



TECNOLÓGICO DE ESTUDIOS SUPERIORES DE
TIANGUISTENCO

”DISEÑO DE UN CONVERTIDOR ELECTRÓNICO DE
POTENCIA DE TIPO ELEVADOR PARA EL CONTROL DE
MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA.”

TESIS

PARA OBTENER EL TÍTULO DE :
INGENIERO MECATRÓNICO

PRESENTA:

DAVID ESCUDERO HERNÁNDEZ

DIRECTOR:

DR. HUGO YÁÑEZ BADILLO

ASESOR:

DR. JUAN NABOR BALDERAS GUTIÉRREZ

SANTIAGO TIANGUISTENCO, MÉXICO, JUNIO 2024

Dedicatoria

A mi familia,
por su amor incondicional y apoyo constante.

"Pero esto es lo maravilloso del hombre: nunca se desalienta o disgusta lo suficiente para abandonar algo que debe hacer, porque sabe que es importante y que merece la pena hacerlo."(Ray Bradbury)

Agradecimientos

Al llegar a este momento de culminación de mi formación universitaria, quiero expresar mi más sincero agradecimiento a quienes me han apoyado en estos años de estudio con su guía, apoyo y sabiduría.

En primer lugar, al Tecnológico de Estudios Superiores de Tianguistenco por brindarme el espacio para desarrollarme académicamente y por ofrecer un ambiente ideal para el aprendizaje y la investigación.

Un especial reconocimiento al Dr. Hugo Yáñez Badillo, por su invaluable orientación y apoyo durante el desarrollo y éxito de mi proyecto. Su paciencia y conocimiento no solo guiaron mi trabajo, sino que también enriqueció mi crecimiento profesional y personal.

Agradezco profundamente a mis padres, quienes con sus enseñanzas, consejos y ejemplos han sido mi brújula en este camino. Su apoyo y amor incondicional me permitieron superar los desafíos y alcanzar este logro. Ellos son el pilar fundamental de mi ser y mis logros.

Mi gratitud se extiende también a todos los docentes de la carrera de Ingeniería Mecatrónica, por su disponibilidad, apertura y disposición para resolver dudas y compartir su vasto conocimiento que ha enriquecido mi formación de forma invaluable.

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño de un convertidor elevador de voltaje, así como su esquema de control el cual se diseñó considerando la teoría de control óptimo y, fue aplicado a través de un microcontrolador PICmicro 16F88 de la familia de rango medio. El microcontrolador PIC16F88 se utilizó para realizar el programa que genera los pulsos de disparo de la etapa de control del circuito elevador de voltaje. La etapa de control fue implementada en una placa de circuito impreso, la cual fue diseñado a través de software especializado y fabricado en una empresa de maquinado de PCB. Por otra parte, se utilizó el controlador IR2104 el cual es un circuito reforzador de corriente para el encendido del MOSFET ya que es capaz de soportar una corriente de encendido de 330 mA y mantener una corriente constante de trabajo de 130 mA. La etapa de potencia se implementó a partir del transistor MOSFET IR3205 el cual es capaz de soportar un voltaje de hasta 55V y una corriente máxima de drenaje de 110 A, con lo cual se garantiza el funcionamiento adecuado de la fuente.

Abstract

This work presents the design of a voltage boost converter, as well as its control scheme which was designed considering the optimal control theory and was applied through a PICmicro 16F88 microcontroller of the mid-range family. The PIC16F88 microcontroller was used to carry out the program that generates the trigger pulses of the control stage of the voltage booster circuit. The control stage was implemented on a printed circuit board, which was designed through specialized software and manufactured in a PCB machining company. On the other hand, the IR2104 controller was used, which is a current booster circuit for turning on the MOSFET since it is capable of supporting a turn-on current of 330 mA and maintaining a constant working current of 130 mA. The power stage was implemented from the IR3205 MOSFET transistor which is capable of supporting a voltage of up to 55V and a maximum drain current of 110 A, thereby guaranteeing proper operation of the source.

Índice general

1. Generalidades	8
1.1. Marco Teórico	8
1.1.1. Estado del Arte	8
1.2. Marco Conceptual	12
1.2.1. Electrónica	12
1.2.2. Elementos electrónicos utilizados en los convertidores DC-DC .	21
1.2.3. Control	30
1.2.4. Creación de circuitos impresos	32
2. Metodología	34
2.1. Obtención del modelo matemático del convertidor	34
2.1.1. Modelo Conmutado	36
2.1.2. Modelo Promediado	38
2.2. Elección de los componentes electrónicos a utilizar	39
2.2.1. Microcontrolador	39
2.2.2. Controlador de MOSFET	40
2.2.3. Transistor MOSFET	41
2.2.4. Diodo de recuperación rápida	41
2.2.5. Inductor	42
2.2.6. Motor	42
2.2.7. Regulador de Voltaje	43
2.3. Diseño electrónico del prototipo	43
2.4. Obtención del PWM	46

2.5. Diseño del control a utilizar	49
2.6. Simulación numérica y emulación del sistema utilizando los esquemas de control propuesto y la dinámica del sistema obtenida	51
2.7. Construcción física del prototipo	55
2.8. Implementación del control en el prototipo construido	56
3. Resultados	58
3.1. Simulación del convertidor	58
3.1.1. MATLAB	58
3.2. Emulación del convertidor	60
3.2.1. Proteus 8.11	60
3.2.2. MULTISIM 14.1	62
3.3. Construcción Física del convertidor	63
3.4. Diseño de las placas de circuito impreso	65
3.5. Respuesta del sistema utilizando PSO.	67
Conclusiones y recomendaciones	70
Referencias	71
Anexos	74

Índice de figuras

1.1. El transistor BJT es un dispositivo común en electrónica analógica . . .	12
1.2. Circuito del convertidor reductor	18
1.3. Circuito del convertidor elevador	18
1.4. Circuito del convertidor reductor-elevador	19
1.5. Circuito del convertidor Ćuk	19
1.6. Circuito del convertidor SEPIC	20
1.7. Circuito del convertidor ZETA	20
1.8. Diferencia entre los transistores FET y BJT	22
1.9. Símbolo del MOSFET canal N	23
1.10. Diodo en polarización directa	24
1.11. Símbolo del diodo	25
2.1. Circuito del convertidor elevador para su análisis	34
2.2. Convertidor Boost cuando el interruptor esta cerrado	36
2.3. Convertidor Boost cuando el interruptor esta abierto	37
2.4. Conexión básica del controlador de MOSFET	45
2.5. Circuito preliminar (prototipo) a implementar	45
2.6. Circuito Final a implementar	46
2.7. Diagrama de bloques de un control LQR	49
2.8. Simulación en Simulink del control implementado	50
2.9. Control del convertidor utilizando las ganancias obtenidas del algoritmo PSO	51
2.10. Simulación en Simulink	53

2.11. Circuito emulado en Proteus 8.11	53
2.12. Circuito emulado en Proteus 8.11 en el cual se mejoró el diseño	54
2.13. Circuito emulado en MULTISIM 14.1	54
2.14. Circuito emulado en MULTISIM 14.1 en el cual se mejoró el diseño	54
2.15. Circuito preliminar a implementar con el control	56
2.16. Circuito Final a implementar con el control	57
3.1. Comportamiento del modelo sin perturbaciones	59
3.2. Comportamiento del modelo con perturbación en el ciclo de trabajo del PWM	59
3.3. Gráficas resultantes de la simulación en Simulink	60
3.4. PWM obtenido del microcontrolador	61
3.5. Emulación del convertidor	61
3.6. Emulación del convertidor en MULTISIM	62
3.7. Construcción del prototipo del convertidor	63
3.8. PWM generado observado en un osciloscopio	63
3.9. Sobreimpulso de voltaje del convertidor	64
3.10. Voltaje obtenido del prototipo del convertidor elevador propuesto	64
3.11. PCB de la placa de pruebas del convertidor elevador	65
3.12. PCB de la placa de desarrollo DsPIC	65
3.13. PCB del medidor de inductancia	66
3.14. PCB con la revisión final del circuito del convertidor elevador	66
3.15. PCB del convertidor con interfaz USB	67
3.16. Respuesta no optimizada del sistema.	68
3.17. Respuesta optimizada del sistema.	68
3.18. Convergencia del valor de la función f_o	69
3.19. Configuración utilizada en el software Matlab.	69

Índice de tablas

1.1. Características del ATmega328p	28
1.2. Características del PIC16F628	29
2.1. Comparación entre los 2 PIC considerados para el proyecto	40
2.2. Comparación entre el IRF530 y el IRF3205	41
2.3. Comparación entre el BYV29X-500 y el MUR1560	42
2.4. Requisitos del convertidor elevador a construir	43
2.5. Valores máximos y mínimos de frecuencia PWM	47
3.1. Resultados de las emulaciones en los dos <i>software</i> probados	62
3.2. Dispositivos del Circuito Físico	64
3.3. Valores utilizados para el algoritmo PSO.	67

Introducción

En el contexto del avance tecnológico y la creciente demanda de sistemas eficientes y precisos, el desarrollo de proyectos que aborden la optimización de convertidores electrónicos de potencia y su aplicación en el control de motores de corriente directa se presenta como un campo de estudio especial. Este proyecto tiene como objetivo principal diseñar un sistema de control óptimo para convertidores CD-CD con la intención de regular la velocidad y posición de motores de corriente directa, para así mejorar el rendimiento del sistema al ser conectado en configuración de lazo cerrado. El presente trabajo se enfoca directamente en el diseño de un convertidor CD-CD elevador de voltaje en configuración Boost, así como el control mediante la teoría de control óptimo a través de la metodología de Regulador Lineal Cuadrático (LQR por sus siglas en inglés Linear Quadratic Regulator) para aplicaciones en motores y/o dispositivos electrónicos que requieran de un mayor suministro de voltaje, sin embargo, no se limitará al convertidor CD-CD elevador, si no se abordará el estudio y análisis de los convertidores CD-CD del tipo reductor y reductor-elevador. La distribución del trabajo se describe a continuación: mediante análisis matemático a partir de las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff se describió el modelo matemático del convertidor elevador para el diseño de control óptimo, posteriormente se seleccionarán los dispositivos electrónicos de potencia en base a sus características técnicas, con los datos antes mencionados se construirá un modelo de simulación para validar los modelos matemáticos sin control, además, mediante el modelo, se diseñó un esquema de control óptimo basado en la teoría LQR, con la finalidad de construir el convertidor utilizando los dispositivos seleccionados anteriormente y validar su funcionamiento a lazo cerrado y a lazo abierto. Finalmente se implementó el esquema de control del convertidor utilizando un microcontrolador PIC 16F88 de Microchip para verificar su desempeño.

