RHONN).....	15
2.1.2. Filtro de Kalman.....	18
2.1.3. Control Óptimo Inverso.....	19
2.2. Preliminares de Electrónica de Potencia.....	23
2.2.1. Modulación Por Ancho De Pulso (PWM).....	23
2.2.2. Convertidores CD-CD.....	23
2.2.3. Baterías De Plomo-Acido.....	28
DISEÑO 3D DEL CONVERTIDOR “BUCK-BOOST”.....	32
3.1. Desarrollo 3D.....	32
IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOTIPO (TIEMPO REAL).....	38
4.1. Controlador.....	38
4.2. Instrumentación.....	41
4.2.1. Convertidor CD-CD “Buck-Boost”.....	43
4.2.2. Banco de baterías.....	46
4.2.3. Sensores.....	46
4.2.4. Fuentes de alimentación.....	51
4.3. Resultados Del Controlador Aplicado.....	54
CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO.....	59
ANEXOS.....	61



6.1. Cálculos Filtro De Los Sensores	61
6.2. Cálculos Fuente De Alimentación De 12V, -12V Y 5V 1A	63
6.2.1. Fusible Bobinado Primario	63
6.2.2. Puente de Rectificador de Onda Completa.....	64
6.2.3. Condensadores de Filtrado	64
6.2.4. Regulador de Voltaje.....	66
6.3. Cálculos Fuente De Alimentación De 12V 3A.....	67
6.3.1. Fusible Bobinado Primario	67
6.3.2. Puente de Rectificador de Onda Completa.....	68
6.3.3. Condensadores de Filtrado	69
6.3.4. Regulador de voltaje	69
6.4. Evidencias Fotográficas	71



Figuras

Figura 2.2.1. CD-CD “Buck” y “Boost” conexión en paralelo.....	24
Figura 2.2.2. Convertidor “Buck” bajo condiciones de descarga.	25
Figura 2.2.3. Convertidor “Boost” bajo condiciones de carga.	25
Figura 2.2.4. Reacción química cuando la batería está siendo descargada.	29
Figura 2.2.5. Reacción química cuando la batería está siendo cargada.....	29
Figura 3.1.1. Vista anterior, frontal y posterior de la estructura respectivamente Dr. Pr.	33
Figura 3.1.2. Ensamble de la estructura y sus componentes de acceso a la electrónica Di. Pr.....	34
Figura 3.1.3. Convertidor USB a micro USB tipo B, Di. Pr.....	34
Figura 3.1.4. Soporte para convertidor USB a micro USB tipo B Di. Pr.	35
Figura 3.1.5. Vista lateral electrónica completamente ensamblada Di.Pr.	35
Figura 3.1.6. Soportes para la electrónica implementada Di. Pr.	36
Figura 3.1.7. Ensamblaje final Di. Pr.	36
Figura 3.1.8. Transformador 1A, transformador 3A e inductancia 3.1mH Di. Pr.....	37
Figura 4.1.1. Esquema de control del Control Óptimo Inverso (García López et al., 2018).....	38
Figura 4.1.2. Metodología de control (García López et al., 2018).....	39
Figura 4.1.3. Bosquejo general del controlador implementado con (The MathWorks, 2017), Di. Pr. ...	40
Figura 4.2.1. Texas instruments™ F28069M launchpad modelo 3D, Di. Pr. en (Systèmes, 2018).	41
Figura 4.2.2. Caracterización del sensor de corriente Di. Pr.	43
Figura 4.2.3. Esquemático Convertidor “Buck-Boost” Di. Pr.	43
Figura 4.2.4. Sensor de corriente midiendo la fase de un motor trifásico Di. Pr.....	44
Figura 4.2.5. Convertidor “Buck-Boost” en PCB, Di. Pr.	45
Figura 4.2.6. Convertidor “Buck-Boost” renderizado Di. Pr.	45
Figura 4.2.7. Conexión del banco de baterías. Di. Pr.	46
Figura 4.2.8. Sensor de corriente implementado Di. Pr.	47
Figura 4.2.9. Sensor de corriente en PCB Di. Pr.....	47
Figura 4.2.10. Sensor de corriente renderizado Di. Pr.....	48
Figura 4.2.11. Sensor de voltaje implementado Di. Pr.	49
Figura 4.2.12. Sensor de Voltaje en PCB Di. Pr.....	49
Figura 4.2.13. Sensor de corriente renderizado Di. Pr.....	50
Figura 4.2.14. Placa de comunicación implementada Di. Pr.....	50
Figura 4.2.15. Placa de comunicación en PCB Di. Pr.	51
Figura 4.2.16. Placa de comunicación renderizada Di. Pr.	51
Figura 4.2.17. Fuente de voltaje simétrica 12V, -12V y 5V 1ª Di. Pr.	52
Figura 4.2.18. Fuente de voltaje simétrica 12V, -12V y 5V 1ª Di. Pr.	52
Figura 4.2.19. Fuente de voltaje simétrica 12V, -12V y 5V 1A renderizada Di. Pr.	53
Figura 4.2.20. Fuente de voltaje 1.25-17V 3ª Di. Pr.....	53



Figura 4.2.21. Fuente 0-17V 3ª Di. Pr.	54
Figura 4.2.22. Fuente 0-17V 3ª Di. Pr.	54
Figura 4.3.1. Respuesta de descarga (modo "Buck") Di. Pr.	55
Figura 4.3.2. Error de seguimiento (modo "Buck") Di. Pr.	56
Figura 4.3.3. Error de identificación (modo "Buck") Di. Pr.	56
Figura 4.3.4. Respuesta de descarga (modo "Boost") Di. Pr.	57
Figura 4.3.5. Error de seguimiento (modo "Boost") Di. Pr.	57
Figura 4.3.6. Error de identificación (modo "Boost") Di. Pr.	57
Figura 6.1.1. Esquemático del filtro aplicado Di. Pr.	61
Figura 6.4.1. Impresiones en papel fotográfico usadas para revelar la electrónica Di Pr.	71
Figura 6.4.2. Método de planchado para transferencia de las impresiones Di Pr.	72
Figura 6.4.3. Resultado después del planchado Di Pr.	72
Figura 6.4.4. Abrasivo (FeCL3) aplicado para retirar el cobre sobrante Di Pr.	72
Figura 6.4.5. Ensamblaje final de la electrónica Di Pr.	73
Figura 6.4.6. Planos de corte de la estructura Di Pr.	73
Figura 6.4.7. Estructura, corte laser CNC Di Pr.	73
Figura 6.4.8. Resultados del corte laser Di Pr.	74
Figura 6.4.9. Herramienta, resistencia térmica para dobleces en acrílico Di Pr.	74
Figura 6.4.10. Ranuras cortadas en ángulos para el los dobleces del acrílico Di Pr.	74
Figura 6.4.11. Resultado final de una parte de la estructura Di Pr.	75
Figura 6.4.12. Vista acercada de los soportes de la electrónica impresos en 3D Di Pr.	75
Figura 6.4.13. Vista acercada del soporte para convertidor USB a micro USB tipo B Di Pr.	75
Figura 6.4.14. Bus de CD (Fuente regulable de 1.25-17V 3ª Di Pr.	76
Figura 6.4.15. Vista trasera prototipo convertidor CD-CD "Buck-Boost" Di Pr.	76
Figura 6.4.16. Vista lateral prototipo convertidor CD-CD "Buck-Boost" Di Pr.	76
Figura 6.4.17. Vista diagonal izquierda del prototipo convertidor CD-CD "Buck-Boost" Di Pr.	77
Figura 6.4.18. Vista frontal prototipo convertidor CD-CD "Buck-Boost Di Pr.	77



Tablas

Tabla 2.2.1. Voltaje Final de descarga por celda.31
Tabla 2.2.2. Capacidades para varios múltiplos de la corriente de descarga.....31

DQS is member of:





Agradecimientos

Con profundo sentimiento de gratitud y aprecio agradezco:

A Dios primeramente por ser mi mayor ejemplo de vida.

A mis padres, Carlos y Emma por ser mi soporte y guías durante toda mi formación profesional.

A mis hermanas Lina y Sasha por su eterna amistad y amor.

A mi abuela, Rosa por su apoyo y amor incondicional.

A Yesica por ser la luz que ilumina mi sendero y me mantiene fuerte ante cualquier adversidad.

A todos mis compañeros que tanta ayuda me brindaron a lo largo de la carrera.

Al Dr. Edgar N. Sánchez y su esposa la Sra. María de Lourdes Mejía por darme el honor y el gusto de haberlos conocido.

Al Dr. Aldo P. García, a el MSc. Carlos J. Vega y a la MSc. Yara A. Oviedo, por su guía y el tiempo dedicado a la revisión de este trabajo de grado.

Al "CINVESTAV" Unidad Guadalajara especialidad en control por todo su apoyo.

A la Universidad de Pamplona por mi formación como profesional.

1

INTRODUCCIÓN

El uso de fuentes alternativas de energía es imperativo si se desea continuar con el estilo de vida actual. El crecimiento de la población ha causado daños muy importantes al medio ambiente y a razón del consumismo energético excesivo los combustibles fósiles se están agotando; como una alternativa factible para hacer frente a tal situación, el uso de fuentes alternativas de energía como: biocombustible, solar, eólica, entre otras, son cada vez más usadas; dichas energías pueden ser integradas de dos formas, como grandes parques conectados directamente al sistema de eléctrico o como microrredes eléctricas implementadas a nivel de sistema de distribución de energía. El ultimo procedimiento ofrece un esquema más flexible de integración. (García López, Sánchez Camperos, & Ruiz Cruz, 2018)

Dentro de las microrredes eléctricas los dispositivos para la gestión de almacenamiento de energía cumplen una función muy importante, ya que estos establecen la flexibilidad propia del sistema y su adecuada integración a microrredes eléctricas automatizadas (control y gestión).

En la actualidad, sistemas de alimentación en CD son usados para más que únicamente dispositivos electrónicos, aplicaciones automovilísticas y generación de energía como lo son las microrredes de CD son un ejemplo del alcance de estos métodos de alimentación. Para poder satisfacer la demanda de energía de una carga en una microrred es común usar baterías y convertidores, además para cumplir con los diferentes niveles de tensión exigidos para la carga y descarga de los acumuladores es regular hacer uso de convertidores “Buck-Boost”. Las baterías son al presente la tecnología de almacenamiento de energía más confiable.

La generación de energía por medio de fuentes alternativas, no es un aspecto nuevo, sin embargo, el desarrollo tecnológico respecto a la integración de microrredes Eléctricas, es un campo poco explorado; la iniciativa de llevar las simulaciones a un entorno físico para realizar su estudio en campo ofrece un ámbito novedoso durante el transcurso de estos últimos años; la experimentación y construcción de dispositivos que efectúen el proceso necesario para gestionar y controlar la energía, sea en CD o CA, tanto la generada como la consumida es un tema actual de alto impacto e importancia.

A grandes rasgos, los convertidores CD-CD son dispositivos que consisten en semiconductores de potencia que se comportan como interruptores con conmutaciones de muy altas frecuencias. Es debido a esta forma de operación que se producen características no lineales en los convertidores CD-CD, lo cual no excluye al convertidor “Buck-Boost”. La implementación en tiempo real usando controladores convencionales como lo son el PID no es adecuada para este tipo de sistemas debido a la ausencia de la respuesta dinámica necesaria para alcanzar la regulación requerida del voltaje de salida. Con el objetivo de mejorar la respuesta dinámica, sistemas de control inteligente tales como el control por lógica difusa, control por redes neuronales y sus posibles combinaciones han sido reportados en (Cheng, Hsu, Lin, Lee, & Li, 2007; Gupta, Saini, & Sharma, 2007; Leyva, Martinez-Salamero, Jammes, Marpinard, & Guinjoan, 1997; Mahdavi, Nasiri, Agah, & Emadi, 2005; Ofoli & Rubaai, 2006; Rubaai & Ofoli, 2004).

Implementación del controlador con lógica difusa para un convertidor “Buck” y la etapa de potencia usando un controlador es verificada en (Gupta et al., 2007) y (Ofoli & Rubaai, 2006) respectivamente. No obstante, la falta de análisis formales y técnicas de síntesis presentes en controladores de lógica difusa hacen de este tipo de controladores que no se consideren ciencias rigurosas por este motivo controladores híbridos como lo es el controlador neurodifuso ha sido evaluados en (Rubaai & Ofoli, 2004) y (Cheng et al., 2007). Otra opción viable es hacer uso de controladores que tengan la habilidad de actualizar sus parámetros internos tal como lo son las redes neuronales; simulaciones de un controlador de redes neuronales para un convertidor CD-CD es propuesto en (Leyva et al., 1997) y la verificación experimental de un controlador de redes neuronales para un convertidor CD-CD es realizada en (Mahdavi et al., 2005).

Este trabajo tiene como objetivo la implementación y el control de un convertidor específicamente para la carga y descarga de baterías, el control cuenta con cuatro etapas, el

convertidor como planta, una red neuronal como identificador, esto con el propósito de evitar modelar la planta debido a el nivel de complejidad que este presenta por sus componentes no lineales y parámetros no identificados (como la carga en un instante de tiempo del sistema), un filtro de Kalman extendido para actualizar los parámetros internos del identificador y a su vez del controlador y por último la ley de control que en este trabajo corresponde a un control óptimo inverso.

Dada la no linealidad de los interruptores y el hecho de que el voltaje y corriente no puede repentinamente llegar a ser cero en tiempos de conmutación por posibles pérdidas de potencia (Modabbernia, 2013) y considerando que el convertidor “Buck-Boost” en este trabajo debe conducir corriente en ambos sentidos, desde y hacia el Bus de CD lo que implicaría dos controladores diferentes, el uso de una red neuronal como identificador y un filtro de Kalman extendido para actualizar los pesos de esta red, permiten el uso de un único controlador para ambos modos.

El convertidor “Buck-Boost” debe ser capaz de comportarse como un controlador de carga, en otras palabras, debe permitir que circule la corriente en ambos sentidos. Los controladores de carga son diseñados para mejorar las condiciones de carga y descarga de las baterías (Harrington & Dunlop, 1992) y asegurar una larga vida útil, suplir condiciones de uso y garantizar la eficiencia del dispositivo.

Basándose en esto, los siguientes objetivos son propuestos:

1.1. Objetivo General

Implementar un prototipo para realizar el control y la gestión del almacenamiento de energía en una microrred Eléctrica en tiempo real.

1.2. Objetivos Específicos

- Diseñar convertidores de potencia según requerimientos.
- Implementar los convertidores de potencia necesarios.
- Construir y acoplar prototipo.
- Realizar pruebas al prototipo para establecer posibles fallos y/o limitantes de operación.



1.3. Acotaciones

El proyecto localizado en la ciudad de Guadalajara México es una microrred compuesta por un DFIG (doubly-fed induction generator), un grupo de módulos fotovoltaicos, un banco de baterías, un módulo de cargas, el cual tiene la posibilidad de trabajar tanto como un sistema autónomo como conectado a la red eléctrica. El objetivo principal del proyecto es implementar el prototipo y a su vez garantizar el correcto funcionamiento del sistema para la gestión y control de la energía generada para ser almacenada eficientemente en el banco de baterías mencionado.

El algoritmo de control fue previamente diseñado por un integrante del grupo de investigación encargados de la microrred, y el convertidor de potencia fue probado a nivel de “protoboard”. El trabajo presentado consiste en realizar la implementación del prototipo final, basado en el trabajo previamente dicho.

El sumario de este trabajo es el siguiente. El Capítulo 2 presenta los preliminares matemáticos y eléctricos de este trabajo, el Capítulo 3 está dedicado al diseño 3D de todo el prototipo, el Capítulo 4 describe la instrumentación requerida y presenta los resultados obtenidos en tiempo real. Las conclusiones y trabajo a futuro son presentadas en el Capítulo 5 y por último el Capítulo 6 está dedicado a los anexos.

Entiéndase Di. Pr. (Diseño Propio).

2

PRELIMINARES

2.1. Matemática Preliminar

En este capítulo la matemática preliminar usada en el desarrollo de este trabajo será ostentada; la cual incluye una descripción general de control óptimo inverso y algo de teoría básica de redes neuronales recurrentes de alto orden (RHONN) que usa el filtro extendido de Kalman (EFK) para obtener los pesos que entrenaran a la red y lograr la identificación del modelo de estados, además, la teoría referente a la electrónica de potencia usada es exhibida.

2.1.1. Redes Neuronales Recurrentes De Alto Orden (RHONN)

En este trabajo, un modelo del banco de baterías basado en redes neuronales recurrentes de alto orden (RHONN) es desarrollado para identificar la dinámica del banco de baterías, y determinar el modo de operación en el que se encuentra. Un esquema de control basado en el modelo de la planta no puede desarrollarse debido a factores no previstos tales como las perturbaciones, parámetros inciertos y dinámica no modelada. Un modelo tipo RHONN es fácil de implementar, tiene una estructura relativamente simple y la posee la capacidad de ajustar parámetros en línea.

Considerando el problema de identificación de un sistema no lineal de tiempo discreto con perturbaciones tenemos que:

$$x_{k+1} = \bar{f}(x_k) + \bar{g}(x_k)u_k + \Gamma_k \quad \text{Ecuación 1}$$

Donde $k \in \mathbb{Z}^+ \cup 0$ denota un paso de muestreo; $x_k \in \mathbb{R}^n$ y $u_k \in \mathbb{R}^m$ son los estados del sistema y entradas respectivamente en el tiempo k ; $\bar{f}: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^{n \times m}$ son mapeos suaves, y $\Gamma_k \in \mathbb{R}^n$ es un desconocido y acotado termino de perturbación que representa errores de

modelado, parámetros inciertos, y disturbios. Sin pérdida de generalidad, $x_k = 0$ y el $\text{rango}\{\bar{g}(x_k)\} = m \forall x_k \neq 0$.

Por consiguiente, para identificar el sistema *Ecuación 1*, una red neuronal recurrente de tiempo discreto definida en (Alanis, Sanchez, & Loukianov, 2007) es considerada:

$$\hat{x}_{i,k+1} = (w_{i,k})^T \rho_i(\bar{x}_k, u_k), i = 1, 2, \dots, n \quad \text{Ecuación 2}$$

Donde $\hat{x}_k = [\hat{x}_{1,k}, \hat{x}_{2,k}, \dots, \hat{x}_{n,k}]^T$, \hat{x}_i es el estado de la i -th neurona cual identifica el i -th componente del vector de estado x_k en la *Ecuación 1*, w_i es el respectivo vector de pesos adaptado en línea, y $u_k = [u_{1,k}, u_{2,k}, \dots, u_{m,k}]^T$ es el vector de entrada de la red neuronal; $\rho_i \in \mathbb{R}^{L_p}$ que está dada por:

$$\rho_i(\hat{x}_k, u_k) = [\rho_{i,1}, \rho_{i,2}, \dots, \rho_{i,L_p}] = \left[\prod_{j \in I_1} \psi_{ij}^{d_{ij}(1)}, \prod_{j \in I_2} \psi_{ij}^{d_{ij}(2)}, \dots, \prod_{j \in I_{L_p}} \psi_{ij}^{d_{ij}(L_p)} \right]^T \quad \text{Ecuación 3}$$

Donde L_p es el número de conexiones de alto orden, $\{I_1, I_2, \dots, I_{L_p}\}$ es una colección de conjuntos no ordenados de $\{1, 2, \dots, n + m\}$, d_{ij} son enteros no negativos y ψ_i este dado por:

$$\psi_i = [\psi_{i_1} \dots \psi_{i_n} \psi_{i_{n+1}} \dots \psi_{i_{n+m}}]^T = [S(\hat{x}_{1,k}) \dots S(\hat{x}_{n,k}) u_{1,k} \dots u_{m,k}]^T \quad \text{Ecuación 4}$$

donde $S(\cdot)$ es definido como una función tangente logística o hiperbólica.