Justificación

En este proyecto se propone el diseño de un convertidor elevado de CD-CD para su implementación en el control de motores utilizados en el desarrollo y experimentación de sistemas mecatrónicos. El convertidor se diseñará utilizando la teoría del control óptimo, con el objetivo de maximizar la eficiencia del sistema y gestionar eficazmente el consumo de energía.

Además, la electrónica de potencia, en particular los convertidores de corriente continua (CD), son empleados en diversos dispositivos, incluyendo el control de motores de corriente continua mediante convertidores elevadores o elevador-reductor (Pérez Ramírez y Beristáin Jiménez (2016)). Los sistemas robóticos y mecatrónicos operan con una amplia gama de componentes que requieren distintos niveles de voltaje y corriente. La utilización de convertidores CD-CD permite ajustar la energía suministrada a cada componente a niveles adecuados, lo que mejora la eficiencia energética y minimiza las pérdidas de energía en forma de calor.

Este trabajo tiene la finalidad de proporcionar a los estudiantes del Tecnológico de Estudios Superiores de Tianguistenco una plataforma de pruebas donde puedan implementar algoritmos de control en el convertidor. Por tanto, este proyecto presenta el diseño de un convertidor de potencia CD-CD de tipo elevador para su implementación en el control de motores utilizados en el desarrollo y experimentación de sistemas mecatrónicos. El diseño de control se fundamenta principalmente en la teoría del control óptimo, con el objetivo de maximizar la eficiencia del sistema y gestionar eficazmente el consumo de energía. Esta investigación es fundamental debido a su relevancia en el ámbito de la mecatrónica y la robótica, donde la eficiencia energética y el control preciso son factores críticos para el rendimiento exitoso de los sistemas.

El proyecto va dirigido principalmente a los estudiantes y docentes que requieran hacer pruebas de algoritmos de control, ya que, como producto final se tendrá una plataforma de pruebas donde se pueda implementar algoritmos de control en el convertidor, así como motores CD en general de 12 a 24V.

Planteamiento del problema

¿Cuál es la importancia de la optimización y eficiencia de los algoritmos de control para convertidores DC-DC?

Principalmente para entender cómo se puede optimizar y hacer eficiente un algoritmo de control para una planta específica se debe tomar en cuenta el modelado dinámico del convertidor que se pretende controlar, así como su funcionamiento básico para lograr comprender su principio de funcionamiento y relación del voltaje de salida y entrada. Sin embargo, al existir diversas teorías de control, se puede elegir la que más se ajuste a las necesidades de la aplicación final. Para comprender el objetivo del control óptimo se debe conocer el caso específico de la aplicación debido a que se pretende reducir los recursos y mejorar la eficiencia del convertidor en situaciones específicas. Existen diferentes metodologías de control óptimo entre las cuales existe el LQR (regulador lineal cuadrático) que mediante la aplicación de algoritmos de optimización como lo es el PSO (Algoritmo por enjambre de partículas) se obtiene una función de costo rápida y eficiente, es aquí donde radica la importancia de los algoritmos de control óptimos ya que al tener un control de este tipo podemos obtener un alto rendimiento y minimizar pérdidas de energía en el convertidor.

Objetivos

General

Diseñar un sistema de control óptimo utilizando convertidores CD-CD para controlar la velocidad de un motor de corriente directa, con la finalidad de mejorar el desempeño del sistema en lazo cerrado.

Específicos

1. Investigar información documental sobre los diversos tipos de convertidores CD-CD y los métodos de control más comúnmente empleados.
2. Describir el modelo matemático del convertidor electrónico de potencia de tipo elevador utilizando leyes fundamentales para el diseño de un esquema de control óptimo.
3. Seleccionar los dispositivos electrónicos de potencia en base a sus características técnicas para el diseño eficiente del convertidor.
4. Desarrollar un esquema de control óptimo basado en la teoría LQR para el control del convertidor elevador.
5. Realizar un modelo de simulación mediante software de simulación dedicado para validar el funcionamiento del sistema a lazo cerrado.
6. Construir el convertidor utilizando los dispositivos seleccionados para verificar su funcionamiento a lazo abierto y a lazo cerrado.
7. Implementar físicamente el esquema de control del convertidor utilizando un microcontrolador PIC 16F88 de Microchip para verificar su desempeño.

Capítulo 1

Generalidades

1.1. Marco Teórico

1.1.1. Estado del Arte

En esta sección, se presentarán investigaciones anteriores que están relacionadas con el proyecto que se está desarrollando.

En el trabajo de (Patri et al, 2018), exploran una forma de control integral con retroalimentación de estados además de implementarlo en una plataforma de desarrollo Arduino Mega por lo que presentan un análisis detallado del diseño y modelado del convertidor Boost, así como la derivación de un modelo en pequeña señal. Posteriormente, se describe el diseño del controlador, que incorpora un integrador para eliminar errores en estado estacionario. Presentan resultados de simulación así como de implementación en hardware (Arduino Mega) a través del cual validan la efectividad del enfoque propuesto. Patri y Samanta (2018)

La propuesta del trabajo de (Hernández Márquez et al, 2017) proporciona un enfoque completo para modelar y validar un sistema DC/DC Buck-Boost con un motor DC bidireccional utilizando una plataforma experimental utiliza una tarjeta DS1104 y Matlab-Simulink para adquirir y procesar las señales medidas. El sistema propuesto se

compone de un convertidor Buck-Boost que regula el voltaje que alimenta al motor DC a través de un inversor con transistores MOSFET. Desarrollan modelos matemáticos para diferentes configuraciones de interruptores en el convertidor y el inversor, lo que resulta en cuatro dinámicas distintas del sistema. Estos modelos son unificados en un modelo conmutado que describe el sistema completo. Además, proponen una aproximación para generar variables nominales útiles en la validación experimental. Realizan varios experimentos que involucran variaciones en el voltaje y la velocidad angular del motor, y los resultados experimentales se comparan con las trayectorias nominales propuestas. Hernandez Marquez et al. (2017)

En el trabajo de (Vargas Morales et al, 2017) encontramos la implementación de un convertidor CD-CD tipo buck controlado por un microcontrolador ATmega328, realiza un análisis matemático del convertidor buck y emplea el método de Ziegler-Nichols para sintonizar el controlador, lo que demuestra la base teórica. Se utilizan amplificadores operacionales para acondicionar la señal de entrada al microcontrolador, ya que este solo puede leer valores entre 0 y 5V. El controlador propuesto se basa en un controlador proporcional-integral (PI). Por último se presentan resultados de simulaciones y pruebas físicas utilizando el ATmega328, mostrando que el sistema puede regular voltajes en un rango deseado y con una precisión aceptable aunque tiene algunas limitaciones. Vargas Morales et al. (2016)

(Silva Ortigoza et al, 2017) presentan un estudio sobre un sistema de convertidor de potencia bidireccional de CD/CD Buck-motor de CD y su modelado experimental. Revisan la literatura previa sobre el control de este tipo de sistemas y destacan la limitación común de que el motor gira en una sola dirección. Posteriormente, proponen un nuevo diseño que permite la inversión de giro del motor y desarrollan un modelo matemático para el sistema. También describen la deducción del modelo matemático del sistema, considerando cuatro modos de operación diferentes según la configuración de los interruptores en el convertidor Buck y el circuito inversor. Realizan un análisis en estado estable y se presenta la parametrización diferencial del sistema. Además, deta-

llan la plataforma experimental utilizada para validar el modelo matemático, que consta de un convertidor Buck, un inversor y un motor de CD, controlados y monitorizados mediante hardware y software específicos. En si es un trabajo similar al de (Hernández Martínez et al, 2017) ya que el tipo de convertidor es diferente. Silva Ortigoza et al. (2017)

En el artículo de (Zhang et al, 2016) presentan un enfoque novedoso para el control de convertidores DC-DC boost de fase no mínima. Proponen un controlador que combina retroalimentación (feedback) y alimentación directa (feedforward) para mejorar el rendimiento de estos convertidores. El controlador utiliza un regulador cuadrático lineal (LQR) en retroalimentación, con una estrategia de control integral para eliminar errores en estado estacionario. También calculan los valores de ganancia de retroalimentación y el estimador en línea con un filtro de Kalman en estado estacionario. El controlador también incorpora una estrategia de alimentación directa para eliminar errores de fase causados por ceros de fase en la parte derecha del plano complejo, típicos en convertidores de fase no mínima. Esta alimentación directa la implementan utilizando la técnica de control de seguimiento de error de fase cero (ZPETC). Los resultados muestran que este controlador propuesto ofrece un rendimiento superior en comparación con los controladores de compensación digital convencionales. Zhang et al. (2016)

En el trabajo de (Kumari et al, 2016) propone una nueva estrategia para estabilizar un convertidor Boost con filtro de salida, utilizando retroalimentación de estado, control Proporcional-Integral (PI) y el método del Regulador Cuadrático Lineal (LQR). Tiene como objetivo lograr estabilidad y una buena regulación en el sistema de bucle cerrado, incluso en presencia de variaciones en la carga y cambios en las tensiones de suministro y referencia. Los autores respaldan la eficacia de su enfoque a través de simulaciones realizadas en MATLAB. En la sección de aplicación, los autores proporcionan una descripción del convertidor Boost con un filtro de salida, su modelo y parámetros en condiciones normales, además de utilizar la técnica de control LQR para determinar las ganancias de retroalimentación y evaluar la estabilidad y el rendimiento del siste-

ma de bucle cerrado. Los resultados muestran que el controlador propuesto es eficaz para lograr cero errores en estado estable y estabilidad del sistema, incluso con un filtro de salida sin amortiguación y perturbaciones en los parámetros. Kumari et al. (2016)

1.2. Marco Conceptual

1.2.1. Electrónica

La electrónica es una rama de la física y la ingeniería eléctrica que se ocupa de la emisión, el comportamiento y los efectos de los electrones, así como de los dispositivos electrónicos. En otras palabras, la electrónica es el estudio del control del flujo de electrones para crear dispositivos y sistemas útiles Scace (2023). Sin embargo, la electrónica se divide en varios campos de los cuales algunos son los siguientes:

Electrónica Analógica

La electrónica analógica es una rama de la electrónica, que estudia sistemas con variables físicas no constantes en el tiempo y que teóricamente pueden tomar valores infinitos.

Un ejemplo claro puede ser una señal de audio, la cual no es discreta (no toma valores cerrados y enteros).

El dispositivo más común utilizado en electrónica analógica es el transistor bipolar el cual se utiliza ampliamente para amplificar y controlar señales eléctricas. Este componente es de suma importancia para la construcción de circuitos que procesan señales de audio, video y otras aplicaciones que requieren una manipulación continua de variables eléctricas. (véase figura 1.1):

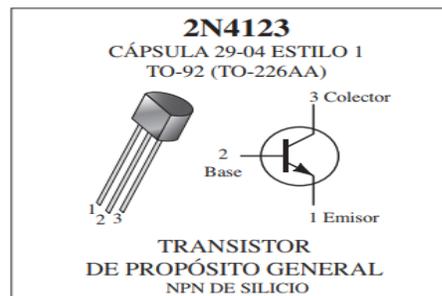


Figura 1.1: El transistor BJT es un dispositivo común en electrónica analógica
Boylestad y Nashelsky (2009)

Electrónica Digital

La electrónica digital es una rama de la electrónica que se encarga de desarrollar y estudiar sistemas con variables discretas que solo pueden tomar valores binarios “0” y “1” , los cuales toman valores de referencia en el circuito implementado, por ejemplo “0” puede ser un valor cercano a 0 voltios o tierra y “1” puede tomar el valor de referencia un voltaje mayor como 3.3V, 5V, 10V, 15V, etc. Al tener solo 2 valores definidos se puede hacer uso de herramientas como el álgebra de Boole, la lógica combinacional y la lógica secuencial. Además de una gran posibilidad de combinaciones de análisis y diseño, hay una gran gama de dispositivos digitales como lo son las compuertas lógicas, convertidores analógico-digital (ADC por sus siglas en ingles), convertidores digital-analógico (DAC por sus siglas en ingles), memorias flash, memorias E²PROM, microcontroladores y microprocesadores.

Electrónica de Potencia

La electrónica de potencia es la rama que se encarga de las aplicaciones que requieren un nivel de voltaje y/o corriente significativamente altos. Se apoya de dispositivos semiconductores para lograr el manejo de diversos sistemas, según Rashid “La electrónica de potencia implica el estudio de circuitos electrónicos destinados a controlar el flujo de energía eléctrica. Estos circuitos manejan flujos de potencia a niveles mucho más altos que las capacidades nominales de los dispositivos individuales.”Rashid (2011) Los dispositivos más frecuentemente utilizados son:

- Tiristores o SCR
- Transistores IGBT
- Transistores MOSFET
- TRIAC
- DIAC

El alcance y las aplicaciones de la electrónica de potencia depende de las necesidades de mercado y de los avances tecnológicos (como por ejemplo autos eléctricos) y según Mohan y Undeland (2009) algunas son las siguientes:

- Fuentes de alimentación conmutadas
- Conservación de la energía
- Control de procesos y automatización de fábricas
- Transporte
- Aplicaciones de electrotecnia
- Aplicaciones relacionadas con la energía pública (Transmisión de alta tensión de CC ó CA)

Algunas otras ramas de la electrónica son la microelectrónica, optoelectrónica, sistemas embebidos así como diseño de circuitos, entre otros.

Convertidores Eléctricos de Potencia Un convertidor es un módulo (o parte de un dispositivo) básico de un sistema de electrónica de potencia, estos módulos o dispositivos utilizan semiconductores que son controlados por señales de control electrónicas, así como inductores o capacitores para ayudar al control. Según Mohan y Undeland (2009) existen diferentes tipos de convertidores (algunos también son llamados de otras formas dependiendo de su aplicación) los cuales son:

1. CA a CC
2. CC a CA
3. CC a CC
4. CA a CA

El convertidor es una etapa de conversión de potencia, específicamente la conversión de CA y CC se conoce como rectificador, el inversor se refiere al convertidor cuando el flujo de potencia promedio es del lado de CC al lado de CA, de hecho Mohan y Undeland (2009) asegura que el flujo de potencia promedio a través del convertidor puede ser reversible, también aclara que mediante la clasificación de convertidores según el tipo de conmutación de los dispositivos dentro del convertidor existen tres posibilidades:

1. Convertidores de frecuencia de línea (de conmutación natural): Son un tipo de convertidor de voltaje que utiliza la frecuencia de la línea de alimentación para controlar el encendido y apagado de los dispositivos semiconductores de potencia. Estos convertidores son relativamente sencillos de diseñar y fabricar, y son adecuados para aplicaciones de baja potencia.
2. Convertidores de conmutación (conmutación forzada): Son un tipo de convertidor de voltaje que utiliza interruptores controlables para encender y apagar los dispositivos semiconductores de potencia. Estos convertidores son capaces de operar a frecuencias mucho más altas que las frecuencias de línea, lo que les permite convertir la energía de forma más eficiente y compacta.
3. Convertidores resonantes y cuasi resonantes: Son un tipo de convertidor de conmutación que utiliza un circuito resonante para controlar el encendido y apagado de los dispositivos semiconductores de potencia. Estos convertidores son capaces de operar a frecuencias mucho más altas que los convertidores de conmutación convencionales, lo que les permite convertir la energía de forma más eficiente y compacta.

Topología de convertidores de potencia Existen diversos tipos de convertidores los cuales se clasifican según su tipo Erickson y Maksimovic (2001):

- Transformación AC-AC: Cambia y controla la magnitud y frecuencia del voltaje en AC.
- Inversión DC-AC: Produce una onda senoidal de magnitud y frecuencia controlable.

- Rectificación AC-DC: Control posible de voltaje en DC.
- Conversión DC-DC: Cambio y control de la magnitud del voltaje y corriente.

Los convertidores electrónicos, funcionan mediante la conversión de la energía eléctrica de una forma de onda de entrada a una forma de onda de salida deseada. El principio de funcionamiento varía según el tipo de convertidor y su aplicación específica, los cuales se describirán brevemente a continuación:

Transformación AC-AC La transformación puede ser posible a través de un transformador de tensión AC que puede ser reductor o elevador dependiendo del diseño de dicho transformador, siendo así que existen transformadores de, por ejemplo, 127VAC a 12VAC para fuentes de alimentación, o los VariAC los cuales tiene un auto-transformador el cual les permite entregar distintas tensiones.

También es posible el control de AC con los llamados “Dimmers” los cuales incluyen uno o varios SCR’s con los cuales según Hart (2001) “controlan la tensión, corriente y potencia media que entrega una fuente de alterna a una carga alterna”.

Inversión DC-AC Los inversores son circuitos que convierten la corriente continua en corriente alterna, según Hart (2001), los inversores son los encargados de transferir potencia de una fuente de CC a una carga de CA. su principio de funcionamiento se basa en PWM o en frecuencia modulada para así obtener una señal de onda de CA. Según Mohan y Undeland (2009) “los inversores de CC a CA de modo conmutado se usan en motores de CA y fuentes de alimentación no interrumpibles, donde el objetivo es producir una salida sinusoidal de CA cuya magnitud y frecuencia pueden controlarse.”

Rectificación AC-DC Los rectificadores AC-DC permiten que la corriente fluya en una sola dirección, el principio de funcionamiento de los rectificadores depende de la utilización de diodos semiconductor, que son componentes unidireccionales, para realizar esta conversión. Normalmente se utiliza un puente de diodos ó puente de Graetz, filtros en forma de capacitores grandes para minimizar el rizado así como opcionalmente un filtro RC.

Conversión DC-DC Como se menciono anteriormente los convertidores DC-DC funcionan mediante la conversión de una tensión continua (DC) de entrada en una tensión continua de salida, que puede ser mayor o menor que la entrada, según el diseño del convertidor. Funcionan a través de una conmutación de uno o varios semiconductores los cuales actúan como interruptores, dependiendo el tipo de convertidor.