Para asegurar contabilidad del identificador, Ecuación 2 es modificada de forma que los pesos asociados con las entradas son fijados (w_i^u). De acuerdo a la modificación, la siguiente RHONN es obtenida:

$$\hat{x}_{i,k+1} = (w_{i,k})^T \rho_i(\hat{x}_k) + (w_i^u)^T \Psi_i(\hat{x}_k, u_k), i = 1, 2, \dots, n \quad \text{Ecuación 5}$$

Donde \hat{x} es el estado de la neurona i -th, $w_{i,k}$ es el vector de pesos ajustables en línea, w_i^u es el peso fijo del vector, Ψ denota una función de x o u correspondiente a la Ecuación 1 estructura de la planta o entradas externas a la red, respectivamente. El vector ρ_i en Ecuación 5 es tal como ρ_i en Ecuación 2, sin embargo, ψ_i es redefinida como:

$$\psi_i = [\psi_{i_1} \dots \psi_{i_n}]^T = [S(\hat{x}_{1,k}) \dots S(\hat{x}_{n,k})]^T \quad \text{Ecuación 6}$$

El vector de pesos ajustables en línea es definido como:

$$w_{i,k} = [w_{i1,k}, w_{i2,k}, \dots, w_{iL_p,k}]^T \quad \text{Ecuación 7}$$

La RHONN Ecuación 5 no considera el termino de perturbación (Γ_k) porque los pesos son ajustados en línea, de esta forma la RHONN identifica la dinámica del sistema no lineal, incluyendo los efectos de las perturbaciones.

De los resultados presentados en (Rovithakis & Christodoulou, 2000), se puede asumir que existe una RHONN que modela Ecuación 1, por esto, el modelo de la planta Ecuación 1 puede ser descrito por:

$$x_{k+1} = (w_k^*)^T \rho_i(x_k) + (w^{u*})^T \Psi_i(x_k, u_k) + v_k \quad \text{Ecuación 8}$$

donde $w_k^* = [w_{1,k}^*, w_{2,k}^*, \dots, w_{n,k}^*]^T$ y $w^{u*} = [w_1^{u*T}, w_2^{u*T}, \dots, w_n^{u*T}]$ son las matrices de los pesos óptimos desconocidos, y v_k es el error de modelado, dado por:

$$v_k = \bar{f}(x_k) + \bar{g}(x_k)u_k + \Gamma_k - (w_k^*)^T \rho_i(x_k) + (w^{u*})^T \Psi_i(x_k, u_k) \quad \text{Ecuación 9}$$

El termino de error de modelado puede hacerse arbitrariamente pequeño seleccionando apropiadamente el número L_p de conexiones de alto orden. Los pesos óptimos desconocidos $w_{i,k}^*$ son aproximados por los pesos adaptables en línea.

Asumiendo que el sistema Ecuación 1 es observable, este puede ser identificado con dos modelos neuronales:

- Modelo paralelo

$$\hat{x}_{i,k+1} = (w_{i,k})^T \rho_i(\hat{x}_k) + (w_i^u)^T \Psi_i(\hat{x}_k, u_k) \quad \text{Ecuación 10}$$

- Modelo serie-paralelo

$$\hat{x}_{i,k+1} = (w_{i,k})^T \rho_i(x_k) + (w_i^u)^T \Psi_i(x_k, u_k) \quad \text{Ecuación 11}$$

En este trabajo el Modelo serie-paralelo es usado.

2.1.2. Filtro de Kalman

El filtro de Kalman (KF) estima los estados de un sistema lineal con estado aditivo y salida con ruidos blancos (Brown & Hwang, 1997; Feldkamp, A., Feldkamp, M., & Prokhorov, 2001; Song & Grizzle, 1992). Para entrenamiento de redes neuronales basado en KF, los pesos de la red vienen a ser los estados a ser estimados. El error entre la salida de la red neuronal y la medición de la planta es considerado como ruido blanco aditivo. Como el mapeo de la red neuronal no es lineal, un filtro de Kalman extendido (EKF) es aplicado (E N Sanchez, Alanis, & Chen, 2004). El objetivo del entrenamiento es encontrar los valores óptimos de los pesos que minimicen los errores de identificación. La solución del EKF para el problema de entrenamiento esta dado por:

$$\begin{aligned}
 M_{i,k} &= [R_{i,k} + H_{i,k}^T P_{i,k} H_{i,k}]^{-1} \\
 K_{i,k} &= P_{i,k} H_{i,k} M_{i,k} \\
 w_{i,k+1} &= w_{i,k} + \eta_i K_{i,k} e_{i,k} \\
 P_{i,k+1} &= P_{i,k} - K_{i,k} (H_{i,k})^T P_{i,k} + Q_{i,k}
 \end{aligned}
 \tag{Ecuación 12}$$

donde el vector $w_{i,k}$ representa la estimación del i -th peso de la i -th neurona en el paso de actualización k . Esta estimación es una función de la matriz de ganancias de Kalman $K_i \in \mathbb{R}^{L_p \times n}$ y la identificación neuronal del error $e_{i,k} = x_{i,k} - \hat{x}_{i,k}$ donde $x_{i,k}$ es el estado de la planta y $\hat{x}_{i,k}$ es el estado de la RHONN. La ganancia de Kalman es una función de la matriz de covarianza de error aproximado $P_i \in \mathbb{R}^{L_p \times L_p}$, una matriz de derivadas de las salidas de la red con respecto a todos los pesos entrenados $H_i \in \mathbb{R}^{L_p \times n}$ descrito como:

$$H_{i,k} = \left[\frac{\partial \hat{x}_{i,k}}{\partial w_{i,k}} \right]^T
 \tag{Ecuación 13}$$

y una matriz global escalar M_i .

$Q_i \in \mathbb{R}^{L_p \times L_p}$ es la matriz de covarianza del ruido de proceso, y $R_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$ es la medida del ruido de la matriz de covarianza, η_i es el rango de aprendizaje tal que $0 \leq \eta_i \leq 1$. Usualmente P_i , Q_i y R_i son inicializados como matrices diagonales. En este trabajo, Q_i y R_i son fijos. Durante el entrenamiento, los valores H_i , K_i y P_i se garantiza estén acotados (Edgar N. Sanchez, Alanís, & Loukianov, 2008).

La RHONN Ecuación 2 entrenada con el algoritmo basado en Ecuación 12 para identificar la planta no lineal Ecuación 1 asegura que el error de la identificación neuronal $e_{i,k}$ es semiglobalmente uniformemente ultimamente acotado (SGUUB), además, los pesos de la RHONN permanecen acotados.

2.1.3. Control Óptimo Inverso

En esta sección, se presenta una breve descripción del principal inconveniente de resolver el problema de control óptimo, que es encontrar la solución para la ecuación HJB. Debido a esto, se propone aplicar control óptimo inverso en tiempo discreto como una forma de superar dicha dificultad. La principal característica del control óptimo inverso es que el costo de operación se determina a posteriori, una vez establecida la ley de control de retroalimentación estabilizadora.

Considerando el sistema no lineal en tiempo discreto:

$$x_{k+1} = f(x_k) + g(x_k)u_k, \quad x_0 = x(0) \quad \text{Ecuación 14}$$

donde $x_k \in \mathbb{R}^n$ es el estado del sistema en el tiempo k , $u_k \in \mathbb{R}^m$ es la entrada, $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ y $g: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^{n \times m}$ son mapeos suaves, $f(0) = 0$ y $g(x_k) \neq 0 \forall x_k \neq 0$.

Se desea determinar una ley de control $u_k = \bar{u}_k$ que minimice el siguiente costo funcional:

$$V(x_k) = \sum_{n=k}^{\infty} (l(x_n) + u_n^T R u_n) \quad \text{Ecuación 15}$$

donde $V: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^+$ es una medida de rendimiento (NJ, 2014), $l: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^+$ es una función semidefinida positiva de la ponderación del rendimiento del vector de estado x_k y $R: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^{n \times m}$ es una matriz real, simétrica y definida positiva de la ponderación gasto y esfuerzo del control. Las entradas de R pueden ser fijas, o pueden ser funciones de el estado del sistema que varía los pesos de esfuerzo del control con respecto al valor de estado. Ecuación 15 puede ser reescrita como:

$$\begin{aligned} V(x_k) &= l(x_k) + u_k^T R u_k + \sum_{n=k+1}^{\infty} [l(x_n) + u_n^T R u_n] \\ &= l(x_k) + u_k^T R u_k + V(x_{k+1}) \end{aligned} \quad \text{Ecuación 16}$$

Del principio de optimalidad de Bellman, la función de valor óptimo se tiene que:

$$V^*(x_k) = \min_{u_k} \{l(x_k) + u_k^T R u_k + V^*(x_{k+1})\} \quad \text{Ecuación 17}$$

$V^*(x_k)$ llega a ser invariante y satisface la ecuación discreta de Bellman (Al-Tamimi, Lewis, & Abu-Khalaf, 2008). Con el propósito de establecer las condiciones que el control óptimo debe satisfacer, el tiempo discreto Hamiltonian $\mathcal{H}(x_k, u_k)$ es definida como:

$$\mathcal{H}(x_k, u_k) = l(x_k) + u_k^T R u_k + V^*(x_{k+1}) - V^*(x_k) \quad \text{Ecuación 18}$$

Una condición que la ley de control óptimo debe satisfacer es $\frac{\partial \mathcal{H}(x_k, u_k)}{\partial u_k} = 0$ entonces:

$$\begin{aligned} 0 &= 2R u_k + \frac{\partial V^*(x_{k+1})}{\partial u_k} \\ &= 2R u_k + \frac{\partial x_{k+1}}{\partial u_k} \frac{\partial V^*(x_{k+1})}{\partial x_{k+1}} \\ &= 2R u_k + g^T(x_k) \frac{\partial V^*(x_{k+1})}{\partial x_{k+1}} \end{aligned} \quad \text{Ecuación 19}$$

Por consiguiente, la ley de control óptimo formulada es:

$$u_k^* = \bar{u}(x_k) = -\frac{1}{2} R^{-1} g^T(x_k) \frac{\partial V(x_{k+1})}{\partial x_{k+1}} \quad \text{Ecuación 20}$$

cual es un estado retroalimentado de la ley de control, con $\bar{u}(0) = 0$. Por lo tanto, la condición acotada $V(0) = 0$ es satisfecha y V se vuelve una función de Lyapunov.

Ademas, si $\mathcal{H}(x_k, u_k)$ es elegida en forma cuadrática en u_k , y $R > 0$, entonces

$$\frac{\partial^2 \mathcal{H}(x_k, u_k)}{\partial u_k^2} > 0 \quad \text{Ecuación 21}$$

Es condición suficiente para asegurar que la ley de control óptimo Ecuación 20 globalmente minimiza \mathcal{H} y el índice de rendimiento Ecuación 15. Sustituyendo Ecuación 20 en Ecuación 18 la ecuación HJB en tiempo discreto es obtenida (Freeman & Kokotović, n.d.):

$$l(x_k) + V^*(x_{k+1}) - V^*(x_k) + \frac{1}{4} \frac{\nabla V^*(x_{k+1})}{\nabla x_{k+1}} g(x_k) R^{-1} g^T(x_k) \frac{\nabla V^*(x_{k+1})}{\nabla x_{k+1}} = 0 \quad \text{Ecuación 22}$$

Resolviendo esta ecuación diferencial parcial para V^* es una tarea desafiante razón por la cual se propone un control óptimo inverso; la característica principal del control óptimo inverso es que primero se diseña una ley de control de retroalimentación estabilizadora, y luego se busca que esta ley optimice el costo funcional Ecuación 15.

Definición 2 Ley de Control Óptimo Inverso

$$u_k^* = -\frac{1}{2} R^{-1} g^T(x_k) \frac{\nabla V(x_{k+1})}{\nabla x_{k+1}} \quad \text{Ecuación 23}$$

Es óptimo inverso si:

- Consigue la estabilidad exponencial (global) del punto de equilibrio $x_k = 0$ par el sistema Ecuación 14.
- Minimiza un costo funcional definido como Ecuación 15, para cual $l(x_k) = -\bar{V}$ con

$$\bar{V} = V(x_{k+1}) - V(x_k) + u_k^{*T} R u_k^* \leq 0 \quad \text{Ecuación 24}$$

Definición 3 Función de Control de Lyapunov (CLF)

Sea $V(x_k)$ una función radialmente acotada, con $V(x_k) > 0, \forall x_k \neq 0$ y $V(0) = 0$. Si para cualquier $x_k \in \mathbb{R}^n$ existen valores reales u_k tal que $\Delta V(x_k, u_k) < 0$ donde la diferencia de Lyapunov se define como: $\Delta V(x_k, u_k) = V(f(x_k) + g(x_k)u_k) - V(x_k)$, entonces $V(\cdot)$ se dice que es una función de control Lyapunov de tiempo discreto para el sistema Ecuación 14.

El control óptimo inverso se basa en el conocimiento de $V(x_k)$; por ende, se propone una CLF basada en $V(x_k)$ tal que las condiciones en la **Definición 2** sean satisfechas para asegurar la estabilidad del punto de equilibrio $x_k = 0$ del sistema Ecuación 14, el CLF de la ley de control Ecuación 23 es definida como:

$$V(x_k) = \frac{1}{2} x_k^T P x_k, \quad P = P^T > 0 \quad \text{Ecuación 25}$$

En este sentido, la ley de control Ecuación 23 toma la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
 u_k^* &= -\frac{1}{2}R^{-1}g^T(x_k)\frac{\square V(x_{k+1})}{\square x_{k+1}} \\
 &= -\frac{1}{2}R^{-1}g^T(x_k)(Px_{k+1}) \\
 &= -\frac{1}{2}R^{-1}g^T(x_k)(Pf(x_k) + Pg(x_k)u_k^*)
 \end{aligned}
 \tag{Ecuación 26}$$

Lo que resulta en la siguiente ley de control de retroalimentación de estado:

$$\alpha(x_k) := u_k^* = -\frac{1}{2}(R + \frac{1}{2}g^T(x_k)Pg(x_k))^{-1}g^T(x_k)Pf(x_k)
 \tag{Ecuación 27}$$

Dado que P y R son matrices positivas definidas y simétricas, se garantiza la inversa de 2.1.55.

Lo anterior se resume en el siguiente teorema:

Teorema 1

Considerando el sistema no lineal de tiempo discreto Ecuación 14. Si existe una matriz $P = P^T > 0$ tal que la siguiente desigualdad se mantiene:

$$\begin{aligned}
 V_f(x_k) - \frac{1}{4}(g^T(x_k)Pf(x_k))^T(R + g^T(x_k) \dots \\
 \dots Pg(x_k))^{-1}(g^T(x_k)Pf(x_k)) \leq \zeta_Q \|x_k\|^2
 \end{aligned}
 \tag{Ecuación 28}$$

donde $V_f(x_k) = V(f(x_k)) - V(x_k)$, con $V(f(x_k)) = \frac{1}{2}f^T(x_k)Pf(x_k)$, y $\zeta_Q > 0$, entonces el punto de equilibrio $x_k = 0$ de el sistema Ecuación 14 está globalmente exponencialmente estabilizado por la ley de control Ecuación 23, con CLF Ecuación 25. Además, con la CLF elegida, la ley de control es el inverso óptimo en el sentido de que minimiza el costo funcional dado por:

$$V(x_k) = \sum_{k=0}^{\infty} (l(x_k) + u_k^T R u_k)
 \tag{Ecuación 29}$$

con $l(x_k) = -\bar{V}|_{u_k^* = \alpha(x_k)}$ y función de valor óptimo $V^*(x_0) = V(x_0)$.

La profundización puede realizarse en (E. Sanchez, Ornelas-Tellez, & Safari, n.d.).

2.2. Preliminares de Electrónica de Potencia

En esta sección la teoría principal acerca de los convertidores CD-CD es presentada incluyendo información relevante sobre el esquema de convertidor a usar.

2.2.1. Modulación Por Ancho De Pulso (PWM)

La Modulación por ancho de pulso (PWM) es la base para el control en la electrónica de potencia (Vasca & Iannelli, 2012). Los rápidos cambios de estados a nivel lógico aseguran que los dispositivos electrónicos que reciben la el cambio de estado se enciendan o apaguen lo suficientemente rápido minimizando el tiempo de transición de conmutación y las pérdidas de conmutación asociadas. La modulación por ancho de pulso puede tomar diferentes formas, dentro de sus parámetros de operación la frecuencia es uno de los más importantes, esta puede ser constante o variable, en este trabajo la frecuencia opero de forma constante; una señal PWM con frecuencia constante puede ser generada simplemente comparando una señal de referencia, $r(t)$, con una señal portadora, $c(t)$. Tres tipos de señales portadoras son comúnmente usadas en frecuencias de PWM constantes (Black, 1953):

- Portador de diente de sierra
- Portador de diente de sierra invertido
- Portador de triángulo

En este trabajo la última configuración es usada.

2.2.2. Convertidores CD-CD

Muchas aplicaciones requieren convertir a una fuente de voltaje fija en una variable (Rashid, 2011). Un convertidor CD-CD pues considerarse un transformador con relación de transformación variable. Como un transformador un convertidor CD-CD puede elevar o reducir el voltaje de entrada.

Las funciones principales de un convertidor CD-CD son (Rashid, 2011):

- Convertir un voltaje en CD de entrada en un voltaje en CD de salida
- Regular el voltaje de salida frente a posibles perturbaciones como lo es la carga
- Reducir el rizo del voltaje de CA en el voltaje en CD de salida
- Ofrecer aislamiento entre el voltaje de entrada y la carga

Los dispositivos electrónicos que comúnmente componen a un convertidor CD-CD son: un inductor L , un capacitor C y un diodo D_m , un componente de conmutación a altas frecuencias, en este caso el (IGBT) transistor bipolar de puerta aislada, un voltaje de entrada V_S y una resistencia de carga R_{load} . Las diferentes interconexiones y control de estos componentes elevan o reducen el voltaje de salida en la R_{load} .

Hay 4 topologías de reguladores conmutados (Severns, 2014; Wood, 1981):

- Regulador “Buck”
- Regulador “Boost”
- Regulador “Buck Boost”
- Regulador “Cúk”

Únicamente el tercer regulador es analizado e implementado en este trabajo.