Tipos de convertidores DC-DC

Convertidor Reductor (Buck) Se basa en un convertidor básico (troceador) con un filtro LC y un diodo, esto porque el convertidor básico según Hart (2001) no puede suministrar tensión continua ya que la frecuencia de conmutación del transistor interrumpe la corriente constante. En el convertidor reductor el valor de tensión en su salida siempre es menor que el de su entrada.

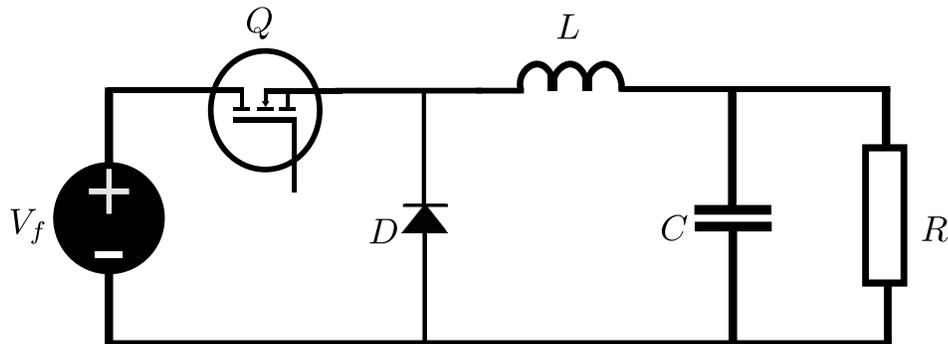


Figura 1.2: Circuito del convertidor reductor

Convertidor Elevador (Boost) Según Pérez Ramírez y Beristáin Jiménez (2016) “un convertidor elevador se emplea para transformar un voltaje de CD a un nivel mayor de CD. Este convertidor es ampliamente utilizado en circuitos donde se requiere acondicionar un voltaje proveniente de baterías, ya sea para alimentar cargas en corriente directa o para acondicionar el nivel de voltaje con el fin de que, a través de un inversor, se alimenten cargas en corriente alterna”. Su valor de voltaje de salida siempre es mayor que el de la entrada, este convertidor es el que se realizará en el presente trabajo.

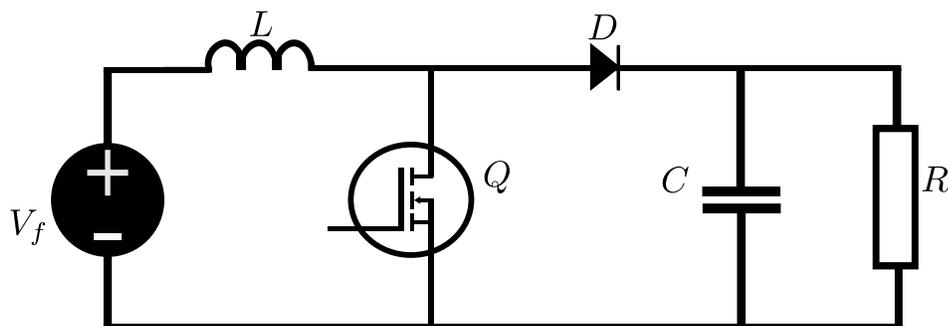


Figura 1.3: Circuito del convertidor elevador

Convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost) El convertidor reductor-elevador es un circuito capaz de aumentar o reducir el voltaje que este suministrado en la entrada. En Pérez Ramírez y Beristáin Jiménez (2016) indica que “Los convertidores de voltaje reductor y elevador tienen la misma polaridad en el voltaje de entrada y salida. En cambio, el convertidor reductor-elevador tiene una polaridad opuesta en el voltaje de salida, lo que significa que el voltaje de salida tiene el mismo signo que el voltaje de entrada, pero con un valor diferente”. Este convertidor es una combinación de las 2 topologías anteriores que son consideradas básicas.

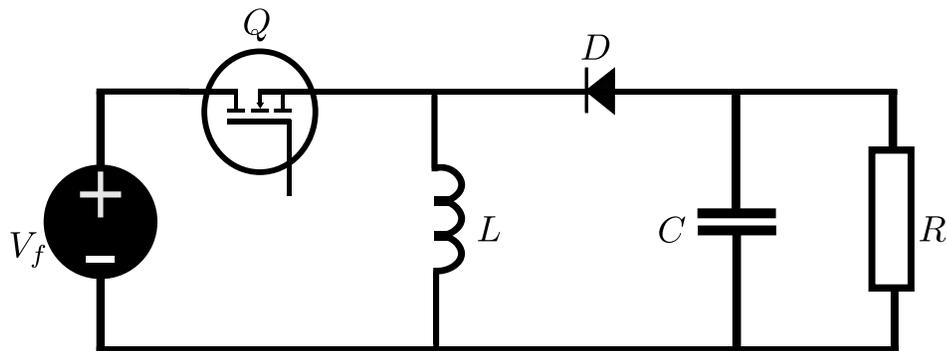


Figura 1.4: Circuito del convertidor reductor-elevador

Convertidor Ćuk Este convertidor es llamado así por su creador Slobodan Ćuk un inventor serbio-croata, este convertidor es similar al convertidor reductor-elevador, sin embargo a su salida proporciona un voltaje de polaridad negativa respecto al común del voltaje de entrada siendo así un convertidor inversor. al igual que el convertidor anterior este es un convertidor compuesto con las 2 topologías básicas (Reductor y Elevador)Pérez Ramírez y Beristáin Jiménez (2016).

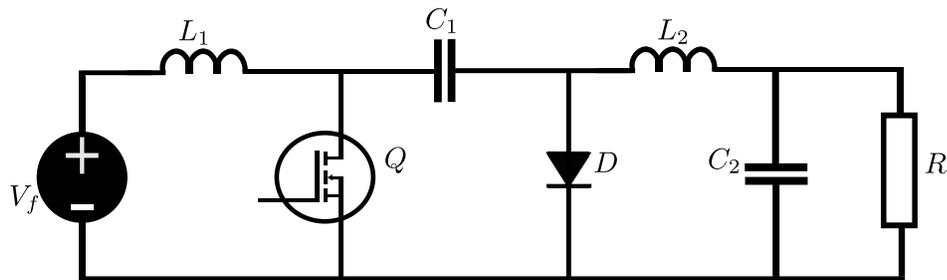


Figura 1.5: Circuito del convertidor Ćuk

Convertidor SEPIC El convertidor SEPIC llamado así por sus siglas en inglés (Single-Ended Primary-Inductor Converter) (convertidor asimétrico con inductancia primaria en español), es un convertidor reductor-elevador que mantiene la misma polaridad de voltaje de su entrada en la salida, según Pérez Ramírez y Beristáin Jiménez (2016) este convertidor se caracteriza por tener a la entrada un inductor y a la salida un capacitor, que deberá mantener el voltaje de salida cuando el diodo esté apagado. Siendo similar al convertidor Ćuk intercambiando las posiciones de la bobina final y el diodo.

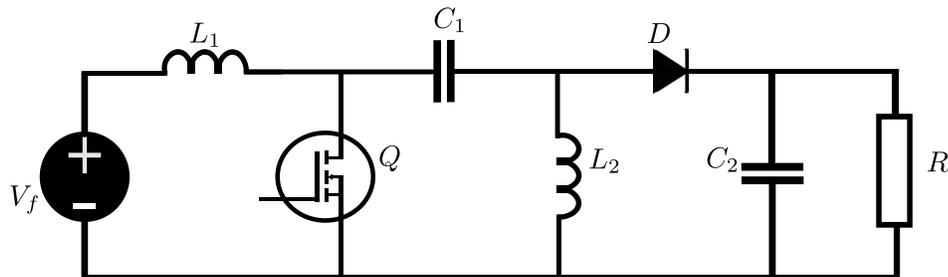


Figura 1.6: Circuito del convertidor SEPIC

Convertidor ZETA El convertidor ZETA está basado en un convertidor reductor-elevador tal y como los 2 anteriores, llamado así por la disposición de sus componentes en forma de letra griega Z (ζ), mantiene la polaridad del voltaje de su entrada en la salida, difiere en la forma de controlar la tensión de salida. Su principal aplicación es en sistemas fotovoltaicos Pérez Ramírez y Beristáin Jiménez (2016).

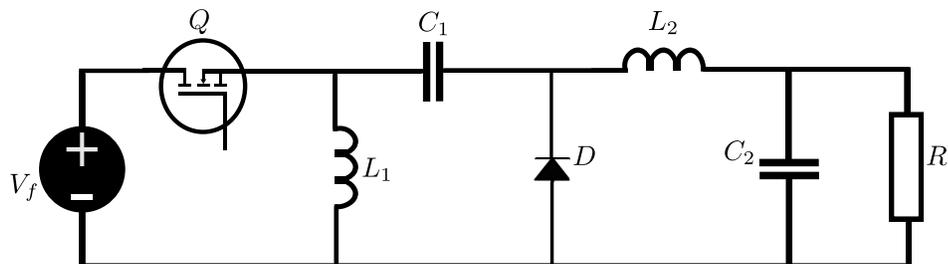


Figura 1.7: Circuito del convertidor ZETA

Estos son los principales convertidores DC-DC que han sido estudiados e investigados en las diversas literaturas. Estos dispositivos son fundamentales en el ámbito de la electrónica de potencia, ya que permiten la conversión eficiente de una tensión continua

de entrada en una tensión continua de salida, que puede ser mayor o menor según las necesidades de la aplicación.

1.2.2. Elementos electrónicos utilizados en los convertidores DC-DC

Para construir convertidores DC-DC, regularmente se eligen 2 tipos de dispositivos semiconductores: los transistores MOSFET y los diodos de recuperación ultra-rápida. Por parte de los dispositivos pasivos comúnmente se utilizan inductores, capacitores y resistencias.