Modelo del Convertidor “Buck-Boost” del Banco de Baterías

El convertidor CD-CD que se usa para el esquema de conexión de la batería, es un “Buck-Boost” con una inductancia L compartida como se puede observar en la Figura 2.2.1. Bajo condiciones de carga el modo “Boost” es aplicado donde el nivel de voltaje del V_{Bus} es incrementado para poder transferir corriente al banco de baterías. Bajo condiciones de descarga el modo “Buck” es usado, donde se transfiere la energía de las baterías al V_{Bus} modulando el voltaje del banco a niveles más bajos. La modulación del voltaje en ambos modos permite controlar la cantidad de corriente desde y hacia el V_{Bus} . La disposición de los componentes según el modo de operación es ilustrado en la Figura 2.2.3 y Figura 2.2.2 respectivamente.

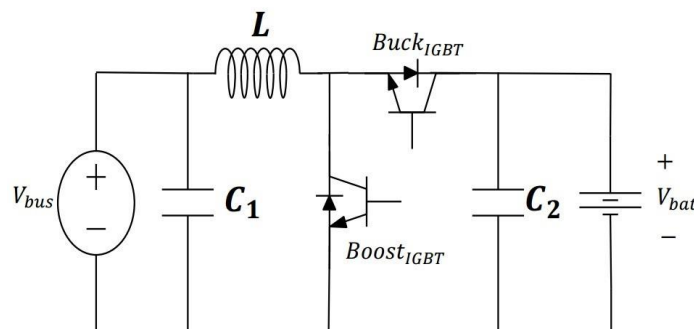


Figura 2.2.1. CD-CD “Buck” y “Boost” conexión en paralelo.

Para analizar la condición de descarga, un modelo matemático del convertidor “Buck” puede ser obtenido considerando la entrada del $IGBT_{Boost}$ igual a cero y la entrada del $IGBT_{Buck}$ igual a uno, con la entrada de control $\mu_{Buck} = \{1,0\}$, cómo es mostrado en la Figura 2.2.3 y la Figura 2.2.2. Dos variables de estado son usadas.

$$\begin{aligned} x_1 &= V_0 \\ x_2 &= i_L \end{aligned} \quad \text{Ecuación 30}$$

V_0 en este caso se refiere al V_{Bus} . Para el modo de conducción el espacio de estado es

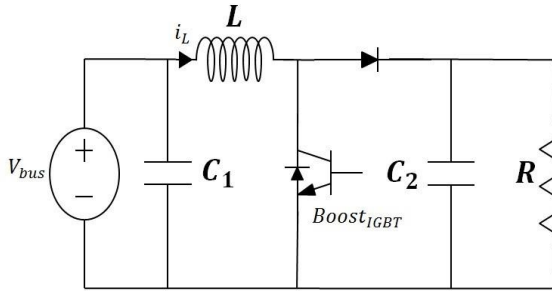


Figura 2.2.3. Convertidor “Boost” bajo condiciones de carga.

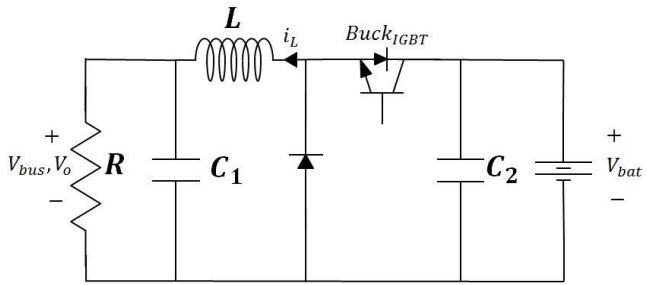


Figura 2.2.2. Convertidor “Buck” bajo condiciones de descarga.

definido en la Ecuación 31 y para el modo de no conducción en la Ecuación 32.

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_1}{R_{load}C_1} + \frac{x_2}{C_1} \quad \text{Ecuación 31}$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_1}{L} + \frac{V_{Bat}}{L}$$

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_1}{R_{load}C_1} + \frac{x_2}{C_1} \quad \text{Ecuación 32}$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_1}{L}$$

De la Ecuación 31 y Ecuación 32 un modelo unificado del espacio de estados puede ser obtenido:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{x_1}{R_{load}C_1} + \frac{x_2}{C_1} \\ \dot{x}_2 &= -\frac{x_1}{L} + \frac{V_{Bat}}{L} + \mu_{Buck} \end{aligned} \quad \text{Ecuación 33}$$

Donde $\mu_{Buck} = \{0,1\}$ es la entrada de control y considerando que la frecuencia de conmutación es muy alta, un modelo promedio del modelo de la Ecuación 33 puede ser obtenido como sigue:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -\frac{x_1}{R_{load}C_1} + \frac{x_2}{C_1} \\ \dot{x}_2 &= -\frac{x_1}{L} + \frac{V_{Bat}}{L}u_{Buck}\end{aligned}$$

Ecuación 34

Donde $u_{Buck} = [0,1]$ es el ciclo de trabajo y las variables x_1 y x_2 representan los valores promedio del voltaje y la corriente respectivamente.

Este sistema dinámico puede ser representado también como:

$$\dot{x} = \bar{f}(x) + \bar{g}(x)u_{Buck}$$

Ecuación 35

Donde $\bar{f}(x)$ y $\bar{g}(x)$ son:

$$\bar{f}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{x_1}{R_{load}C_1} + \frac{x_2}{C_1} \\ -\frac{x_1}{L} \end{bmatrix}, \bar{g}(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{Bat}}{L} \end{bmatrix}$$

Con el propósito de obtener un modelo en tiempo discreto, el método de discretización de Euler es aplicado:

$$\begin{aligned}x_{1,k+1} &= x_{1,k} - \frac{T_s}{R_{load}C_1}x_{1,k} + \frac{T_s}{C_1}x_{2,k} \\ x_{2,k+1} &= x_{2,k} - \frac{T_s}{L}x_{1,k} + \frac{T_s}{L}V_{Bat,k}u_{Buck,k} \\ y_k &= x_{2,k}\end{aligned}$$

Ecuación 36

Donde T_s es el tiempo de muestreo.

Para analizar la condición de carga, un modelo matemático del convertidor “Buck” puede ser obtenido considerando la entrada del $IGBT_{Buck}$ igual a cero y la entrada del $IGBT_{Boost}$ igual

a uno, con la entrada de control $\mu_{Boost} = \{1,0\}$, las variables de estado son escogidas cómo en la Ecuación 30, pero esta vez V_0 es el voltaje en las terminales de las baterías, de acuerdo a los circuito mostrados en la Figura 2.2.3 y la Figura 2.2.2. los espacios de estados que relacionan los modos de conducción y no conducción del convertidor Boost CD-CD son:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{x_1}{R_{Bat}C_2} \\ \dot{x}_2 &= \frac{V_{Bus}}{L} \end{aligned} \quad \text{Ecuación 37}$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{x_1}{R_{Bat}C_2} + \frac{x_2}{C_2} \\ \dot{x}_2 &= -\frac{x_1}{L} + \frac{V_{Bus}}{L} \end{aligned} \quad \text{Ecuación 38}$$

Ecuación 37 y Ecuación 38. y como en el modo “Buck” considerando que la frecuencia de conmutación es alta, un promedio del espacio de estados es obtenido:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{x_1}{R_{Bat}C_2} + \frac{x_2}{C_2}(1 - u_{Boost}) \\ \dot{x}_2 &= \frac{V_{Bus}}{L} - \frac{x_1}{L}(1 - u_{Boost}) \end{aligned} \quad \text{Ecuación 39}$$

Debe considerarse que el modelo “Boost” es un sistema de fase no mínima. En otras palabras, desde que la entrada de control de este convertidor es presentada en ecuaciones de voltaje y de corriente, la solución de las ecuaciones de estado convencionales y el controlador para este regulador es más difícil de obtener.

Usando la transformación $\bar{u}_{Boost} = 1 - u_{Boost}$, este sistema puede ser representado como:

$$\dot{x} = \bar{f}(x) + \bar{g}(x)u_{Buck} \quad \text{Ecuación 40}$$

$$\bar{f}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{x_1}{R_{Bat}C_2} \\ \frac{V_{Bus}}{L} \end{bmatrix}, \bar{g}(x) = \begin{bmatrix} \frac{x_2}{C_2} \\ -\frac{x_1}{L} \end{bmatrix}$$

Con el propósito de obtener un modelo en tiempo discreto, el método de discretización de Euler es aplicado:

$$x_{1,k+1} = x_{1,k} - \frac{T_s}{R_{Bat} C_2} x_{1,k} + \frac{T_s}{C_1} x_{2,k} \bar{u}_{Boost,k}$$

$$x_{2,k+1} = x_{2,k} + \frac{T_s}{L} V_{Bus,k} - \frac{T_s}{L} x_{1,k} \bar{u}_{Boost,k} \quad \text{Ecuación 41}$$

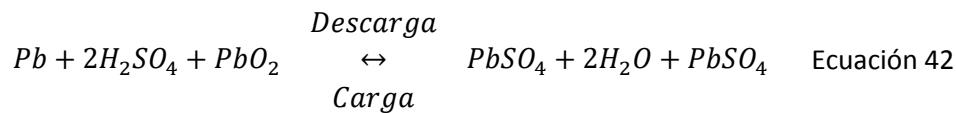
$$y_k = x_{2,k}$$

Donde T_s es el periodo de muestreo.

Como se puede observar la Ecuación 36 y la Ecuación 41 presentan similitudes en su estructura. Estas similitudes fueron usadas para el diseño del controlador implementado en el módulo.

2.2.3. Baterías De Plomo-Acido

La ecuación de reacción electroquímica básica en una batería de plomo ácido se puede escribir como:



Durante la descarga, dióxido de plomo (PbO_2) es convertido en sulfato de plomo ($PbSO_4$) en el electrodo positivo. En el electrodo negativo plomo esponjoso (Pb) es convertido a sulfato ácido ($PbSO_4$). Esto provoca que el ácido sulfúrico ($2H_2SO_4$) en el electrolito sea consumido.

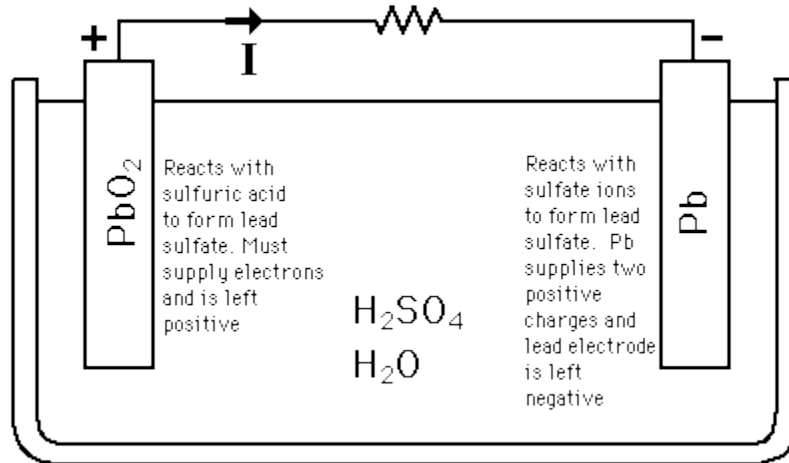


Figura 2.2.4. Reacción química cuando la batería está siendo descargada.

Durante la fase de recarga de la reacción, el ciclo es revertido. El sulfato de plomo ($PbSO_4$) y el agua son electroquímicamente convertidos a dióxido de plomo (PbO_2) y ácido sulfúrico ($2H_2SO_4$) por una fuente de carga eléctrica.

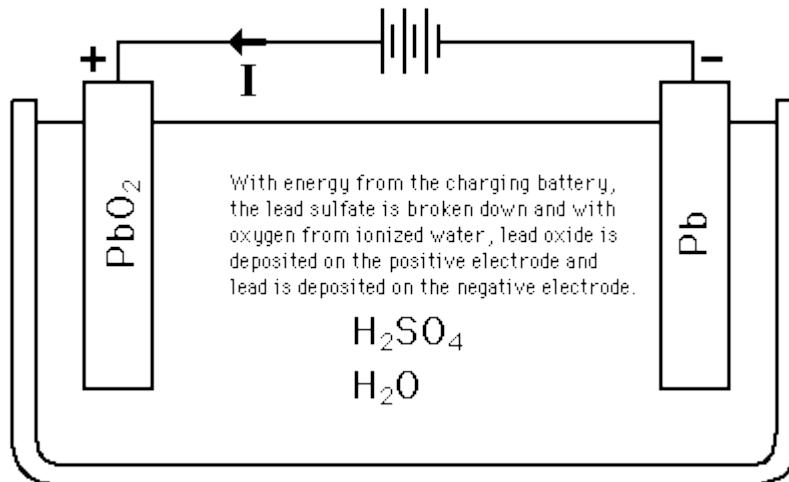


Figura 2.2.5. Reacción química cuando la batería está siendo cargada.

Hay varias características de las baterías de plomo ácido que deben ser tenidas en cuenta para el desarrollo de un módulo de control de carga que asegure la máxima vida útil de la batería.

Carga

Con el objetivo de mantener la batería en el mejor estado posible, es necesario que los gases durante la sobrecarga sean recombinados en el bien llamado “Ciclo de Oxígeno”. Si el oxígeno y el hidrogeno escapan, un secado gradual ocurriría, afectando la capacidad y la vida de la batería. Durante la carga, el oxígeno es generado en la terminal positiva y reacciona con el plomo esponjoso en el negativo, descargando parcialmente la batería. Como la carga continúa, el oxígeno se recombina con el hidrógeno generado por el negativo, formando agua. El contenido de agua del electrolito permanece sin cambios a menos que la tasa de carga sea demasiado alta.

Las baterías deben ser cargadas usando cualquiera de las técnicas convencionales de carga:

- Voltaje constante.
- Corriente constante.
- Corriente cónica.
- Voltaje constante de dos pasos.

En este trabajo la segunda técnica es usada, debido a que este método es bastante efectivo para recuperar la capacidad de una batería que ha sido almacenada por un extenso periodo de tiempo o por ocasionales sobrecargas para equalizar las capacidades de las celdas. Como resultado de una carga de voltaje demasiado altas, la corriente excesiva fluirá dentro de la batería, después de alcanzar la carga completa, causando la descomposición de agua en el electrolítico y envejecimiento prematuro, esto es conocido como “Escapes Termicos”, y puede destruir en tan solo unas pocas horas. Si el voltaje de carga aplicado es demasiado bajo, no se logrará la carga completa (carga insuficiente); provocando que algo de sulfato de plomo permanezca en los electrodos reduciendo la capacidad de la batería.

Descarga

Descarga profunda es aquella que permite que el voltaje de la batería bajo carga descienda por debajo del límite (o voltaje "final") de una descarga completa. El voltaje recomendado de carga varia tanto para cada tipo de batería como para su estado de descarga; durante la descarga el voltaje decrece, aunque para las baterías usadas el voltaje tiende a permanecer alto y casi constante por un período relativamente largo antes de que caigan rápidamente al voltaje final. La Tabla 2.2.1 muestra el voltaje de descarga final por celda. Para conservar la vida útil de la batería se recomienda desconectar toda carga conectada cuando el voltaje final por celda sea alcanzado, si no se afectará la capacidad de la batería para aceptar una carga.

<i>Corriente de descarga</i>	<i>Voltaje de descarga final por celda</i>
0.1C o por debajo	1.75
0.17C o cerca	1.75
0.6C o cerca	1.7
1C a 2C	1.5
3C y por encima	1.37

Tabla 2.2.1. Voltaje Final de descarga por celda.

Es importante considerar que la alta tasa de descarga profunda de una batería en periodos cortos de tiempo no es tan grave que la baja tasa de descarga en periodos largos de tiempo, sin embargo, cuanto antes se recargue una batería muy descargada, mayores serán las posibilidades de recuperar la batería por completo.

<i>Capacidad Nominal</i>	<i>20 horas (A)</i>	<i>Tasa (AH)</i>	<i>10 horas (A)</i>	<i>Tasa (AH)</i>	<i>5 horas (A)</i>	<i>Tasa (AH)</i>	<i>1 hora (A)</i>	<i>Tasa (AH)</i>
2.3 AH	0.115	2.3	0.225	2.25	0.39	1.95	1.38	1.38
7 AH	0.35	7	0.63	6.30	1.19	5.95	4.34	4.34

Tabla 2.2.2. Capacidades para varios múltiplos de la corriente de descarga.

Capacidad

(Sillero, Nava, Gutiérrez, Nava, & López, 2018) se define la capacidad de una batería como la cantidad total de energía eléctrica disponible de una celda o celdas completamente cargadas. Esto depende de la corriente de descarga, la temperatura durante la descarga el voltaje final (“de corte”) y la historia general de la batería, la capacidad (C) se expresa en (AH), es el producto de la corriente descargada y la duración del tiempo de descarga. Ya que el banco de baterías que se utilizará en este trabajo consta de 2 filas por 3 columnas de baterías de 2.3AH, (6 baterías en total), la capacidad nominal total es de 6.9AH. La Tabla 2.2.2 muestra las capacidades para varios múltiplos de corriente de descarga de 20 horas para baterías de capacidad nominal de 2.3AH y 7AH.



3

DISEÑO 3D DEL CONVERTIDOR “BUCK-BOOST”

Este capítulo está dedicado a describir la metodología de construcción; su propósito es dar a conocer las herramientas usadas para simular los espacios, dimensiones y disposición de todos los componentes del prototipo.

3.1. Desarrollo 3D

(Labcenter, 2018) es un software de diseño que permite la creación de circuitos electrónicos de forma muy sencilla y detallada gracias a sus librerías y entornos de diseño tales como lo son: Esquemático, PCB, 3D.

Tomando ventaja del entorno de diseño 3D se facilitó el proceso de construcción del modelo 3D.

Además, librerías CAD de acceso libre tal como lo es (Systèmes, 2019) permite la representación de cada parte del prototipo en tiempo récord; las imágenes anexadas son de diseño propio y obtenidas por medio de (Systèmes, 2018).

Inicialmente se presentan las piezas principales de la estructura cual contiene y protege la electrónica de cualquier posible daño Figura 3.1.1.