Transistores

El transistor es un dispositivo semiconductor que tiene distintos usos dentro de la electrónica y que genera una señal de salida respecto a una de entrada, de cierta forma internamente esta formado por 2 diodos. Esta compuesto por 3 capas de material, a diferencia de un diodo, los dos tipos de transistor están compuestos por dos capas de material n y una de material p (transistor tipo npn) o por dos capas de material p y una de material n (transistor tipo pn).

Transistor BJT (Transistor de Unión Bipolar) El termino bipolar es porque los huecos y electrones de los materiales n y p participan en el proceso de inyección de energía hacia el material opuestamente polarizado. Estos transistores cuentan con tres terminales, emisor, base y colector. Estos pines se representan por la inicial del nombre de su parte respectiva: E (emisor), B (base) y C (colector): La parte E (emisor), es la que está más fuertemente dopada, es la zona en cargada de “emitir” o inyectar portadores mayoritarios hacia la base.

La parte B (base), tiene un nivel de dopado netamente inferior al de la zona de emisor. Se trata de una zona con un espesor muy inferior al de las capas exteriores. Su misión es la de dejar pasar la mayor parte posible de portadores inyectados por el emisor hacia el colector. La parte C (colector), es encargada de recoger o “colectar” los

portadores inyectados que han sido capaces de atravesar la base por parte del emisor. Es la zona con un nivel de dopado inferior de las tres.

Las aplicaciones principales de un transistor BJT son conmutación, amplificación y protección.

Transistor MOSFET Los transistores MOSFET pertenecen a un grupo de transistores denominados FET (transistor de efecto de campo), que en estructura son diferentes a los clásicos transistores BJT (transistor de unión bipolar) utilizados en electrónica analógica además de la forma de operación.

Los transistores de efecto de campo (FET) son dispositivos semiconductores que se utilizan en una amplia gama de aplicaciones, incluidas las amplificaciones, los interruptores y los convertidores de potencia. Los FET tienen muchas similitudes con los transistores bipolares (BJT), como lo es que ambos tienen 3 terminales y sus aplicaciones son similares, pero también tienen algunas diferencias importantes. Por ejemplo Boylestad y Nashelsky (2009) indica que la principal diferencia es que “el transistor BJT es un dispositivo controlado por corriente, en tanto que el transistor FET es un dispositivo controlado por voltaje”, tal y como lo muestra la figura 1.8

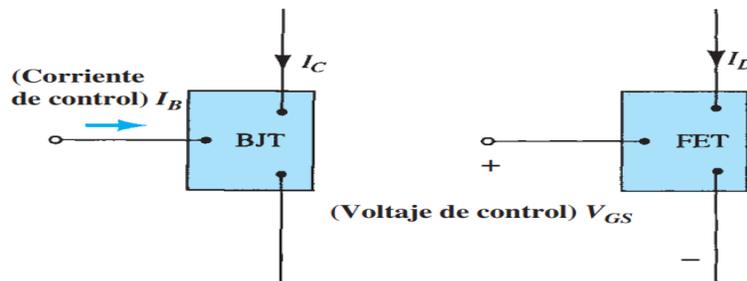


Figura 1.8: Diferencia entre los transistores FET y BJT

Boylestad y Nashelsky (2009)

Otra de sus similitudes es que, al igual que existen transistores BJT tipo NPN y PNP, también existen transistores FET de canal P y canal N. Además debido a su funcionamiento los FET gozan de una alta impedancia de entrada, en algunas aplicaciones no requieren de resistencias externas para su manejo. Dentro del grupo de los FET

existen, como se describió anteriormente los MOSFET, sin embargo, también existen los JFET y los MESFET.

Los MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor por sus siglas en inglés) (Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor en español) es principalmente utilizado para aplicaciones de conmutación y amplificación, existen principalmente 2 tipos, MOSFET tipo empobrecimiento y MOSFET tipo enriquecimiento cada uno con sus tipos de canal P y canal N. El transistor MOSFET tiene tres terminales: la compuerta (Gate, G), drenaje (Drain, D) y fuente (Source, S). Está hecho de un semiconductor (frecuentemente silicio) con una capa de óxido y una región metálica en la parte superior. El MOSFET puede actuar como un interruptor controlado por una tensión eléctrica aplicada a la compuerta. Cuando no hay voltaje en la compuerta, el MOSFET está apagado, lo que significa que no permite que la corriente fluya entre el drenaje y la fuente. Cuando se aplica una tensión positiva en la compuerta con respecto a la fuente, se forma un campo eléctrico que atrae electrones desde la fuente hacia el canal entre la fuente y el drenaje. Esto permite que la corriente fluya del drenaje a la fuente. Su símbolo esquemático se puede observar en la figura 1.9.

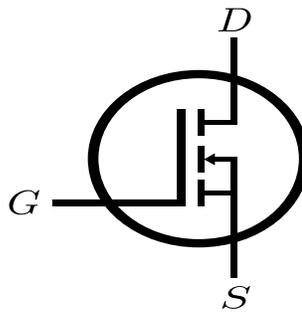


Figura 1.9: Símbolo del MOSFET canal N

Diodo

El diodo es el dispositivo semiconductor más básico formado por 2 materiales (material N y material P), tras de estos materiales hay una extensa información acerca del funcionamiento, sin embargo, para efectos de este reporte se describirá su funcionamiento de una forma más simple. El diodo permite que la corriente eléctrica fluya en una sola dirección, el material P es el que está lleno de “huecos” mientras que el material

N tiene un exceso de electrones, por lo cual al aplicarle una diferencia de potencial el exceso de electrones del material N “saltaran” hacia los huecos del material P, permitiendo que la corriente fluya (siempre y cuando se supere su voltaje de conducción que en diodos de silicio es de 0.7V y 0.3V para diodos de germanio), esta configuración se llama *polarización directa* es decir, conectar el positivo de una fuente de voltaje DC en el material P (ánodo) del diodo y el negativo en el material N (cátodo). Si se coloca al revés la polaridad, el diodo estará en *polarización indirecta* y no conducirá, hasta cierto limite en el cual el diodo posiblemente se destruirá. Nótese que en la figura 1.10 existen 2 flechas, la mas corta indicando el sentido real de la corriente y la flecha más larga indica el sentido convencional de la corriente.

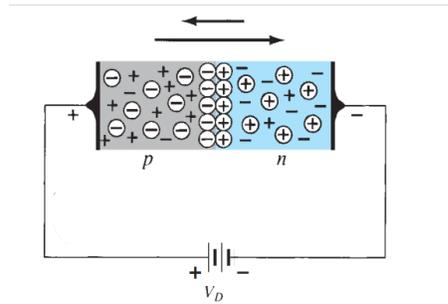


Figura 1.10: Diodo en polarización directa

Boylestad y Nashelsky (2009).

Existen diferentes tipos de diodos, cada uno cumple con una función específica algunos de los cuales son los siguientes:

- Diodo rectificador
- Diodo emisor de luz (LED)
- Diodo Zener
- Diodo Schottky
- Diodo Shockley
- Diodo de recuperación ultra-rápida

Para los convertidores de potencia DC-DC los diodos utilizados son de recuperación ultra-rápida (también conocidos como diodos de alta velocidad) debido a las altas frecuencias que se manejan y que en un diodo rectificador por ejemplo terminarían destruyéndolo. La principal diferencia de los diodos de recuperación ultra-rápida es su capacidad de cambiar entre su estado de conducción y bloqueo en un periodo muy corto (del orden de nanosegundos). El símbolo del diodo puede observarse en la figura 1.11

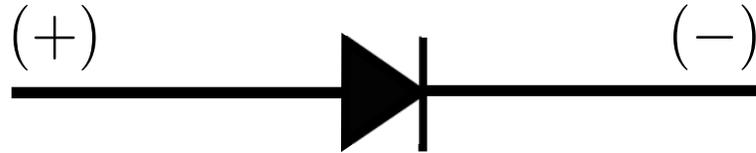


Figura 1.11: Símbolo del diodo

Inductor

El inductor (también llamado bobina, reactor o “choque”) es un elemento electrónico pasivo que almacena energía en forma de campo magnético cuando una corriente eléctrica fluye a través de él. Existen varias formas en las que puede estar fabricado un inductor, no obstante, su forma más básica consiste en un alambre o cable unipolar aislado enrollado en algún núcleo, ya sea de aire o un material específico. Sus aplicaciones son variadas desde su uso en filtros, el almacenamiento y transformación de energía además de supresión de interferencias electromagnéticas como el ruido eléctrico.

Como se comentó anteriormente el inductor se “carga” cuando fluye por el una corriente eléctrica y cuando la corriente eléctrica se detiene, el campo magnético se colapsa y libera su energía en forma de corriente eléctrica. Esta corriente eléctrica se llama corriente de auto inducción. La cantidad de energía que puede almacenar un inductor se denomina inductancia, que según Lowe (2022) es “la capacidad de una bobina de alambre para almacenar energía en el campo magnético que la rodea cuando la corriente fluye a través del alambre. El valor de un inductor se expresa en henrios (H o h) o, más comúnmente, en milihenrios (milésimas de henrio) y microhenrios (millonésimas de henrio).”