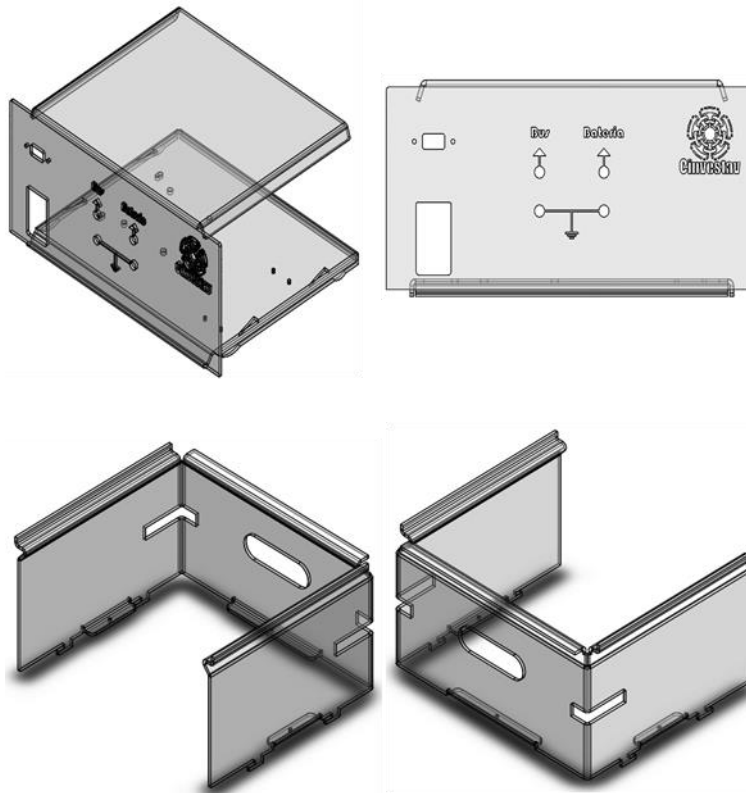


Figura 3.1.1. Vista anterior, frontal y posterior de la estructura respectivamente Dr. Pr.

El material de la estructura es acrílico, con un espesor de 3 mm, se optó por este espesor con la finalidad de que se soportara el peso de la electrónica, el diseño de la zona frontal del prototipo como se puede observar en la Figura 3.1.1, presenta el logotipo de la institución donde se desarrolló el proyecto y los agujeros correspondientes a las dimensiones precisas de cada componente, el resultado el ilustrado en la Figura 3.1.2.

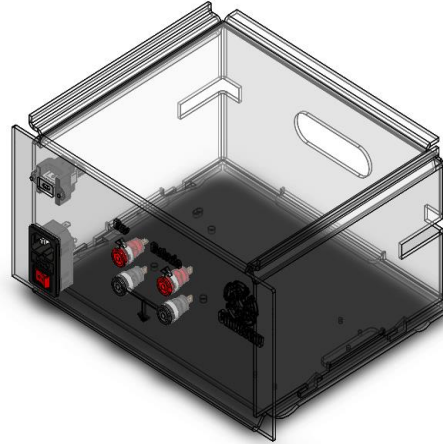


Figura 3.1.2. Ensamble de la estructura y sus componentes de acceso a la electrónica Di. Pr.

La Figura 3.1.2. propone un diseño minimalista, el cual cuenta esencialmente con un punto de alimentación CA, un punto de comunicación serie con entrada tipo micro B y dos entradas o salidas de voltaje, según sea el caso del modo en el que opere el prototipo.

Se hace necesario aclarar que, con la intención de facilitar el uso del prototipo y considerando los modos de transferencia de datos actuales, en conveniencia con el tipo de entrada de los dispositivos electrónicos portátiles más usados, se hace uso del acople de datos mostrado en la Figura 3.1.4; el diseño del CAD es propio.

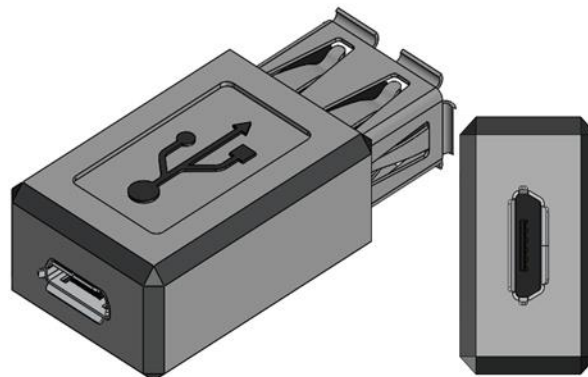


Figura 3.1.3. Convertidor USB a micro USB tipo B, Di. Pr.

Dado que no es usual usar este tipo de convertidor para instalación tipo pared, se hizo necesario diseñar e imprimir en 3D un soporte, mostrado en la Figura 3.1.4 para poder fijar el dispositivo a la estructura.

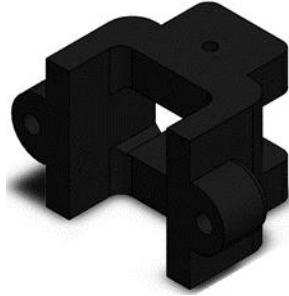


Figura 3.1.4. Soporte para convertidor USB a micro USB tipo B Di. Pr.

Una solución similar se propuso para poder sostener la electrónica dentro de la estructura, si se observa la Figura 3.1.5 la posición de los componentes dificulta la sujeción regular de la placa a la estructura por ende se diseñaron e imprimieron en 3D los soportes ilustrados en la Figura 3.1.6.

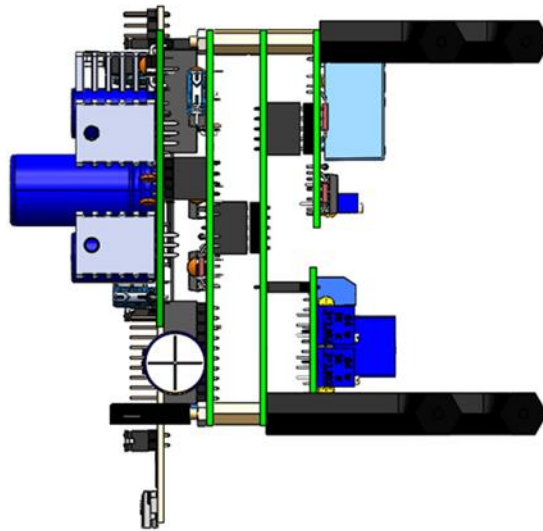


Figura 3.1.5. Vista lateral electrónica completamente ensamblada Di.Pr.



Figura 3.1.6. Soportes para la electrónica implementada Di. Pr.

El prototipo final modelado y ensamblado es mostrado en la Figura 3.1.7, su proceso de elaboración junto con el revelado de las placas electrónicas, se encuentran en anexo Evidencias Fotográficas.

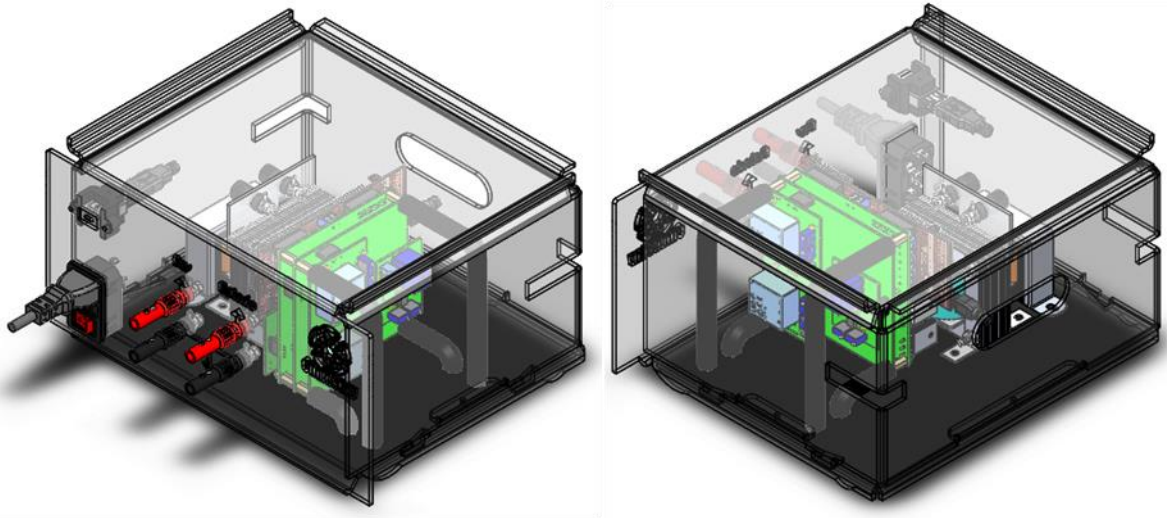


Figura 3.1.7. Ensamblaje final Di. Pr.

El transformador que alimenta el convertidor, el transformador que alimenta el Bus y la inductancia, fueron diseñados en 3D en (Systèmes, 2018) y son mostrados en la Figura 3.1.8.

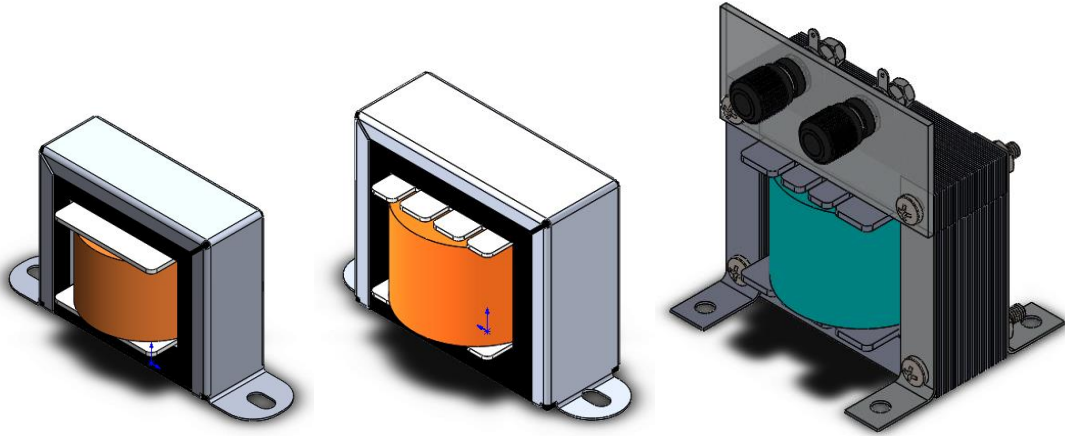


Figura 3.1.8. Transformador 1A, transformador 3A e inductancia 3.1mH Di. Pr.

4

IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOTIPO (TIEMPO REAL)

En este capítulo es presentada la instrumentación y prototipo del banco de baterías.

4.1. Controlador

El controlador aplicado debido a las no linealidades del sistema como se mencionó en el apartado **Matemática Preliminar** consta de tres herramientas, las RHONN que permiten obtener en línea un modelo aproximado de la planta, el EFK que minimiza la estimación del error de estado en ambos modos de operación del convertidor “Buck-Boost” y el control óptimo inverso que disminuye el funcional de costo del sistema.

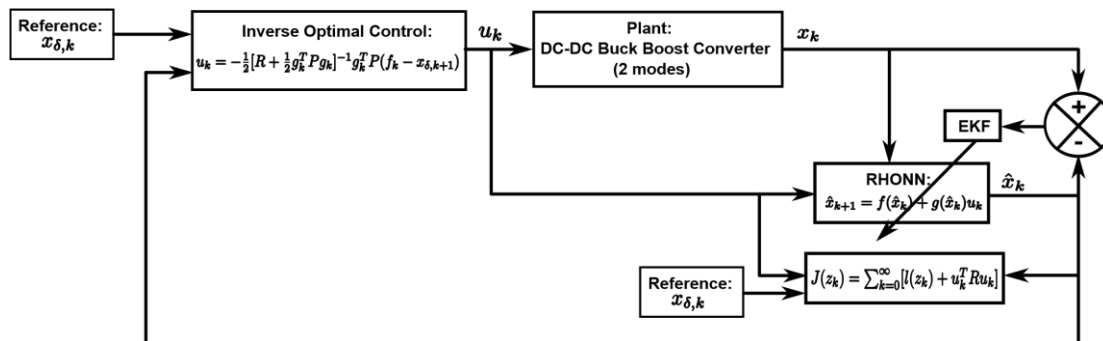


Figura 4.1.1. Esquema de control del Control Óptimo Inverso (García López et al., 2018).

En la Figura 4.1.1 cómo se puede observar aunque el convertidor “Buck-Boost” presenta dos modos de operación solo se requiere un único controlador para estabilizar la planta en cada estado, además el uso de un control óptimo inverso posibilita tanto disminuir el error de seguimiento como el gasto energético por funcionamiento, razones por las cuales se implementó este esquema de control diseñado en (García López et al., 2018).

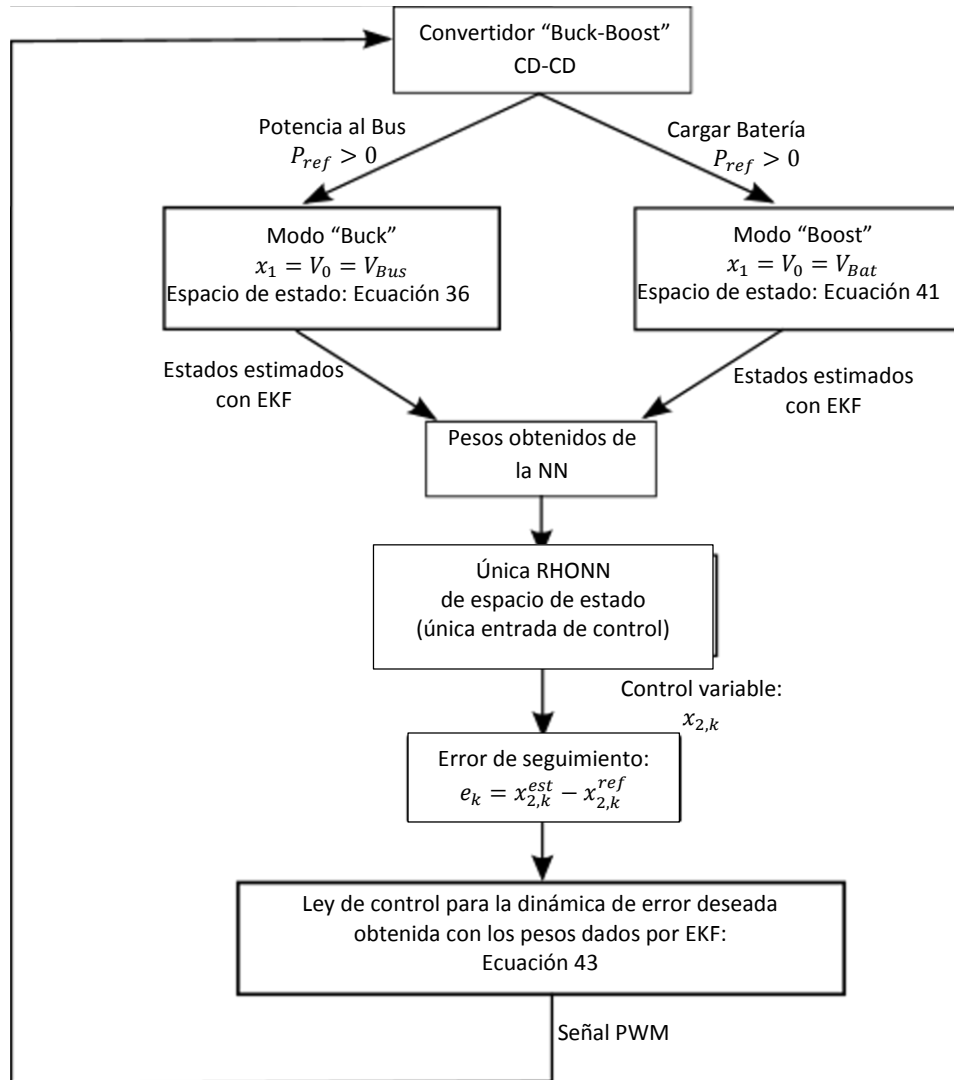


Figura 4.1.2. Metodología de control (García López et al., 2018).

De forma descriptiva la Figura 4.1.2 ilustra el diagrama de flujo programado para el controlador del convertidor “Buck-Boost”, en el cual, según la dirección de la corriente, que es a la vez la única entrada de control (Referencia), el control es capaz de inferir cual es el modo en el que el sistema debe operar y gracias a que los estados son estimados por medio del EKF y se obtienen los pesos de la red neuronal, un modelo aproximado de la planta puede

ser estimado sin importar el modo en el que opere el sistema, de manera que el error de seguimiento sea lo más pequeño posible debido a la ley de control obtenida.

Las ecuaciones involucradas en la ley de control para la dinámica de error deseada obtenida con los pesos dados por EKF son (García López et al., 2018):

$$\alpha(\hat{x}_k) := u_k^* = -\frac{1}{2} \left[R + \frac{1}{2} g^T(\hat{x}_k) P g(\hat{x}_k) \right]^{-1} g^T(\hat{x}_k) P [f(\hat{x}_k) - x_{\delta,k+1}] \quad \text{Ecuación 43}$$

Para profundizar acerca del esquema de control revisar en (García López et al., 2018).

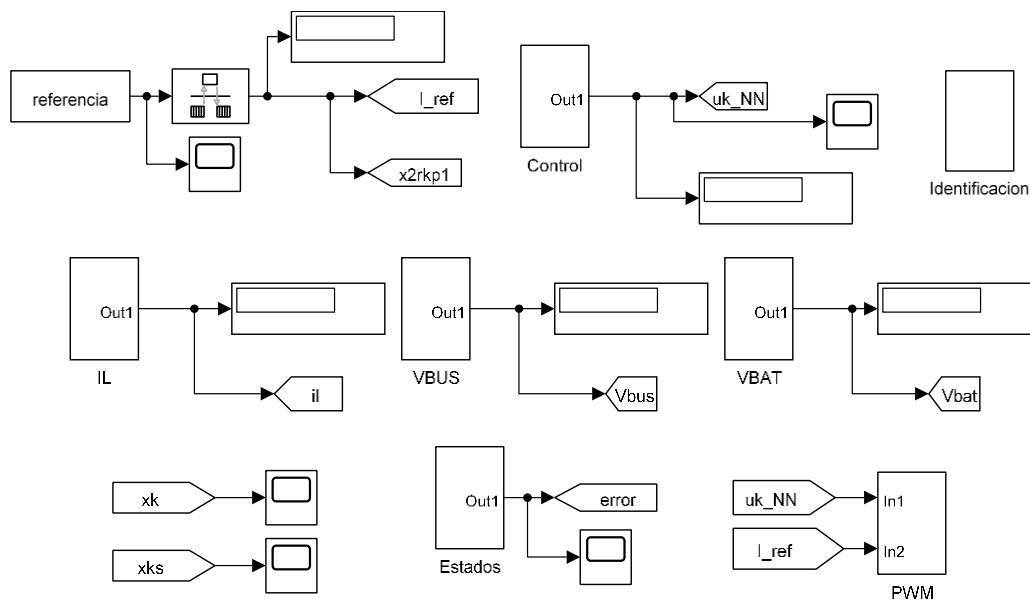


Figura 4.1.3. Bosquejo general del controlador implementado con (The MathWorks, 2017), Di. Pr.

4.2. Instrumentación

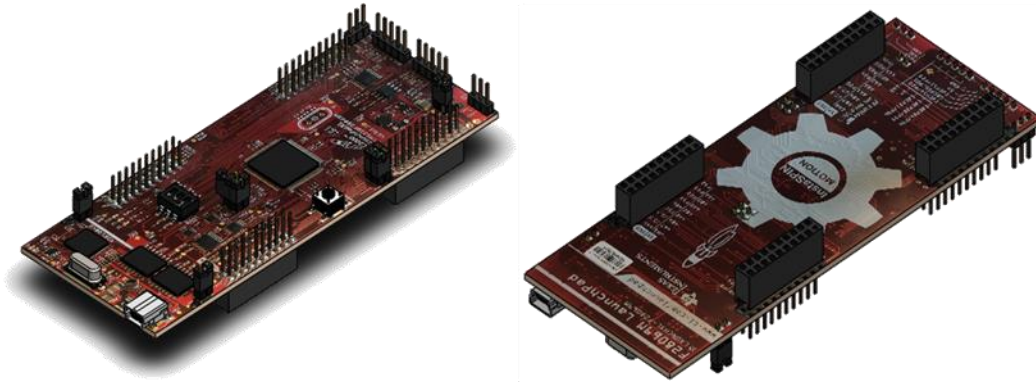


Figura 4.2.1. Texas instruments™ F28069M launchpad modelo 3D, Di. Pr. en (Systèmes, 2018).

Los controladores desarrollados para el convertidor CD-CD “Buck-Boost” fueron implementados con la C2000 Piccolo LaunchPad LAUNCHXL-F28069M Figura 4.2.1.

Las principales características del F28069M Launchpad son (Instruments, n.d.):

- 16-canales mejorados de módulos moduladores por de ancho de pulso (ePWM).
- CPU a 90MHz.
- 16-canales de convertidores (ADC) de 12-bits análogo a digital.
- 2 interfaces duales en cuadratura a 5V.
- 2 canales para interfaces de comunicación serial.
- 56 canales digitales entrada-salida (IO).

Las principales ventajas de utilizar la F28069M launchpad no son tan costosas y permite la comunicación con Matlab® y Simulink® muy rápido y fácil usando las librerías de Texas Instruments™. El controlador mencionado en la sección previa fue implementado con el bloque ADC para las entradas, y el bloque PWM para las salidas.

Los controladores implementados en este trabajo requieren que las variables sean medibles, la placa obtiene los datos a través de los periféricos ADC, y luego los datos se usan

internamente en la placa para ejecutar los controladores y se envían a Matlab con una interfaz de comunicaciones en serie que ofrece el *modo externo* de la tarjeta. La comunicación del PC con la placa se realiza a través de un puerto serie para poder obtener el histórico de los datos de los sensores. Dado que el tipo de datos utilizados son enteros de 8 bits, el tamaño del búfer del puerto viene dado por el número de entradas multiplicado por ocho, configuración que se realiza directamente en la interfaz de comunicación.

Internamente en la placa, los datos de entrada de 12 bits obtenidos a través de los periféricos ADC son transformado a un valor de voltaje ($V_f = 3.3 / (2^{12} - 1)$), se pasa a través de un filtro y se usa para obtener los valores de voltaje y corriente reales, necesarios para los controladores, utilizando las siguientes ecuaciones:

$$V_{Bus Real} = \left(\frac{30.04}{3.3} \right) * V_{f,Bus}$$
$$V_{Bat Real} = \left(\frac{29.76}{3.3} * V_{f,Bat} - 0.081 \right) \quad \text{Ecuación 44}$$
$$I_{real} = (2.4655 * V_{f,i} - 3.0644)$$

El 30.04 de la ecuación de $V_{Bus Real}$ y el 29.76 de la ecuación de $V_{Bat Real}$ representan el voltaje máximo de cada dispositivo al alcanzar los 3.3 voltios que soporta el ADC, el 0.081 de la ecuación de V_{Bat} es un offset aplicado a la conversión para estabilizar un poco más la señal de salida.

Para la ecuación de I_{real} se caracterizó el comportamiento del sensor de forma experimental como se puede observar en la Figura 4.2.2, para ello se fijó una resistencia de 1Ω a $10W$ y se fue variando el voltaje de alimentación, se realizó la prueba en dos ocasiones de manera tal que se obtuviese el comportamiento del sensor para ambas direcciones de la corriente.



Figura 4.2.2. Caracterización del sensor de corriente Di. Pr.

4.2.1. Convertidor CD-CD "Buck-Boost"

La Figura 4.2.3 muestra el diagrama de la configuración experimental, el dimensionamiento de los componentes y el diseño puede encontrarse en (García López et al., 2018). Los pines etiquetados "COBu"y "COBo" representan las salidas físicas de ePWM desde la tarjeta F28069M, conectadas a las entradas de dos optoacopladores de alta velocidad 6N137.

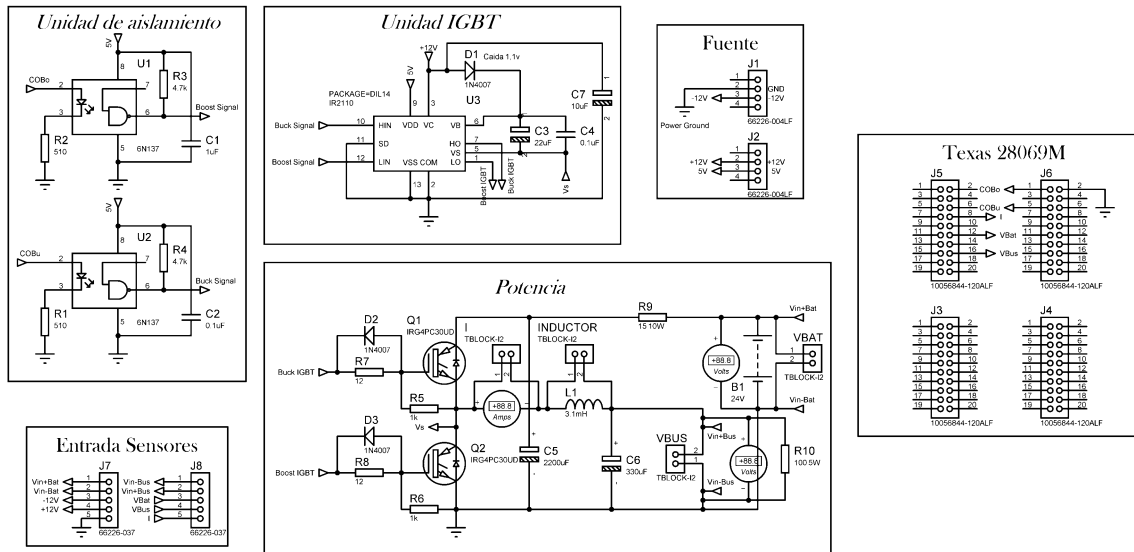


Figura 4.2.3. Esquemático Convertidor "Buck-Boost" Di. Pr.

Las salidas de los optoacopladores están conectadas a las entradas del driver no-aislado IR2110; Una característica principal del driver utilizado es que tiene un canal flotante diseñado para la operación de Bootstrap, con un offset de hasta 500 V, sin embargo, en este caso solo un offset de 12V es requerido. V_{DD} es la alimentación a nivel lógico para el IR2110, se establece en 5V con referencia a la tierra de alimentación, V_{SS} . El pin H_{IN} es una entrada lógica, siempre que recibe una señal en alto habrá un alto en H_O , no con respecto a tierra, sino con respecto a V_{SS} , cuando H_O está en alto, el nivel de tensión es igual a V_B , y cuando H_O está en bajo, el nivel de tensión de H_O es igual a V_S , esto con el fin de encender correctamente el $IGBT_{Buck}$, el capacitor C_3 debe ser lo suficientemente grande para mantener el nivel de voltaje en V_B igual a $V_S + IGBT_{GE}$ durante todo el tiempo que el convertidor está en modo “Buck”; por esta razón los condensadores de “Bootstrap” escogidos son $C_3 = 22\mu F$ (Electrolítico) y $C_4 = 0.1 \mu F$ (Cerámico).

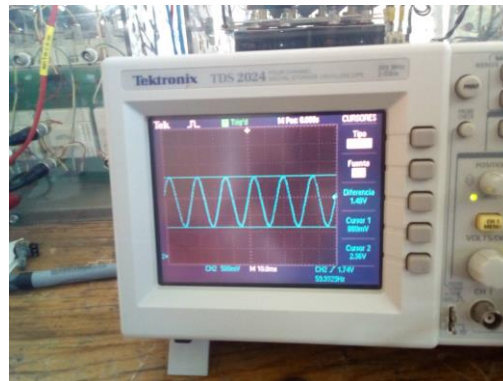


Figura 4.2.4. Sensor de corriente midiendo la fase de un motor trifásico Di. Pr.

El pin L_{IN} es una entrada lógica, siempre que recibe una señal en alto habrá un alto en L_O , con respecto a tierra, cuando L_O esta en alto el nivel de voltaje de L_O es igual a V_{CC} , y cuando está en bajo, el nivel en L_O es igual a V_{SS} . Las resistencias R_5 Y $R_6 = 1k\Omega$ actúan como resistencias de pull-down para prevenir que se enciendan los IGBTs por causa de ruidos externos, que usualmente sucede al iniciar el IGBT debido a que la compuerta está flotando. Las resistencias $R_7 = R_8 = 12\Omega$ limitan la corriente de la compuerta de los IGBTs. Como se mencionó en secciones previas, lo componentes principales de un convertidor “Buck-Boost” son $C_5 = 330 \mu F$, $C_6 = 2200 \mu F$ y $L=3.1$ mH, y dos IGBTs IRG4PC30UD.

Los IGBT soportan un voltaje colector-emisor de hasta 600V y una corriente continua de colector de 12A a 100 °C; el V_{GE} requerido para que se active el IGBT (Se recomienda sea 15V).

La resistencia de carga conectada al bus también es importante porque si no se garantiza sea suficientemente pequeña, es imposible que el modo “Buck” funcione correctamente, por ende, para este trabajo $R_{10} = 100 \Omega$.

En la Figura 4.2.5 se puede apreciar el diseño en PCB implementado del convertidor “Buck-Boost” y las distribuciones de las señales de entrada y de salida de la placa; referente al diseño esta es una placa de una sola capa de dimensiones 10x10cm lo que facilita su reparación en caso de daño.

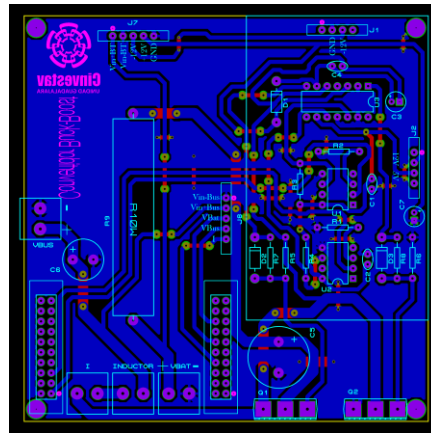


Figura 4.2.5. Convertidor “Buck-Boost” en PCB, Di. Pr.

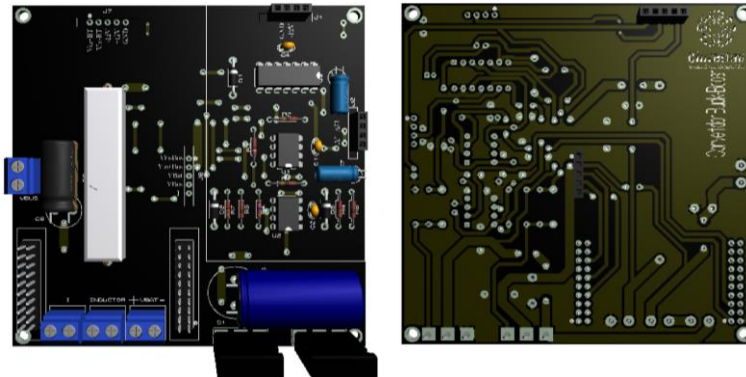


Figura 4.2.6. Convertidor “Buck-Boost” renderizado Di. Pr.

La disposición de los componentes es observada en la Figura 4.2.6, la construcción correcta del render requiere librerías con las que Proteus V8.8 no cuenta, por ello se obtuvieron los componentes 3D del banco de librerías CAD libres como (Systemes, 2019).

4.2.2. Banco de baterías

El banco de baterías consta de seis baterías de plomo-ácido con capacidad de 12V, 2.3Ah, conectadas como es mostrado en la Figura 4.2.7. Con estas baterías, se implementó el controlador neuronal óptimo inverso para la carga y descarga del prototipo del banco de baterías descrito en la sección anterior.

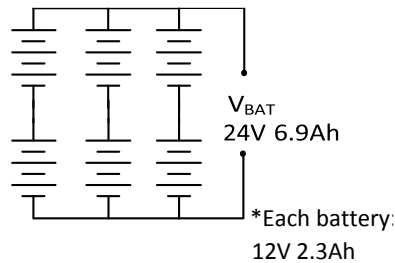


Figura 4.2.7. Conexión del banco de baterías. Di. Pr.

4.2.3. Sensores

Se utilizan dos sensores de voltaje y un sensor de corriente para medir las variables del convertidor CD-CD “Buck-Boost”. El transductor de corriente es el LEM HX05-P, que utiliza el principio de medición denominado efecto hall para determinar la corriente, corriente nominal RMS del primario de 5A; es capaz de medir $\pm 15A$. El voltaje de salida del transductor tiene un offset de 2.54V, y una salida de 3.165V para una corriente de entrada de 5A y 1.915V para una entrada de -5A. La entrada de los convertidores ADC de la F28069M solo acepta voltajes de 0-3.3V y por consiguiente un circuito con amplificadores operacionales se implementó para obtener una salida de 0 a 3.3V para corrientes de entrada de -2.5A a 2.5A con un offset de 1.8V; la Figura 4.2.8 (Revisar “Filtro”) muestra el circuito de salida adaptado, que tiene la siguiente ecuación de salida:

$$V_s = \frac{R_2(1 + R_1/R_2)}{2 * R_1} * V_{SOUT} - \frac{R_2 * RP_{2_2}}{R_1 * (RP_{2_1} + RP_{2_2})} * V_{AN} \quad \text{Ecuación 45}$$

El voltaje de salida deseado, V_{s_d} , con respecto a la salida de transductor de corriente puede ser representado en la siguiente ecuación:

$$V_{s_d} = (2.4655 * V_{s_i} - 3.0644) \quad \text{Ecuación 46}$$

Esto puede lograrse con los siguientes valores de resistencias: $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $RG_1 = 1k\Omega$, $RG_2 = 19k\Omega$, $RO_1 = 3.8k\Omega$ y $RO_2 = 16k\Omega$; donde $V^+ = 12$ y RG y RO representan los dos potenciómetros usados para modificar la ganancia de la salida, respectivamente. Como se puede notar, dado que la corriente máxima esperada que se maneja en este prototipo es de $\pm 2.5A$, los valores elegidos son conservativos para evitar daños al microcontrolador en caso de picos de corriente.

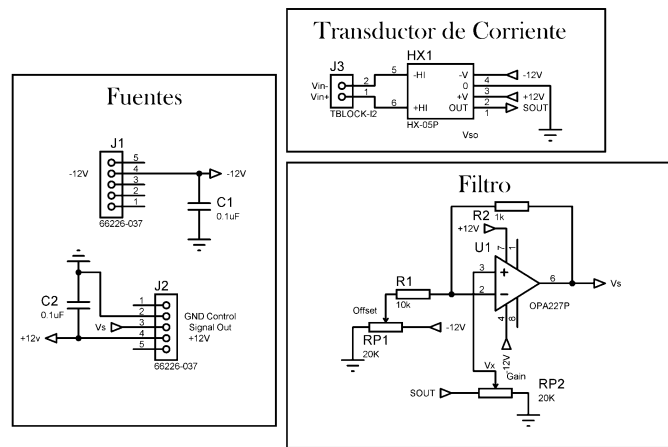


Figura 4.2.8. Sensor de corriente implementado Di. Pr.

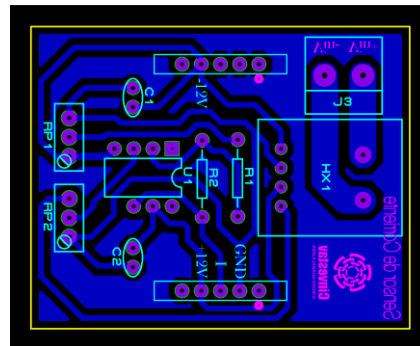


Figura 4.2.9. Sensor de corriente en PCB Di. Pr.

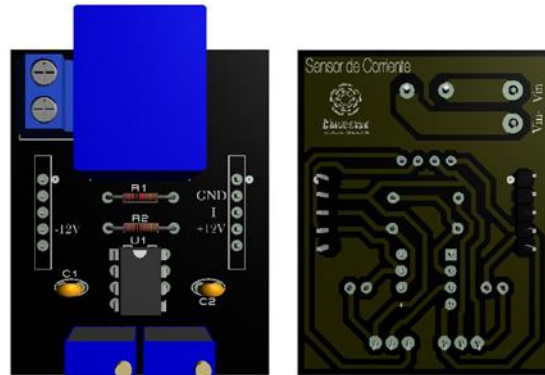


Figura 4.2.10. Sensor de corriente renderizado Di. Pr.

El transductor de voltaje es el LEM LV25-P, con aislamiento galvánico entre el circuito primario (alto voltaje) y el circuito secundario (circuito electrónico), con una relación de conversión de 2500: 1000; Es capaz de medir de 10 a 500V. Cuando el voltaje de entrada es de 24 V, que es el más alto voltaje que se considera en esta aplicación, el voltaje de salida es 9.6V, por esta razón una se aplica un circuito de adaptación similar al utilizado para el transductor de corriente. Como el transductor de voltaje prácticamente no presenta un offset en el voltaje de salida deseado, V_{od} , respecto al transductor de voltaje puede representar en la siguiente forma:

$$V_{sd} = 9.1151 * V_{sv} \quad \text{Ecuación 47}$$

Esto puede lograrse con los siguientes valores de resistencias: $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_{G1} = 16.875k\Omega$, $R_{G2} = 3.125k\Omega$, $R_{O1} \approx 0 \Omega$ y $R_{O2} \approx 20k\Omega$. La resistencia R_3 limita la corriente a 10mA como es especificado en el datasheet del dispositivo del transductor; se coloca la resistencia R_M para que una corriente proporcional al voltaje medido pase a través de ella, esta debe tener un valor entre 30Ω y 190Ω .

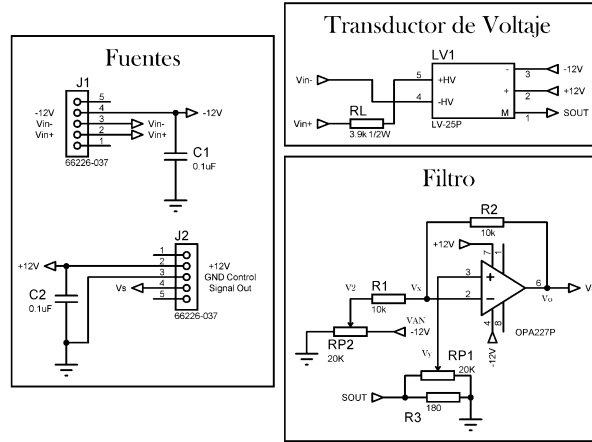


Figura 4.2.11. Sensor de voltaje implementado Di. Pr.