Capacitor

Un capacitor es un elemento electrónico pasivo utilizado para almacenar energía en forma de corriente eléctrica en un campo eléctrico en dos placas conductoras separadas por un dieléctrico, según Lowe (2022) “un condensador es un componente electrónico que aprovecha la aparentemente mágica capacidad de los campos eléctricos para atravesar un aislante. Consiste en dos placas planas hechas de un material conductor como la plata o el aluminio, separadas por un material aislante delgado como Mylar o cerámica, las dos placas conductoras están conectadas a terminales para que se pueda aplicar un voltaje a través de las placas”. La unidad de medida de la capacitancia es el Faradio (F), comúnmente se utilizan sus submúltiplos como los microfaradios (millonésimas de faradio). Sus aplicaciones son muy variadas, algunas de las cuales son las siguientes:

- Arranque de motores
- Acoplamiento de señales
- Filtrado

Resistencia

La resistencia es un elemento pasivo electrónico, el cual limita la corriente que fluye a través de ella. En si la resistencia es la oposición al paso de corriente eléctrica, todos los materiales tienen un grado de resistencia, incluso los mejores conductores tienen una pequeña resistencia medible. La resistencia se mide en Ohms (R) y su símbolo es la letra griega Omega (Ω), para Lowe (2022) el Ohm se puede definir como “la cantidad de resistencia necesaria para permitir que fluya un amperio de corriente cuando se aplica un voltio de potencial al circuito”

La resistencia eléctrica se rige por la ley de Ohm que establece que la corriente (I) que fluye a través de un conductor es directamente proporcional a la tensión (V) aplicada e inversamente proporcional a la resistencia (R) del conductor.

Microcontroladores

Un microcontrolador en palabras de Salvatierra (2012) es un “circuito integrado programable que contiene todos los componentes de una computadora y que puede realizar operaciones lógicas así como almacenar datos”.

Los microcontroladores (abreviado μC) están presentes en una infinidad de aparatos y aplicaciones. Por lo general la mayoría de μC tienen la misma estructura Salvatierra (2012), que contiene:

- ALU: Unidad Lógica Aritmética.
- CPU: Unidad de Procesamiento Central
- I/O: Dispositivos de entrada y salida.
- Memoria: Almacenamiento de datos y programa (RAM, Flash, E²PROM).

Además de componentes adicionales como el reloj, el reset, las interrupciones y demás periféricos. Salvatierra (2012) además de limitarse a los μC de 8 bits, aunque claramente existen diferentes tipos y de diversos fabricantes (16 y 32 bits, STMicroelectronics, NXP(antes Motorola Freescale), National Instruments, etc):

PIC vs AVR

La elección entre un μC de cualquier familia radica en la aplicación en la cual se va a utilizar:

La tarjeta de desarrollo Arduino UNO R3 contiene un μC ATmega328p con las siguientes características principales:

Función	Cantidad
Memoria Flash	32Kb
Memoria RAM	2Kb
Memoria E ² PROM	1024 bytes
Pines	28
Frecuencia Máxima	20MHz
ADC	8 canales @ 10 bits
Comparadores	1
PWM	6 canales
Timers	3
I ² C	1
UART	1
SPI	1

Tabla 1.1: Características del ATMega328p

Mientras que el μ C PIC16F628 tiene las siguientes características principales:

Función	Cantidad
Memoria Flash	3.5Kb
Memoria RAM	224 bytes
Memoria E ² PROM	128 bytes
Pines	18
Frecuencia Máxima	20MHz
ADC	N/A
Comparadores	2
PWM	1 canal
Timers	3
I ² C	N/A
UART	1
SPI	N/A

Tabla 1.2: Características del PIC16F628

Como se puede apreciar en la tabla 1.1 y la tabla 1.2, ambos microcontroladores presentan características muy diferentes y están orientados hacia aplicaciones distintas. Sin embargo, al seleccionar uno de ellos para un proyecto específico, es importante considerar varios aspectos. Por ejemplo, si se trata de una aplicación como el control de 8 diodos LED mediante una conexión bluetooth u otra interfaz serial (UART o USART), cualquiera de los dos microcontroladores podría ser adecuado. Sin embargo, se deben evaluar otros criterios como el costo, el tamaño y la posibilidad de expansión del proyecto en el futuro.

Si el proyecto no tiene prevista una ampliación futura y se cuenta con un presupuesto limitado, podría resultar más conveniente utilizar el PIC16F628. Este microcontrolador ofrece una cantidad adecuada de pines y opciones de comunicación, además de ser más económico que el ATmega328p. Por otro lado, si se planea incorporar sensores adicionales, más diodos LED, motores u otras expansiones al proyecto, sería más apropiado optar por el microcontrolador ATmega328p, ya que cuenta con una mayor cantidad de periféricos integrados.

Sin embargo, esta consideración no solo es relevante al comparar entre familias diferentes de microcontroladores, sino que también puede ser de utilidad al elegir entre microcontroladores de la misma familia. Por ejemplo, al comparar un ATmega8 con un ATtiny13, o un PIC16F887 con un PIC18f4550, es importante evaluar cuidadosamente las características específicas de cada uno y cómo se alinean con los requisitos del proyecto.

1.2.3. Control

El control es una metodología con la cual se busca manipular las variables de un sistema o proceso. Existen varias teorías de control dentro de las cuales se encuentra el control clásico y el control moderno. Según Naidu (2002) la teoría clásica (convencional) de control, que se ocupa de sistemas de entrada única y salida única (SISO(Entrada Única Salida Única, este término se utiliza para describir sistemas de control en los que hay una sola variable de entrada y una sola variable de salida.)), se fundamenta principalmente en la teoría de las transformadas de Laplace y su aplicación en la representación de sistemas en forma de diagramas de bloques. Por otro lado, la teoría moderna de control, que aborda sistemas con múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO(Múltiples Entradas Múltiples Salidas, este término se utiliza para describir sistemas de control en los que hay múltiples variables de entrada y múltiples variables de salida.)), se basa en la representación de variables de estado en términos de un conjunto de ecuaciones diferenciales (o de diferencia) de primer orden.

Dentro del control clásico está el PID(PID es un acrónimo que se refiere a un tipo de controlador utilizado en sistemas de control llamado Controlador Proporcional-Integral-Derivativo) que es un controlador utilizado para mantener una variable de un sistema (regularmente la variable de salida) en un valor de referencia, es ampliamente utilizado junto con sus derivados (control P, PI, PD) debido a su simplicidad en una gran cantidad de aplicaciones.

Así mismo existe el Regulador lineal cuadrático (LQR) que es un método de control que proporciona ganancias de retroalimentación controladas de manera óptima (metodología de control óptimo) para que el sistema en lazo cerrado de una planta sea

estable y se obtenga un alto rendimiento, además esta técnica ofrece un menor consumo de recursos computacionales para su implementación así también genera respuestas más rápidas Chamorro (2018).

Metodología PSO

(PSO, por sus siglas en inglés, Particle Swarm Optimization) Optimización por enjambre de partículas en español, es un algoritmo basado en el comportamiento de algunos animales, tales como abejas, cardúmenes de peces o aves en busca de comida, su desarrollo se le atribuye a James Kennedy y Russell Eberhart en 1995. El propósito general de este algoritmo es encontrar la solución más óptima o cercana en un espacio de búsqueda, en problemas de optimización numérica.

En el campo de aplicaciones, tal como indica Poli (2008) “Dividir las aplicaciones del PSO en áreas es complicado.”, sin embargo, al consultar en sitios como IEEE Explore, encontramos una gran variedad de aplicaciones desde técnicas para maximizar la eficiencia de motores de inducción, hasta aplicaciones satelitales.

La gran ventaja de este algoritmo es su versatilidad para encontrar soluciones óptimas además de que puede acoplarse a una gran variedad de sistemas.

Control PSO-LQR

El control PSO-LQR (*Particle Swarm Optimization - Linear Quadratic Regulator*) es una técnica para mejorar el rendimiento de sistemas de motores eléctricos de DC y otros dispositivos. En este enfoque, se utiliza el algoritmo de optimización por enjambre de partículas (PSO) para encontrar los valores óptimos de las matrices Q y R en el control LQR. Según Maghfiroh et al. (2022) el PSO se emplea para ajustar automáticamente los parámetros del LQR, buscando la combinación óptima de las matrices Q y R. Este enfoque busca superar las limitaciones asociadas con la sintonización manual de estas matrices. Además de que este control tiene las ventajas del control óptimo para sistemas MIMO no lineales.

MATLAB

El programa MATLAB puede ejecutar fácilmente manipulaciones de *arrays* (arreglos) y matrices. De igual forma, para invertir una matriz, todo lo que se necesita especificarlo. Tiene poderosas rutinas de trazado integradas. MATLAB se usa de manera extensa en la industria. Mohan y Undeland (2009)

SIMULINK es un poderoso preprocesador gráfico o interfaz de usuario para MATLAB, que permite describir sistemas dinámicos en una forma fácil de diagramas de bloques. Mohan y Undeland (2009)

1.2.4. Creación de circuitos impresos

Una placa de circuito impreso (PCB) es una tarjeta plana que se utiliza para conectar componentes electrónicos mediante conductores trazados sobre una capa de material conductor (comúnmente el material utilizado es una placa de baquelita). Las placas de circuito impreso se utilizan comúnmente en la fabricación de dispositivos electrónicos y equipos de computadora.

Según Lowe (2022), existen varios procesos para fabricar placas de circuito impreso, los más comunes son el método de grabado con láser, grabado directo, inyección de foto-polímero, por transferencia térmica, entre otros. También se indica en Lowe (2022) que existen dos tipos de PCB; orificio pasante y montaje superficial. Los componentes en una placa de orificio pasante tienen conductores de alambre o terminales que se extienden a través de agujeros en el tablero, de ahí el nombre. Las placas de montaje superficial, por otro lado, no tienen orificios y los componentes se sueldan directamente al revestimiento de cobre.