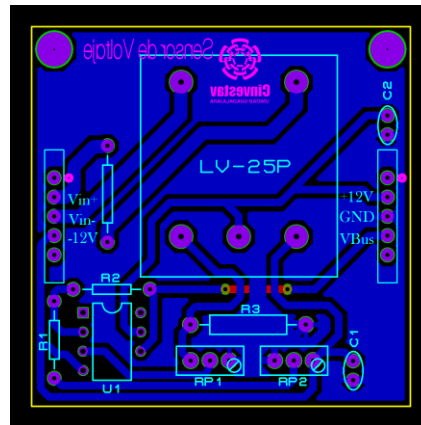


Figura 4.2.12. Sensor de Voltaje en PCB Di. Pr.

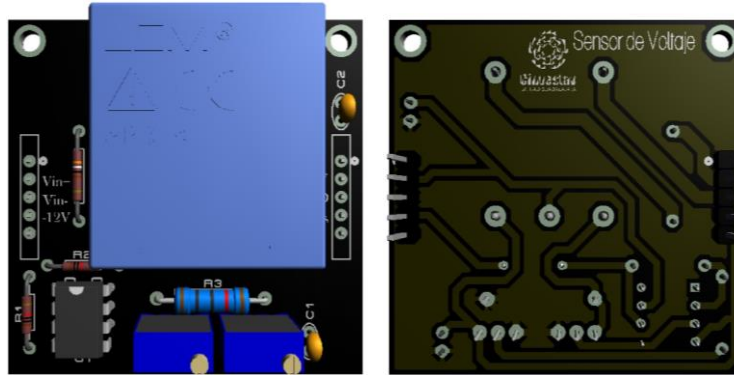


Figura 4.2.13. Sensor de corriente renderizado Di. Pr.

Los sensores de las Figura 4.2.10 y Figura 4.2.13 debido a que están dispuestos para un diseño modular se propone la Figura 4.2.14 la cual es una placa que permite la interacción entre los sensores y la placa del convertidor “Buck-Boost”.

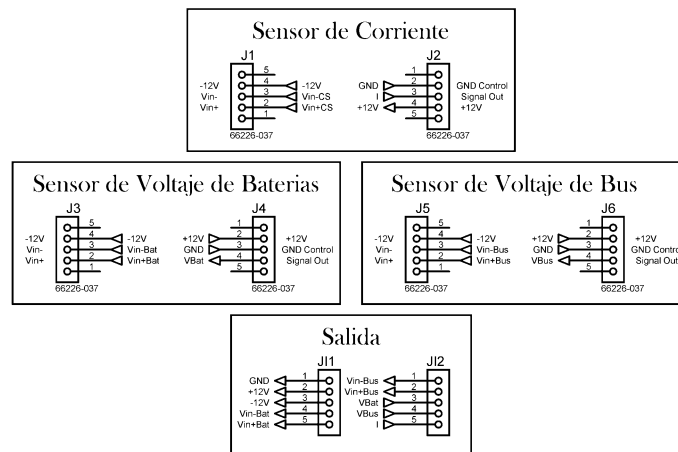


Figura 4.2.14. Placa de comunicación implementada Di. Pr.

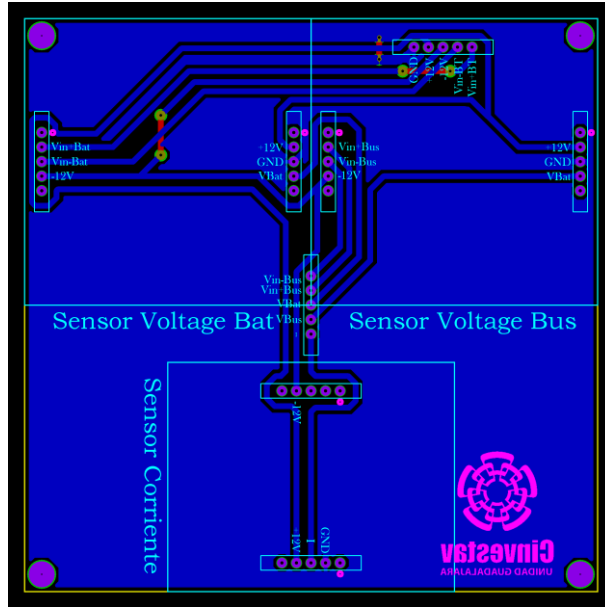


Figura 4.2.15. Placa de comunicación en PCB Di. Pr.

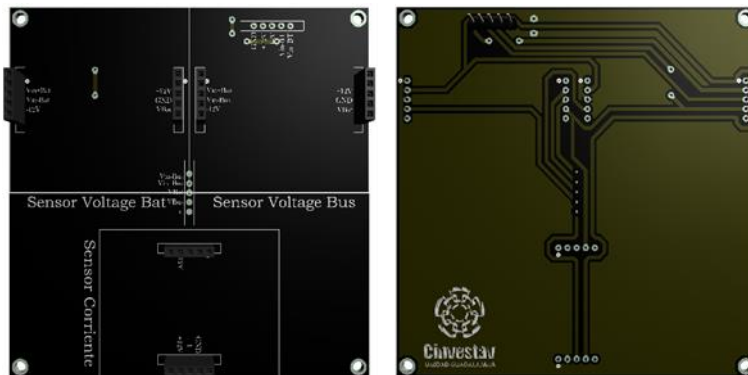


Figura 4.2.16. Placa de comunicación renderizada Di. Pr.

4.2.4. Fuentes de alimentación

Los esquemáticos de la fuente de energía para la instrumentación del banco de baterías y los sensores, y el bus de CC se muestran en las Figura 4.2.17 y Figura 4.2.20 respectivamente.

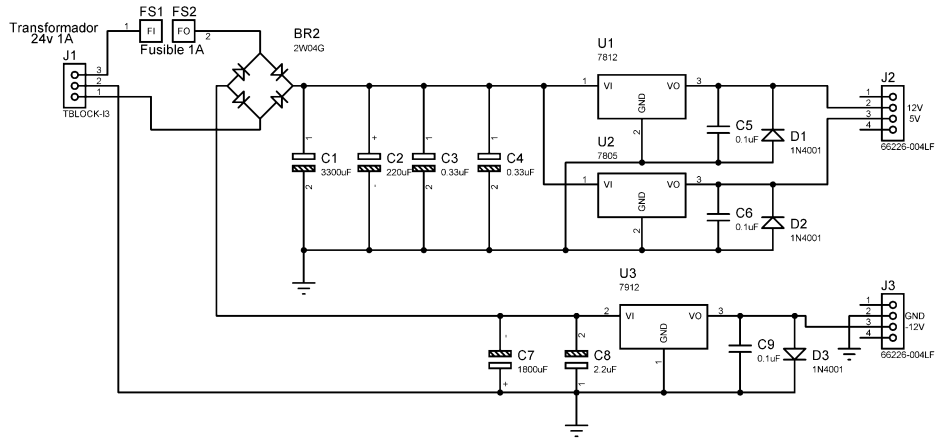


Figura 4.2.17. Fuente de voltaje simétrica 12V, -12V y 5V 1ª Di. Pr.

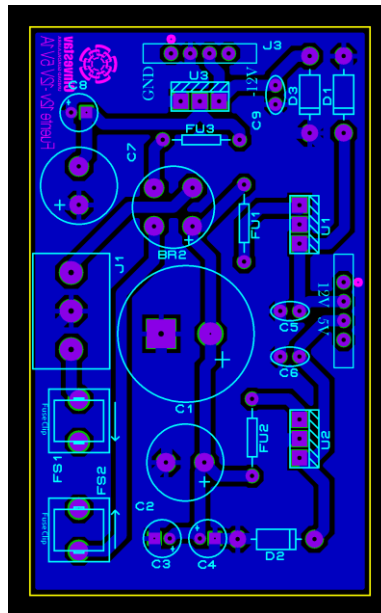


Figura 4.2.18. Fuente de voltaje simétrica 12V, -12V y 5V 1ª Di. Pr.

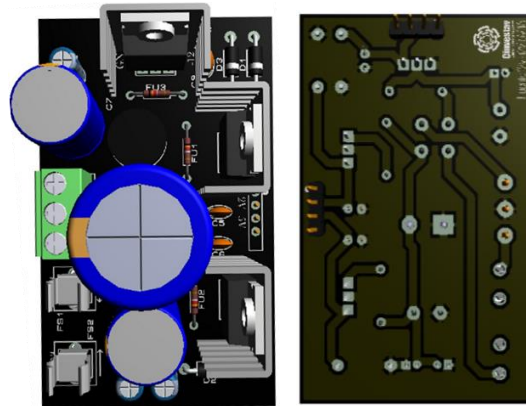


Figura 4.2.19. Fuente de voltaje simétrica 12V, -12V y 5V 1A renderizada Di. Pr.

Los cálculos relacionados con el dimensionamiento de los componentes de las fuentes se encuentran como anexos en Cálculos Fuente De Alimentación De 12V, -12V Y 5V 1A la Figura 4.2.17 y en Cálculos Fuente De Alimentación De 12V 3A para la Figura 4.2.20.

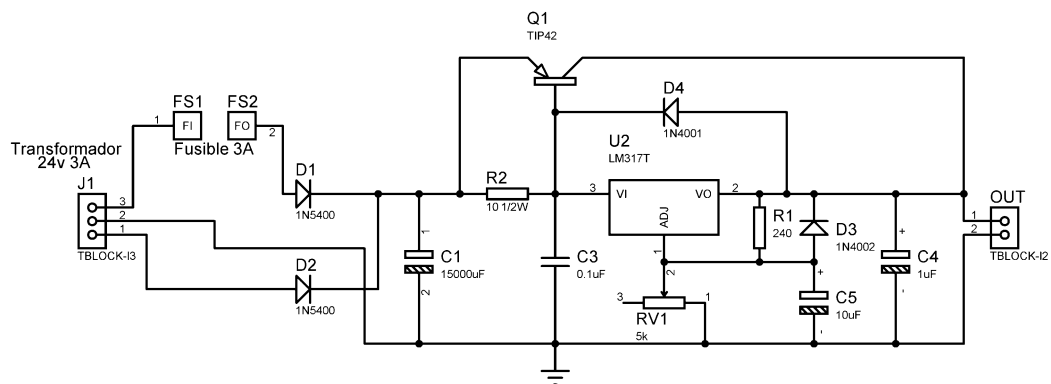


Figura 4.2.20. Fuente de voltaje 1.25-17V 3ª Di. Pr.

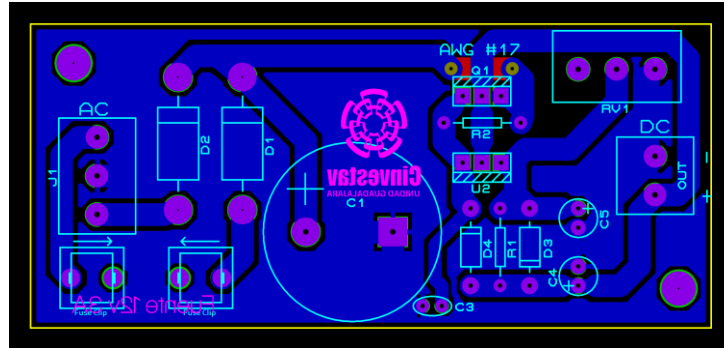


Figura 4.2.22. Fuente 0-17V 3ª Di. Pr.

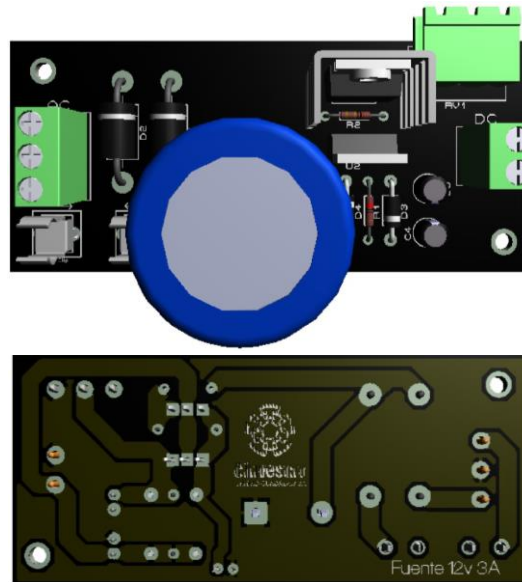


Figura 4.2.21. Fuente 0-17V 3ª Di. Pr.

La Figura 4.2.20 muestra la placa diseñada e implementada para ser usada como Bus de CD de manera que este dispositivo simulara el comportamiento irregular de los generados de anergia alternativos, tales como: paneles solares, generadores eolicos entre otros.

4.3. Resultados Del Controlador Aplicado

El esquema de control aplicado corresponde al mencionado en la sección 4, los parámetros en el controlador son:

Para el modo "Boost":

$$P = \begin{bmatrix} 220 & 0 & 0 \\ 0 & 310 & 0 \\ 0 & 0 & 33 \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 48}$$

$$R = 8$$

Para el modo "Buck":

$$P = \begin{bmatrix} 33 & 0 & 0 \\ 0 & 310 & 0 \\ 0 & 0 & 220 \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 49}$$

$$R = 8$$

En las Figura 4.3.1. Respuesta de descarga (modo "Buck") Di. Pr.Figura 4.3.1, Figura 4.3.2 y Figura 4.3.3 se muestran la respuesta de descarga (modo "Buck"), el error de seguimiento y el error de identificación respectivamente. La referencia de paso corresponde a una señal cuadrada de 0.1A con un período de 20 segundos.

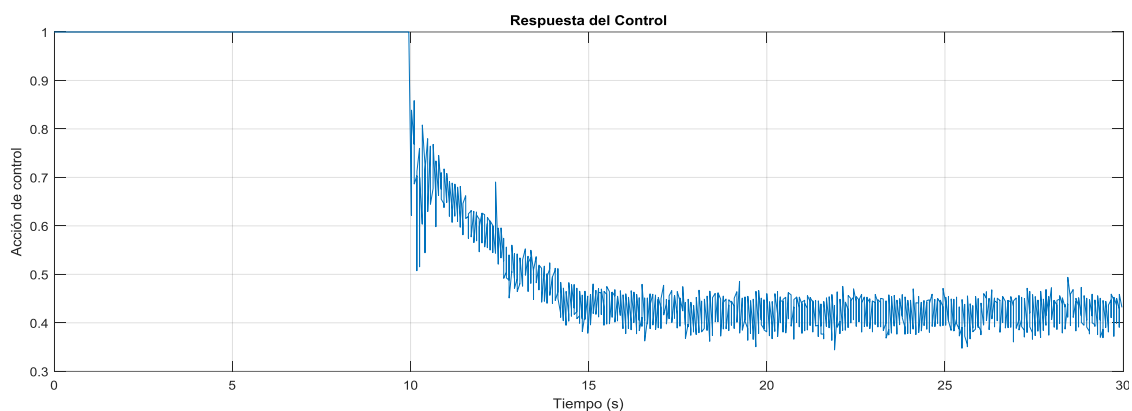


Figura 4.3.1. Respuesta de descarga (modo "Buck") Di. Pr.

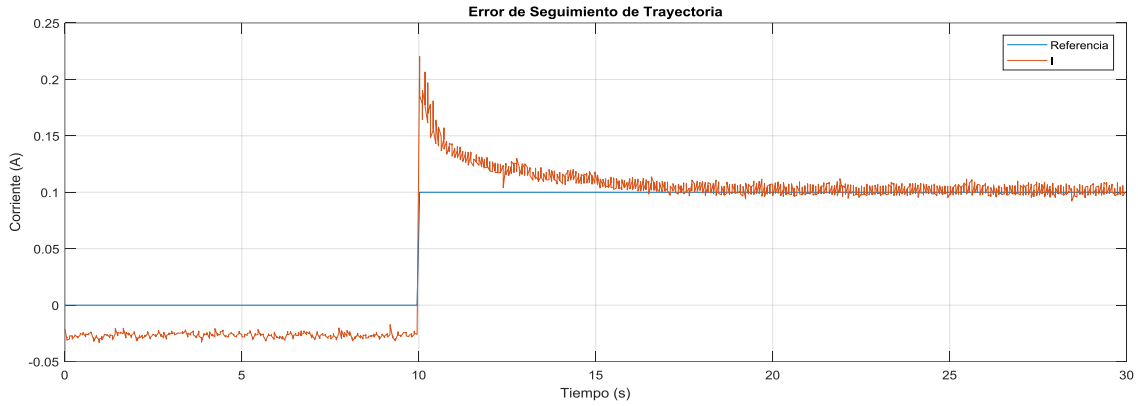


Figura 4.3.2. Error de seguimiento (modo “Buck”) Di. Pr.

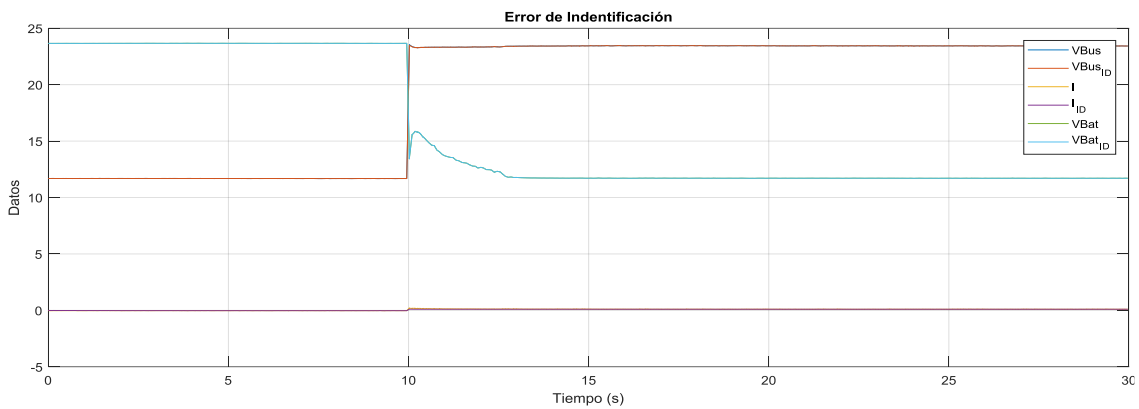


Figura 4.3.3. Error de identificación (modo “Buck”) Di. Pr.

En las Figura 4.3.4, Figura 4.3.5 y Figura 4.3.6 se muestran la respuesta de carga (modo “Boost”), el error de seguimiento y el error de identificación respectivamente. La referencia de paso corresponde con una señal cuadrada de $-0.1A$ con un período de 20 segundos. La referencia se encuentra en el rango de la tasa de carga máxima la cual no debe superar $0.3C$, que equivale a $2.07A$ conforme a la sección 2.2.3.

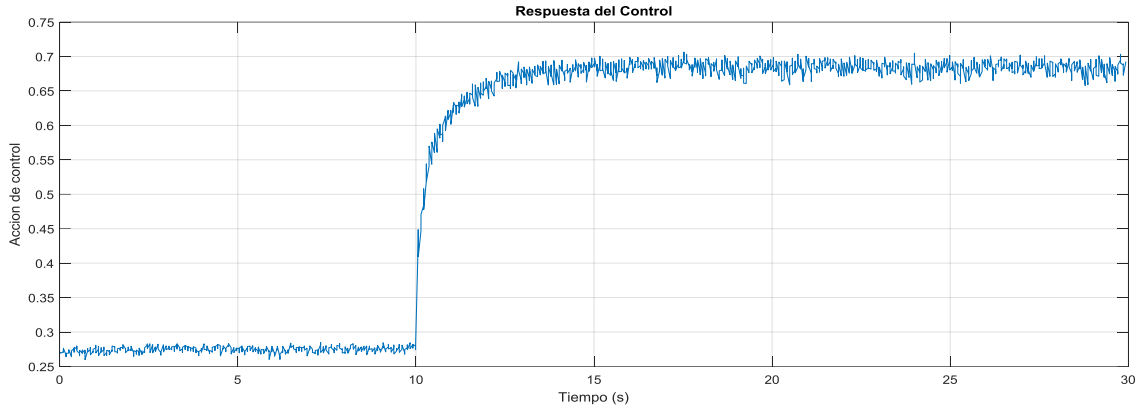


Figura 4.3.4. Respuesta de descarga (modo "Boost") Di. Pr.

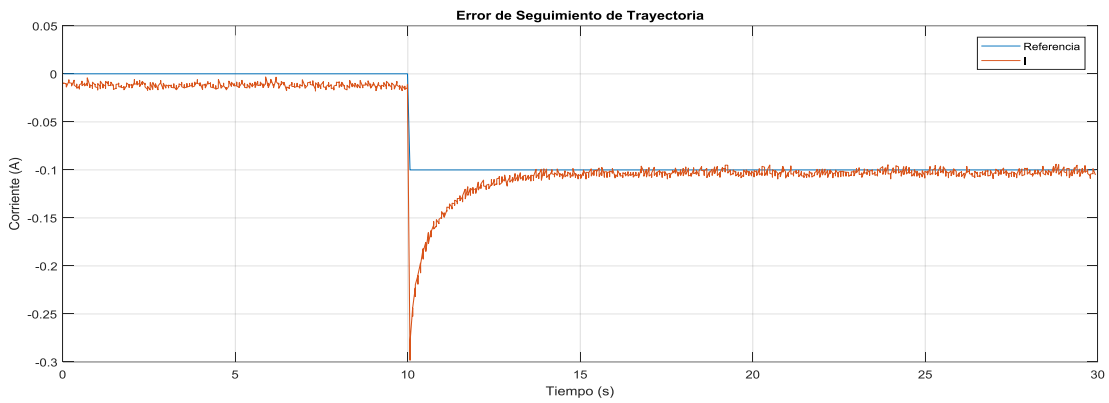


Figura 4.3.5. Error de seguimiento (modo "Boost") Di. Pr.

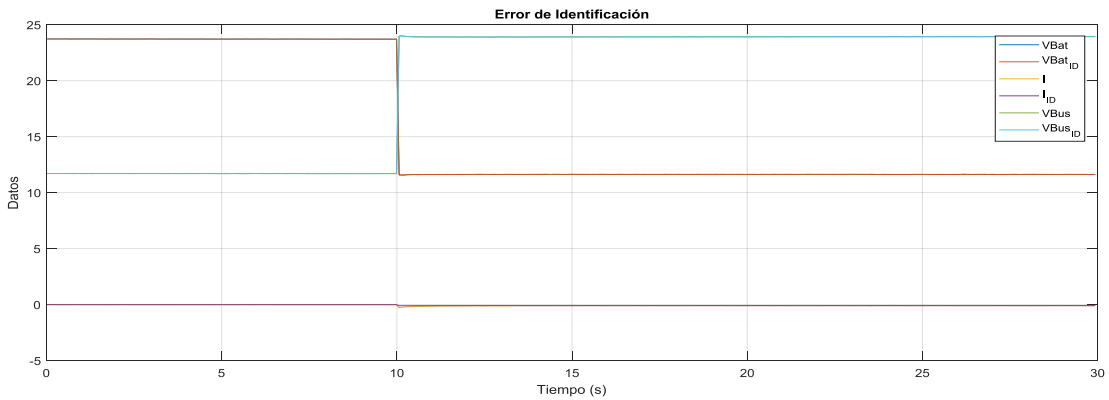


Figura 4.3.6. Error de identificación (modo "Boost") Di. Pr.



Dado que el objetivo final del control es regular la potencia entregada o tomada por el Bus de CD (La referencia de potencia se obtiene multiplicando la referencia de corriente por el voltaje de bus ideal, es decir, 12V), en la Figura 4.3.2 se muestra el seguimiento de referencia de corriente. Durante los primeros 20 segundos mostrados, en los cuales el modo “Buck” está operando, la batería está dando energía al Bus de CD; esto es reflejado En la Figura 4.3.3, donde se muestran el voltaje del banco de baterías y del bus, se puede ver que cuanto más energía da la batería, menor es el voltaje del terminal del banco de baterías y mayor el voltaje en el terminal del Bus; cuando el convertidor entra en modo “Boost”, es decir carga las baterías, se puede apreciar en la Figura 4.3.6 que a medida que el voltaje del banco de baterías aumenta el voltaje de la terminal de bus también incrementa, esto se debe a que el voltaje del Bus debe ser lo suficientemente alto para conducir corriente al banco de baterías, en efecto solo es un estado transitorio, tan pronto se transfiere más corriente a la batería el voltaje disminuye. Cuando el modo “Buck” es activado, la tensión del Bus cae inmediatamente y aumenta entre más corriente se le es transferida de manera que, y de forma inversa, el voltaje en el banco de baterías disminuye Figura 4.3.3.

DQS is member of:



5

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

El prototipo se implementó con éxito, el diseño del convertidor CD-CD “Buck-Boost” y su respectiva construcción aunque presento dificultados antes y durante su ejecución, imprevistos tales como: retardo en la entrega de los componentes electrónicos a usar, cambios en el diseño debido a la no disponibilidad de los componentes, se culminaron adecuadamente; durante las pruebas se definieron ciertas variaciones tanto a nivel electrónico como estructural, la razón principal hace referencia al alcance del desarrollo de prototipado rápido y sus restricciones de operación, en lo que tiene que ver en particular con la comunicación PC – F28069M; a nivel estructural, aunque el lugar donde se realizó el proyecto está altamente industrializado y esto supone una ventaja, al mismo tiempo es una desventaja ya que conseguir talleres especializados para única elaboración (Entiéndase “única elaboración”, como la construcción de un objeto en poca cantidad) representa un nivel de alta dificultad.

La culminación exitosa de este prototipo abre una puerta al desarrollo de dispositivos de potencia que, aunque operen en diferentes modos, solo requieran un controlador gracias a herramientas de identificación en línea como lo es la combinación de RHONN con EKF.

Los sistemas embebidos evolucionan con gran rapidez y consigo el prototipado rápido; la compatibilidad entre entornos de programación como lo son Simulink® de Matlab® y CCS minimizan la complejidad que supone la programación al implementar controladores o esquemas de control con características similares al controlador presentado en este trabajo.

El hecho de que el controlador propuesto sea robusto a los cambios paramétricos permite que sea usado el mismo controlador para diferentes convertidores “Buck-Boost”, incluso



cuando el sistema envejece o las condiciones ambientales pueden cambiar los parámetros del convertidor.

Como trabajo futuro, se deja la implementación de un controlador similar para un convertidor CD-CD "Buck" para un sistema fotovoltaico. De esta forma, una microrred de CC que consta de un banco de baterías y un módulo fotovoltaico puede ser desarrollado; además el diseño e implementación de un inversor que permita acoplar el voltaje en la terminal de Bus en CD con un Bus en CA para integrar el banco de baterías a una microrred en CA.

DQS is member of:



6

ANEXOS

Los cálculos realizados tienen como referencia la información en (Boylestad, 1997).

6.1. Cálculos Filtro De Los Sensores

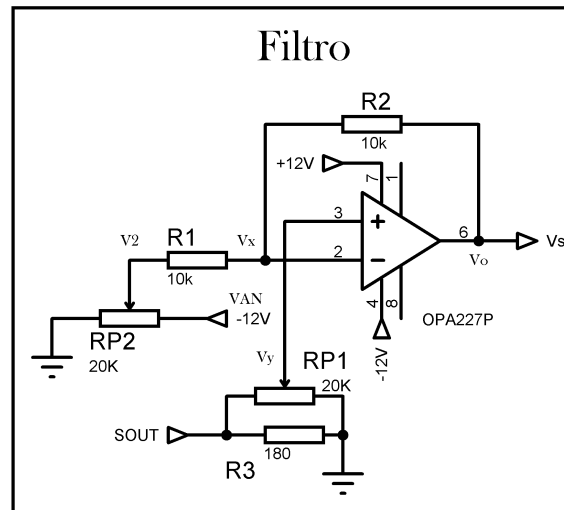


Figura 6.1.1. Esquemático del filtro aplicado Di. Pr.

$$i_{R_1} = \frac{V_2 - V_x}{R_1}; \quad i_{R_2} = \frac{V_x - V_o}{R_2}; \quad \text{Ecuación 50}$$

Dado que el voltaje en $RP_1 = R_3$ entonces aplicando un divisor de tensión se tiene

$$V_x = V_{SOUT} * \frac{R_{G_2}}{R_{G_1} + R_{G_2}} \quad \text{Ecuación 51}$$

Se sabe que

$$R_G = \frac{R_3 * RP_1}{R_3 + RP_1} \quad \text{Ecuación 52}$$

Y también que

$$R_G = \frac{R_3 * RP_{1_1}}{R_3 + RP_{1_1} + RP_{1_2}} + \frac{R_3 * RP_{1_2}}{R_3 + RP_{1_1} + RP_{1_2}} \quad \text{Ecuación 53}$$

Dado que

$$R_G = R_{G_1} + R_{G_2} \quad \text{Ecuación 54}$$

Entonces

$$R_{G_1} = \frac{R_3 * RP_{1_1}}{R_3 + RP_{1_1} + RP_{1_2}}$$

$$R_{G_2} = \frac{R_3 * RP_{1_2}}{R_3 + RP_{1_1} + RP_{1_2}} \quad \text{Ecuación 55}$$

Reemplazando tenemos

$$V_x = V_{SOUT} * \frac{\frac{R_3 * RP_{1_2}}{R_3 + RP_{1_1} + RP_{1_2}}}{\frac{R_3 * RP_{1_1}}{R_3 + RP_{1_1} + RP_{1_2}} + \frac{R_3 * RP_{1_2}}{R_3 + RP_{1_1} + RP_{1_2}}}$$

$$V_x = V_{SOUT} * \frac{R_3 * RP_{1_2}}{R_3 * RP_{1_1} + R_3 * RP_{1_2}}$$

$$V_x = V_{SOUT} * \left(\frac{RP_{1_2}}{RP_{1_1} + RP_{1_2}} \right) \quad \text{Ecuación 56}$$

Dado que $i_{R_1} = i_{R_2}$

$$V_o = -\frac{R_2 * V_2}{R_1} + \frac{R_2 * V_x}{R_1} + \frac{R_2 * V_x}{R_2} \quad \text{Ecuación 57}$$

$$V_o = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \frac{RP_{1_2}}{RP_{1_1} + RP_{1_2}} * V_{SOUT} - \frac{R_2}{R_1} * V_2$$

$$V_o = \frac{R_2(1 + R_1/R_2)}{R_1(1 + RP_{1_1}/RP_{1_2})} * V_{SOUT} - \frac{R_2}{R_1} * V_2$$

Para determinar V_2

$$V_2 = V_{AN} * \frac{R_{O_2}}{R_{O_1} + R_{O_2}} \quad \text{Ecuación 58}$$

Se sabe que

$$RO = RO_1 + RO_2 \text{ y } RP_2 = RP_{2_1} + RP_{2_2} \quad \text{Ecuación 59}$$

Dado que $RO = RP_2$

$$V_2 = V_{AN} * \frac{RP_{2_2}}{RP_{2_1} + RP_{2_2}} \quad \text{Ecuación 60}$$

Reemplazando se obtiene la ecuación de salida para el sensor esta dado por

$$V_s = \frac{R_2(1 + R_1/R_2)}{R_1(1 + RP_{1_2}/RP_{1_2})} * V_{SOUT} - \frac{R_2 * RP_{2_2}}{R_1 * (RP_{2_1} + RP_{2_2})} * V_{AN} \quad \text{Ecuación 61}$$

6.2. Cálculos Fuente De Alimentación De 12V, -12V Y 5V 1A

6.2.1. Fusible Bobinado Primario

$$V_1 = V_2 * \left(\frac{N1}{N2}\right)$$

$$125 = 12.65V * \left(\frac{N1}{N2}\right) \quad \text{Ecuación 62}$$

$$\frac{N1}{N2} = 9.8814$$

$$I_2 = I_1 * \left(\frac{N1}{N2}\right)$$

$$1 A = I_1 * 9.8814$$

$$I_1 = 101.2 mA$$

Ecuación 63

Se recomienda aplicar factor de seguridad del 30%

$$I_2 = (101.2 mA * 30\%) + 101.2 mA$$

$$I_2 = 131.56 mA$$

Ecuación 64

6.2.2. Puente de Rectificador de Onda Completa

$$V_{\max_i} = V_{in} * \sqrt{2}$$

$$V_{\max_i} = 12.65 V * \sqrt{2}$$

$$V_{\max_i} = 17.8898 V$$

Ecuación 65

Debido a que se usa un puente de diodos de onda completa, el voltaje se reduce como sigue

$$V_{\max_D} = V_{\max_i} - V_D$$

$$V_{\max_D} = 17.8898 V - 1 V$$

$$V_{\max_D} = 15.8898 V$$

Ecuación 66

6.2.3. Condensadores de Filtrado

Siguiendo con recomendaciones planteadas por el libro, se diseña el sistema con un 10% de rizado

$$V_{ppr} = 10\% * V_{\max_D}$$

Ecuación 67

$$V_{ppr} = 10\% * 15.8898 V$$

$$V_{ppr} = 1.58898 V$$

$$V_{ppr} = \frac{I}{f * C}$$

Ecuación 68

$$C = \frac{I}{f * V_{ppr}}$$

Fuente Positiva

$$C = \frac{(2/3 * 1) mA}{(60 Hz * 2) * 1.58898}$$

Ecuación 69

$$C = 3496.3030 \mu F$$

Capacitancia estándar

$$C \approx 3520 \mu F$$

$$I = C * f * V_{ppr}$$

$$I_{max} = 3520 \mu F * 120 Hz * 1.58898 V$$

Ecuación 70

$$I_{max} = 3520 \mu F * 120 Hz * 1.58898 V$$

$$I_{max} = 671.1851 A$$

Fuente Negativa

$$C = \frac{(1/3 * 1) mA}{(60 Hz * 2) * 1.58898} \quad \text{Ecuación 71}$$

$$C = 1748.1515 \mu F$$

Capacitancia estándar

$$C \approx 1800 \mu F$$

$$I = C * f * V_{ppr}$$

$$I_{max} = 1800 \mu F * 120 Hz * 1.58898 V \quad \text{Ecuación 72}$$

$$I_{max} = 1800 \mu F * 120 Hz * 1.58898 V$$

$$I_{max} = 343.219 A$$

6.2.4. Regulador de Voltaje

La tensión rectificadora tendrá una componente continua y otra alterna, la componente continua puede ser calculada en forma aproximada a

$$V_{CD_{part}} = V_{max_D} - \left(\frac{V_{ppr}}{2}\right)$$

$$V_{CD_{part}} = 15.8898 V - \left(\frac{1.58898V}{2}\right) \quad \text{Ecuación 73}$$

$$V_{CD_{part}} = 15.09531 V$$

Y la tensión mínima en la entrada será de

$$V_{min} = V_{max_D} - V_{ppr}$$

$$V_{min} = 15.8898 V - 1.58898 V \quad \text{Ecuación 74}$$

$$V_{min} = 14.30082 V$$

Revisando hoja de características del regulador de 5v a usar $V_{Drop} = 2 V$, entonces

$$V_{Reg} = V_{min} - V_{Drop}$$

$$V_{Reg} = 14.30082 V - 2 V \quad \text{Ecuación 75}$$

$$V_{Reg} = 12.3 V$$

Revisando hoja de características del regulador de 12v a usar $V_{Drop} = 2 V$, entonces

$$V_{Reg} = V_{min} - V_{Drop}$$

$$V_{Reg} = 14.30082 V - 2 V \quad \text{Ecuación 76}$$

$$V_{Reg} = 12.3 V$$

Revisando hoja de características del regulador de -12v a usar $V_{Drop} = 1.1 V$, entonces

$$V_{Reg} = V_{min} - V_{Drop}$$

$$V_{Reg} = 14.30082 V - 1.1 V \quad \text{Ecuación 77}$$

$$V_{Reg} = 13.2 V$$

Por ende conforme a la Ecuación 75, Ecuación 76 y Ecuación 77 la fuente durante el valle más bajo, el nivel de tensión es apto para ser regulado en cada dispositivo.