Una vez que se ha fabricado la placa de circuito impreso, se colocan los componentes electrónicos en sus respectivos lugares y se conectan mediante soldadura. Esto se hace utilizando un cautín o pistola de calor y una pasta de soldadura y/o estaño que se coloca sobre los contactos de los componentes y luego se funde utilizando el calor generado. Una vez soldados todos los componentes, se prueba la placa para asegurarse de que está funcionando correctamente.

Creación del circuito electrónico mediante software

Para crear el circuito impreso se necesita de un proceso de diseño y simulación de PCB utilizando un software de diseño. Este proceso se utiliza comúnmente para crear prototipos de PCB y para la producción en masa de PCB. Existen muchos software de diseño de PCB disponibles en el mercado, cada uno con sus propias características y funcionalidades. Algunos de los más utilizados incluyen Altium Designer, Eagle, KiCad y OrCAD.

Para crear una placa de circuito impreso utilizando un software de diseño de PCB, primero se debe seleccionar una plantilla o un tamaño predefinido para la placa, para posteriormente comenzar a dibujar el patrón de conductores utilizando las herramientas de dibujo del software. Se pueden agregar componentes electrónicos al diseño y conectarlos entre sí mediante conductores. Una vez terminado el diseño, se utilizan las herramientas de simulación del software para verificar que la placa funcionará correctamente una vez fabricada. También puede generar archivos de fabricación para enviar a una fábrica de PCB para producir la placa. O incluso se puede exportar los archivos necesarios para un control numérico computarizado (CNC) así como obtener una plantilla del PCB para realizar la placa manualmente.

Capítulo 2

Metodología

2.1. Obtención del modelo matemático del convertidor

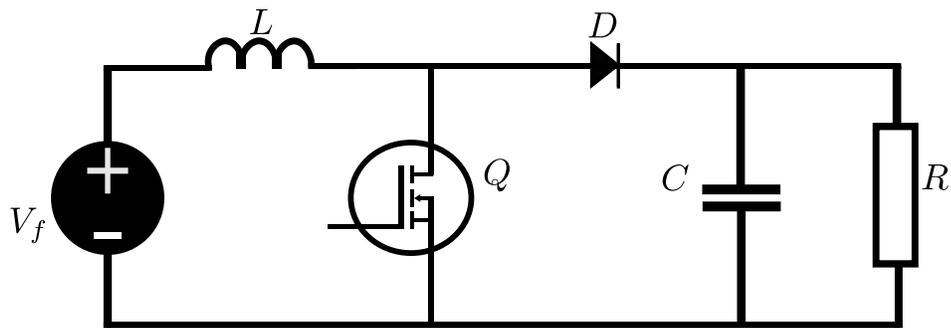


Figura 2.1: Circuito del convertidor elevador para su análisis

Puesto que estos tipos de convertidores se basan en un interruptor ideal el convertidor elevador necesita de una frecuencia relativamente alta para poder elevar el voltaje (regularmente de 10Khz a 25Khz).

El diodo le proporciona una vía a la corriente del inductor cuando el interruptor está abierto y se polariza en inversa cuando el interruptor esta cerrado Para el desarrollo de este proyecto se realizará un convertidor elevador que, como su nombre indica, genera un voltaje medio de salida mas alto que el voltaje entrada V_d . Su aplicación principal es en fuentes de energía de CC regulada y el control de velocidad de motores de CC. El

ciclo de trabajo de el PWM se calcula con la ecuación 2.2, suponiendo que el periodo de conmutación es T , el interruptor estará cerrado un tiempo DT y estará abierto el resto de tiempo $(1 - D)T$:

$$D = \frac{t_{enc}}{T_s} = t_{enc} * f \quad (2.1)$$

Donde:

D =Es el ciclo de trabajo.

t_{enc} =Es el ancho de pulso(parte positiva de la función).

T_s =Es el periodo de la función [s].

f =Frecuencia [Hz].

El calculo de los distintos dispositivos depende de la capacitancia y la inductancia:

Para la inductancia mínima:

$$L_{min} = \frac{D(1 - D)^2 * R}{2 * f} \quad (2.2)$$

Para la inductancia utilizada:

$$L = 1,25 * L_{min} \quad (2.3)$$

Para la capacitancia:

$$C > \frac{D}{Rf * (\Delta \frac{V_o}{V_o})} \quad (2.4)$$

2.1.1. Modelo Conmutado

Se sabe que el modelo del convertidor en modo de conducción continua depende de la corriente del inductor y el voltaje del capacitor además de una señal PWM inyectada a un transistor tipo MOSFET que será modulada y que a través de ella se ejercerá el control, esta señal se comporta como un interruptor y dentro del modelo se llamara u , el modelo conmutado depende de 2 topologías: cuando el PWM está en estado bajo (en analogía al interruptor es cuando esta desactivado) se tomará como $u = 0$ y cuando el PWM esté en estado alto (siguiendo la analogía del interruptor, cuando esta activado) se tomara como $u = 1$. El modelo conmutado describe las ecuaciones diferenciales de corrientes y voltajes en el inductor y el capacitor para las 2 topologías, con esto en cuenta procedemos a obtener el modelo conmutado del convertidor

Topología 1: cuando $u = 1$

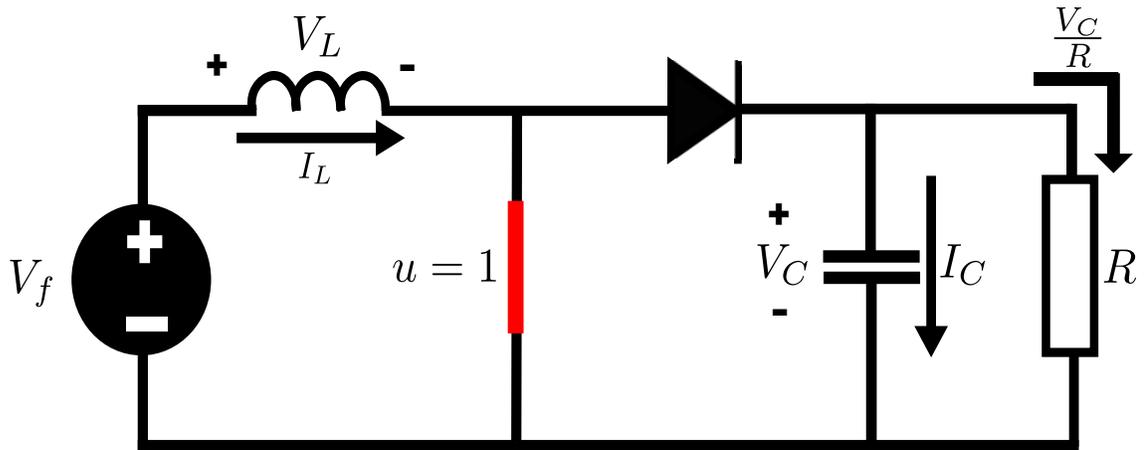


Figura 2.2: Convertidor Boost cuando el interruptor esta cerrado

Cuando el interruptor esta cerrado la inductancia, al estar en paralelo con la fuente de alimentación, tendrá el mismo voltaje que esta, como se muestra en la figura 2.2.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_f \quad (2.5)$$

La corriente del capacitor es la misma que la corriente en la resistencia, por ley de

Ohm la corriente en la resistencia es igual al voltaje sobre el valor de la resistencia:

$$I_C = C \frac{dv_C}{dt} = -\frac{V_C}{R} \quad (2.6)$$

Topología 2: cuando $u = 0$

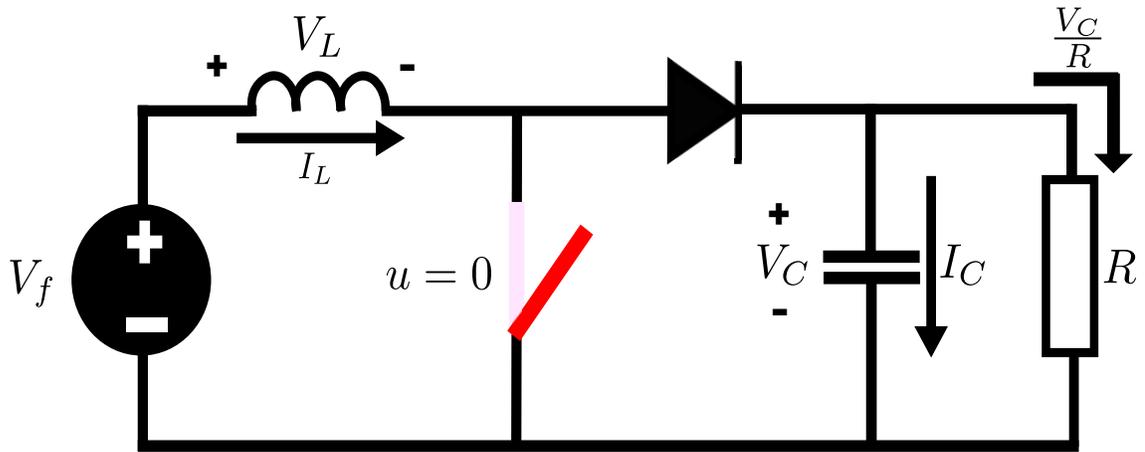


Figura 2.3: Convertidor Boost cuando el interruptor esta abierto

Al abrirse el interruptor el voltaje almacenado en el inductor pasa hacia el capacitor cargándolo, como se muestra en la figura 2.3:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_f - V_C \quad (2.7)$$

La corriente del capacitor será la corriente de la inductancia menos la almacenada:

$$I_C = I_L - \frac{V_C}{R} \quad (2.8)$$

Al tener estas ecuaciones podemos generar el modelo conmutado que englobe ambos estados (topologías) del convertidor, con las ecuaciones 2.5 y 2.7 obtenemos la primera ecuación diferencial:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_f - V_C(1 - u)}{L} \quad (2.9)$$

Y con las ecuaciones 2.6 y 2.8, obtenemos la segunda ecuación diferencial:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{iL(1-u) - \frac{V_c}{R}}{C} \quad (2.10)$$

La razón de ser de u y $(u-1)$ es debido a que, por ejemplo, en la ecuación 2.5 $u = 1$ pero en la ecuación 2.7 $u = 0$ por lo que debemos encontrar una expresión que elimine V_c cuando $u = 0$ por eso se utilizaron estas expresiones.