6.3. Cálculos Fuente De Alimentación De 12V 3A

6.3.1. Fusible Bobinado Primario

$$V_1 = V_2 * \left(\frac{N1}{N2} \right)$$

Ecuación 78

$$125 = 12.88V * \left(\frac{N1}{N2} \right)$$

$$\frac{N1}{N2} = 9.705$$

$$I_2 = I_1 * \left(\frac{N1}{N2}\right)$$

$$3 A = I_1 * 9.705$$

Ecuación 79

$$I_1 = 309.12 mA$$

Se recomienda aplicar factor de seguridad del 30%

$$I_1 = (309.12 mA * 30\%) + 309.12 mA$$

Ecuación 80

$$I_1 = 401.856 mA$$

6.3.2. Puente de Rectificador de Onda Completa

$$V_{\max i} = V_{in} * \sqrt{2}$$

$$V_{\max i} = 12.88 V * \sqrt{2}$$

Ecuación 81

$$V_{\max i} = 18.2151 V$$

Debido a que se usa un puente de diodos de onda completa, el voltaje se reduce como sigue

$$V_{\max D} = V_{\max i} - V_D$$

$$V_{\max D} = 18.2151 V - 1 V$$

Ecuación 82

$$V_{\max D} = 17.2151 V$$

y la corriente aplicando factor de seguridad del 30%

$$I_2 = (3A * 30\%) + 3A$$

Ecuación 83

$$I_2 = 3.9A \cong 4A$$

6.3.3. Condensadores de Filtrado

Siguiendo con recomendaciones planteadas por el libro, se diseña el sistema con un 10% de rizado

$$V_{ppr} = 10\% * V_{\max D}$$

$$V_{ppr} = 10\% * 17.2151 V$$

Ecuación 84

$$V_{ppr} = 1.72151 V$$

$$V_{ppr} = \frac{I}{f * C}$$

$$C = \frac{I}{f * V_{ppr}}$$

Ecuación 85

$$C = \frac{3 A}{(60 \text{ Hz} * 2) * 1.72151 V}$$

$$C = 14522.1346 \mu F$$

Capacitancia estándar según recomendaciones de diseño

$$C \approx 15000 \mu F \text{ a } 25V$$

$$I = C * f * V_{ppr}$$

Ecuación 86

$$I_{\max} = 15000 \mu F * 120 \text{ Hz} * 1.72151 V$$

$$I_{\max} = 3.098718 A$$

6.3.4. Regulador de voltaje

La tensión rectificadora tendrá una componente continua y otra alterna, la componente continua puede ser calculada en forma aproximada a

$$V_{CD_{Part}} = V_{max_D} - \left(\frac{V_{ppr}}{2}\right)$$

$$V_{CD_{Part}} = 17.2151 \text{ V} - \left(\frac{1.72151 \text{ V}}{2}\right) \quad \text{Ecuación 87}$$

$$V_{CD_{Part}} = 16.3543 \text{ V}$$

Y la tensión mínima en la entrada será de

$$V_{min} = V_{max_D} - V_{ppr}$$

$$V_{min} = 17.2151 \text{ V} - 1.72151 \text{ V} \quad \text{Ecuación 88}$$

$$V_{min} = 15.49359 \text{ V}$$

Revisando hoja de características del regulador a usar $V_{Drop} = 2.2 \text{ V}$, entonces

$$V_{Reg} = V_{min} - V_{Drop}$$

$$V_{Reg} = 15.49359 \text{ V} - 2.2 \text{ V} \quad \text{Ecuación 89}$$

$$V_{Reg} = 13.29359 \text{ V}$$

De acuerdo con la Ecuación 89 la fuente durante el valle más bajo de voltaje, el nivel de tensión es apto para ser regulado por el dispositivo.

La ecuación del voltaje de salida del LM317 esta descrita por:

$$V_s = 1.25 * \left(1 + \frac{RV1}{240\Omega}\right) \quad \text{Ecuación 90}$$

El transistor usado corresponde al TIP42C, la corriente mínima que se requiere es $I_E = 3A$, el $\beta \approx 40$ para determinar la resistencia de base necesaria para activar correctamente el transistor dado que como $I_E \approx I_C$, los siguientes cálculos son realizados:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

Ecuación 91

$$I_B = \frac{3A}{40} = 75 \text{ mA}$$

Se debe entonces garantizar que con el voltaje mínimo $V_{min} = 15.49359 \text{ V}$ se obtenga una corriente mínima de 75 mA por ende:

$$V_{min} = I_B * R_{B_{max}}$$

Ecuación 92

$$R_{B_{max}} = \frac{15.49359 \text{ V}}{75 \text{ mA}} = 206,58 \Omega$$

Dado que la resistencia máxima es de 206.58 para garantizar la corriente de base, cualquier resistencia inferior a este valor cumplirá con las condiciones de operación.

6.4. Evidencias Fotográficas

Metodología desarrollada para revelado de la electrónica

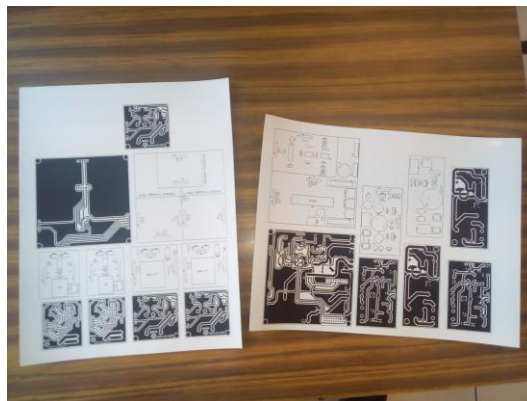


Figura 6.4.1. Impresiones en papel fotográfico usadas para revelar la electrónica Di Pr.



Figura 6.4.2. Método de planchado para transferencia de las impresiones Di Pr.

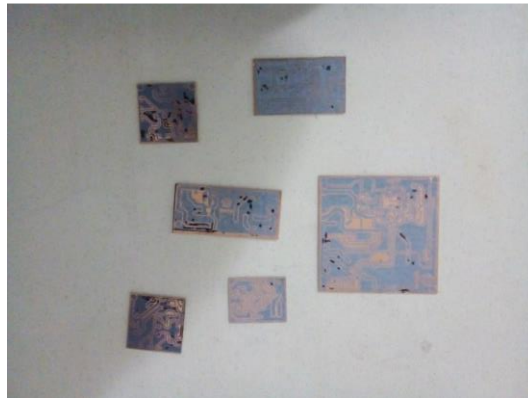


Figura 6.4.3. Resultado después del planchado Di Pr.



Figura 6.4.4. Abrasivo ($FeCl_3$) aplicado para retirar el cobre sobrante Di Pr.

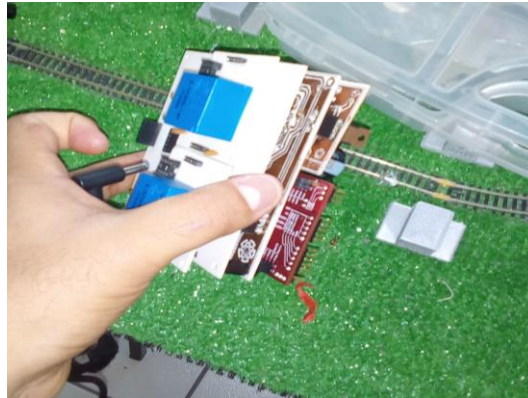


Figura 6.4.5. Ensamblaje final de la electrónica Di Pr.

Metodología desarrollada para construcción de la estructura

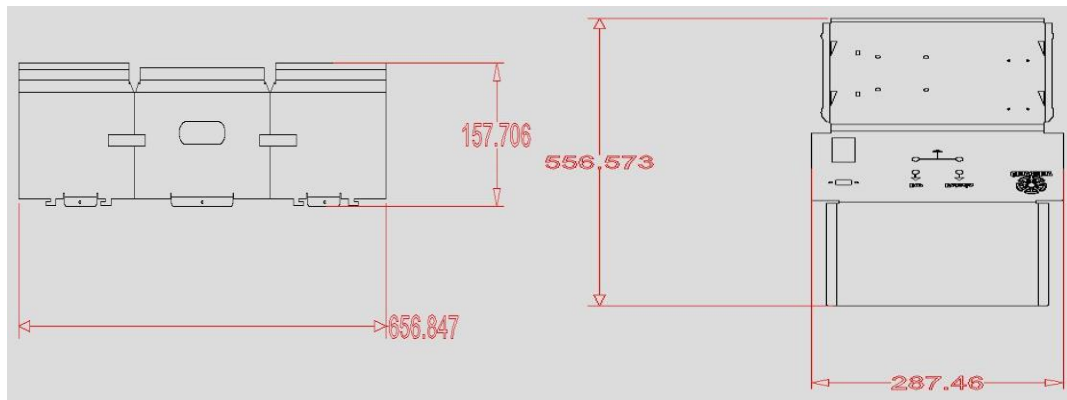


Figura 6.4.6. Planos de corte de la estructura Di Pr.



Figura 6.4.7. Estructura, corte laser CNC Di Pr.



Figura 6.4.8. Resultados del corte laser Di Pr.



Figura 6.4.9. Herramienta, resistencia térmica para dobleces en acrílico Di Pr.



Figura 6.4.10. Ranuras cortadas en ángulos para el los dobleces del acrílico Di Pr.

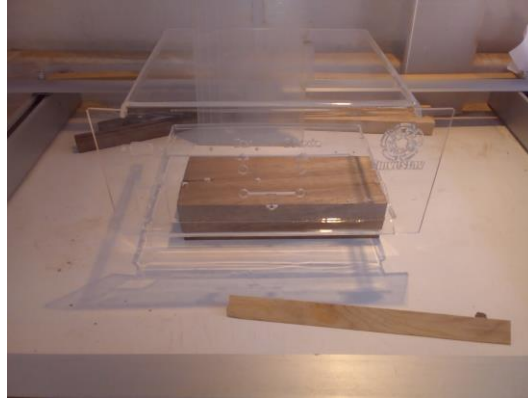


Figura 6.4.11. Resultado final de una parte de la estructura Di Pr.

Resultados



Figura 6.4.12. Vista acercada de los soportes de la electrónica impresos en 3D Di Pr.

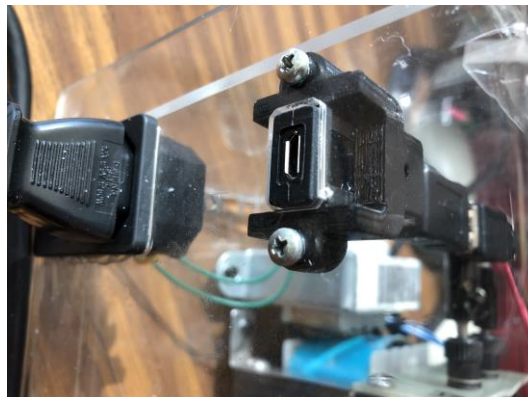


Figura 6.4.13. Vista acercada del soporte para convertidor USB a micro USB tipo B Di Pr.

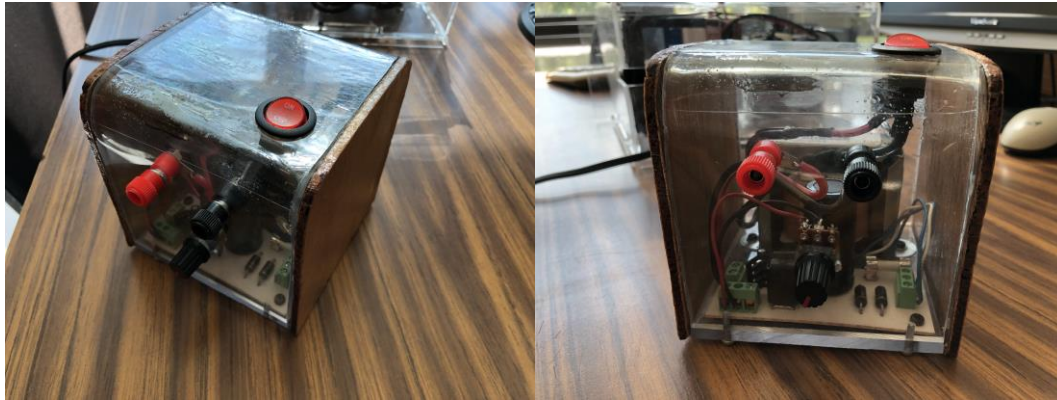


Figura 6.4.14. Bus de CD (Fuente regulable de 1.25-17V 3ª Di Pr.



Figura 6.4.15. Vista trasera prototipo convertidor CD-CD "Buck-Boost" Di Pr.

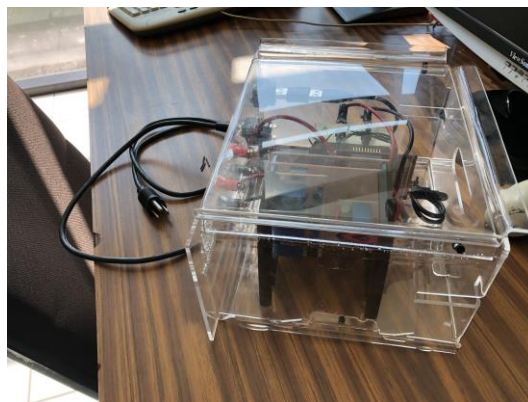


Figura 6.4.16. Vista lateral prototipo convertidor CD-CD "Buck-Boost" Di Pr.



Figura 6.4.17. Vista diagonal izquierda del prototipo convertidor CD-CD "Buck-Boost" Di Pr.

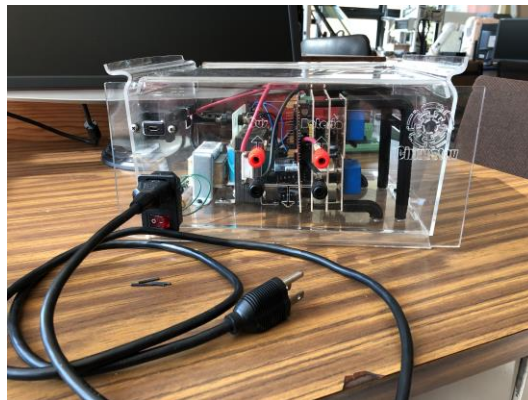


Figura 6.4.18. Vista frontal prototipo convertidor CD-CD "Buck-Boost Di Pr.

7

REFERENCIAS

- Al-Tamimi, A., Lewis, F. L., & Abu-Khalaf, M. (2008). Discrete-Time Nonlinear HJB Solution Using Approximate Dynamic Programming: Convergence Proof. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, 38(4), 943–949. <https://doi.org/10.1109/TSMCB.2008.926614>
- Alanis, A. Y., Sanchez, E. N., & Loukianov, A. G. (2007). Discrete-time backstepping induction motor control using a sensorless recurrent neural observer. *2007 46th IEEE Conference on Decision and Control*, 6112–6117. <https://doi.org/10.1109/CDC.2007.4434164>
- Black, H. (1953). *Modulation theory* (United Sta). Van Nostrand Reinhold.
- Boylestad, R. L. (1997). *Electronica: Teoria de Circuitos*. Ciudad de Mexico: Pearson/Prentice Hall.
- Brown, R. G., & Hwang, P. Y. C. (1997). *Introduction to random signals and applied Kalman filtering : with MATLAB exercises and solutions*. Retrieved from https://books.google.com.co/books?id=De9SAAAAMAAJ&q=Introduction+to+Random+Signals+and+Applied+Kalman+Filtering&dq=Introduction+to+Random+Signals+and+Applied+Kalman+Filtering&hl=es&sa=X&ved=0ahUKEwi3s_S17urjAhUqvFkKHQkPAkQ6AEIKDAA
- Cheng, K.-H., Hsu, C.-F., Lin, C.-M., Lee, T.-T., & Li, C. (2007). Fuzzy–Neural Sliding-Mode Control for DC–DC Converters Using Asymmetric Gaussian Membership Functions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(3), 1528–1536. <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.894717>
- Feldkamp, P., A., L., Feldkamp, M., T., & Prokhorov. (2001). Neural Network training with the nprKF. *International Joint Conference on Neural Networks'*, 109–114.
- Freeman, R. A., & Kokotović, P. (n.d.). *Robust Nonlinear Control Design : State-Space and Lyapunov Techniques*.

García López, T. B., Sánchez Camperos, E. N., & Ruiz Cruz, R. (2018). *Neural Control Applied to the Charge and Discharge of Battery Bank*. CINVESTAV Guadalajara.

Gupta, A., Saini, R. P., & Sharma, M. P. (2007). Design of an Optimal Hybrid Energy System Model for Remote Rural Area Power Generation. *2007 International Conference on Electrical Engineering*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/ICEE.2007.4287310>

Harrington, S., & Dunlop, J. (1992). Battery charge controller characteristics in photovoltaic systems. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 7(8), 15–21. <https://doi.org/10.1109/62.151141>

Instruments, T. (n.d.). *LAUNCHXL-F28069M Overview*.

Labcenter. (2018). *Proteus 8 Professional v8.8 SPO*.

Leyva, R., Martinez-Salamero, L., Jammes, B., Marpinard, J. C., & Guinjoan, F. (1997). Identification and control of power converters by means of neural networks. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 44(8), 735–742. <https://doi.org/10.1109/81.611270>

Mahdavi, J., Nasiri, M. R., Agah, A., & Emadi, A. (2005). Application of Neural Networks and State-Space Averaging to DC/DC PWM Converters in Sliding-Mode Operation. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 10(1), 60–67. <https://doi.org/10.1109/TMECH.2004.842227>

Modabbernia, M. R. (2013). An Improved State Space Average Model of Buck DC-DC Converter with all of the System Uncertainties. *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, 5(1), 81–94. <https://doi.org/10.15676/ijeei.2013.5.1.8>

NJ, D. K. (2014). *Control Óptimo Inverso Para Sistemas No Lineales En Tiempo Continuo*. 19(1), 13–18. <https://doi.org/10.22463/0122820X.4>

Ofoli, A. R., & Rubaai, A. (2006). Real-time implementation of a fuzzy logic controller for switch-mode power-stage DC-DC converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42(6), 1367–1374. <https://doi.org/10.1109/TIA.2006.882669>

Rashid, M. H. (Muhammad H. (2011). *Power electronics handbook : devices, circuits, and applications*. Butterworth-Heinemann.

Rovithakis, G. A., & Christodoulou, M. A. (2000). *Adaptive Control with Recurrent High-order Neural Networks : Theory and Industrial Applications*. Springer London.

Rubaai, A., & Ofoli, A. (2004). Hardware implementation of an adaptive network-based fuzzy controller for DC-DC converters. *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting., 4*, 2623–2629. <https://doi.org/10.1109/IAS.2004.1348845>

Sanchez, E., Ornelas-Tellez, F., & Safari, an O. M. C. (n.d.). *Discrete-Time Inverse Optimal Control for Nonlinear Systems*.



Sanchez, E N, Alanis, A. Y., & Chen, G. (2004). Recurrent neural networks trained with Kalman filtering for discrete chaos reconstruction. *Proceedings of Asian-Pacific Workshop on Chaos Control and Synchronization'04*.

Sanchez, Edgar N., Alanís, A. Y., & Loukianov, A. G. (2008). *Discrete-Time High Order Neural Control* (1st ed.; S.-V. B. Heidelberg, Ed.). <https://doi.org/10.1007/978-3-540-78289-6>

Severns, R. (2014). *Modern dc-to-dc switchmode power converter circuits*. Retrieved from <https://www.springer.com/gp/book/9789401180870>

Sillero, A. A. C., Nava, N. V., Gutiérrez, C. V. H., Nava, J. V., & López, J. V. (2018). REVISIÓN DE MÉTODOS PARA LA ESTIMACIÓN DE LOS ESTADOS DE CARGA Y SALUD DE UNA BATERÍA. *Pistas Educativas*, 39(128). Retrieved from <http://www.itcelaya.edu.mx/ojs/index.php/pistas/article/view/1195>

Song, Y., & Grizzle, J. W. (1992). The Extended Kalman Filter as a Local Asymptotic Observer for Nonlinear Discrete-Time Systems. *1992 American Control Conference*, 3365–3369. <https://doi.org/10.23919/ACC.1992.4792775>

Systèmes, D. (2018). *SOLIDWORKS*.

Systèmes, D. (2019). *3D CONTENTCENTRAL*.

The MathWorks, I. (2017). *MATLAB R2017b*.

Vasca, F., & Iannelli, L. (2012). *Dynamics and control of switched electronic systems : advanced perspectives for modeling, simulation and control of power converters*. Springer.

Wood, P. (1981). *Switching power converters* (1st ed.). New York: Van Nostrand Reinhold.