2.1.2. Modelo Promediado

Para lograr un control en un sistema dinámico se requiere un sistema lineal y, debido a que la variable de control del convertidor es discontinua (únicamente tiene valores entre 0 y 1) no se puede realizar un control, por lo que el primer paso para linealizar el modelo es convertir el modelo conmutado en un modelo promediado, para ello se sustituye u por el ciclo de trabajo del PWM (D) utilizado por el convertidor dado por 2.11:

$$D = \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (2.11)$$

Entonces el modelo promediado a partir de 2.9 y 2.10, además tomando en cuenta 2.11 quedaría como:

$$\frac{d\bar{V}_c}{dt} = \frac{iL(1-D) - \frac{V_c}{R}}{C} \quad (2.12)$$

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{V_f - V_c(1-D)}{L} \quad (2.13)$$

Modelo Linealizado

En primer lugar se obtiene el modelo en estado estable. El modelo en estado estable proporciona los valores a los cuales se van a estabilizar las variables de estado para un determinado valor constante en la entrada. Se utilizan (2.12) y (2.13) para obtener los jacobianos para linealizar el modelo, para ello se utiliza la forma $\dot{x} = Ax + Bu$:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_c}{L} \\ -\frac{iL}{C} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Con 2.14 y 2.15 podemos llegar al modelo linealizado:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}L}{dt} \\ \frac{d\bar{v}C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iL \\ Vc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_c}{L} \\ -\frac{iL}{C} \end{bmatrix} u \quad (2.16)$$

2.2. Elección de los componentes electrónicos a utilizar

Por parte de los dispositivos o componentes electrónicos a utilizar tenemos los siguientes:

2.2.1. Microcontrolador

Dentro de los microcontroladores (μC) que se proponen son los PIC16F628 y el PIC16F88, los microcontroladores AVR no se consideraron para el proyecto debido a que tienen muchos periféricos que no se utilizaran como las comunicaciones I²C y bastantes pines a los cuales no se les dará uso, además del tamaño de memoria y el precio, que en los AVR es más elevado.

El PIC16F628 es un microcontrolador de 8 bits fabricado por *Microchip Technology*. Es un dispositivo de bajo costo y bajo consumo de energía que se utiliza en una amplia gama de aplicaciones, es un μC básico el cual se utilizó para hacer el primer prototipo del convertidor elevador ya que era sin control alguno, en lazo abierto.

El PIC16F88 es otro microcontrolador de 8 bits también fabricado por *Microchip Technology*. Al igual que el anterior es un dispositivo de bajo costo y bajo consumo de energía que se utiliza en una amplia gama de aplicaciones.

Para hacer más objetiva la comparación se puede observar la tabla 2.1:

PIC16F628		PIC16F88	
Función	Cantidad	Función	Cantidad
Memoria Flash	3.5Kb	Memoria Flash	7Kb
Memoria RAM	224 bytes	Memoria RAM	368 bytes
Memoria E ² PROM	128 bytes	Memoria E ² PROM	256 bytes
Pines	18	Pines	18
Frecuencia Máxima	20MHz	Frecuencia Máxima	20MHz
ADC	N/A	ADC	1 (7 canales @ 10bits)
Comparadores	2	Comparadores	2
Módulo CCP	1 canal	Módulo CCP	1 canal 2 salidas
Timers	3	Timers	3
I ² C	N/A	I ² C	1
UART	1	UART	1
SPI	N/A	SPI	1

Tabla 2.1: Comparación entre los 2 PIC considerados para el proyecto

Para el proyecto, finalmente se decidió utilizar el PIC16F88 ya que ofrece mayores prestaciones que el PIC16F628 como el tamaño de las memorias además de contener un ADC (Convertidor Analógico-Digital) y se puede obtener un PWM por medio de 2 pines.

2.2.2. Controlador de MOSFET

El controlador de transistores MOSFET es un dispositivo que controla la conmutación de un MOSFET, proporciona una señal de control necesaria para encender y apagar un MOSFET de manera segura y eficiente. Además proporciona cierta protección de aislamiento a los sistemas de baja potencia.

Dentro de la gran cantidad de modelos de controladores o “*Drivers*” de MOSFET se encuentran los de la familia IR, compatibles con la mayoría de MOSFET de la familia IRF de *International Rectifier* (ahora parte de *Infineon Technology*). Se trabajo con dos *drivers* de esta familia siendo los siguientes:

- IR2104
- IR2101

Los controladores anteriores son muy parecidos, funcionan de manera muy similar,

solo con algunas diferencias insignificantes. Se optó por el IR2104 ya que tiene una terminal de habilitación o apagado (*shutdown*) y no necesita un PWM complementario como el IR2101 para funcionar. Así mismo tiene las siguientes características:

- Entradas de nivel lógico compatibles con niveles TTL de 3.3V, 5V y 15V.
- Canal flotante diseñado para operación de arranque totalmente operativo a +600V
- Bloqueo por bajo voltaje

2.2.3. Transistor MOSFET

El transistor MOSFET es un dispositivo esencial en los convertidores de potencia ya que de ellos depende la conmutación, los MOSFET considerados para el proyecto son los IRF530 y los IRF3205:

IRF530		IRF3205	
Función	Cantidad	Función	Cantidad
V_{DS}	100V	V_{DS}	55V
I_{DM}	56A	I_{DM}	390A
P_D	88W	P_D	200W

Tabla 2.2: Comparación entre el IRF530 y el IRF3205

Como se observa en la tabla 2.2 los dos MOSFET son capaces de manejar grandes corrientes y voltajes, sin embargo, se optó por el IRF3205 por la corriente máxima pulsada de drenaje y por su potencia de disipación así como su cambio de estados rápido.

2.2.4. Diodo de recuperación rápida

Los diodos de recuperación rápida son necesarios en la construcción de un convertidor de potencia DC-DC ya que a diferencia de un diodo común o rectificador, funcionan de una manera rápida y que al utilizar un rectificador acabaría por destruirse. Los diodos con los que se trabajó fueron el BYV29X-500 y el MUR1560.

En la tabla 2.3 se pueden observar algunas características de los diodos utilizados como el máximo voltaje inverso la corriente máxima y el tiempo de recuperación. Se

BYV29X-500		MUR1560	
Función	Cantidad	Función	Cantidad
V_R	500V	V_R	600V
I_F	9A	I_F	15A
T_{rr}	50ns	T_{rr}	60ns

Tabla 2.3: Comparación entre el BYV29X-500 y el MUR1560

eligió el BYV29X-500 ya que tiene un tiempo de recuperación sustancialmente menor al del MUR1560.

2.2.5. Inductor

El inductor utilizado es el KEMET HHBC13-1R2A0081V, que dentro de sus aplicaciones se indica que puede utilizarse para convertidores DC-DC. La inductancia indicada en la hoja de datos es de $81\mu\text{H}$ con 20% de tolerancia, con una medición posterior se llegó al valor de $88.2\mu\text{H}$. Dentro de sus características está la corriente máxima de trabajo, la cual es de 6A.

Para medir la inductancia de bobinas se desarrolló un medidor de inductancias, con un microcontrolador PIC16F628 utilizando el principio de medir la frecuencia de oscilación además de aplicar la formula para la frecuencia de resonancia de un circuito LC y operaciones de punto flotante, tomado del sitio web Rice (2020).

2.2.6. Motor

La razón de ser de este proyecto, el control de la velocidad de un motor por medio de el convertidor. El motor es una parte fundamental de los sistemas robóticos y mecatrónicos ya que puede generar movimiento circular para muchas aplicaciones. El motor utilizado para este trabajo es el MAXON A-Max 240987 de 24V, su corriente nominal máxima es de 998mA adicionalmente tiene una velocidad máxima sin carga de 5930rpm

V_{in} (Voltaje de entrada)	5[V]
V_{out} (Voltaje de salida)	24[V]
F_{sw} (Frecuencia de conmutación)	25[KHz]
r (rizado de salida)	0,01
R (Resistencia de carga)	120[Ω]

Tabla 2.4: Requisitos del convertidor elevador a construir

2.2.7. Regulador de Voltaje

La alimentación general del convertidor será 12V, sin embargo, el microcontrolador y la alimentación del convertidor necesitan 5V por lo que para acondicionar ese voltaje se utilizarán dos reguladores de voltaje LM7805, sin embargo, si se desea alimentar el convertidor con una fuente externa, se incluyó un conector para conectar dicha fuente.

2.3. Diseño electrónico del prototipo

El convertidor elevador propuesto debe cumplir con los requisitos de la tabla 2.4:

Con los valores anteriores se pueden utilizar las formulas dadas en Mohan y Undeland (2009) y en Hart (2001) para obtener los valores de la capacitancia, la inductancia mínima, corriente del inductor, etc.

$$DC = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - 0,2083 = 0,7917 \quad (2.17)$$

La ecuación 2.17 da el resultado del ciclo de trabajo del PWM que se utilizará en el convertidor el cual es 79.17%.

Ahora se obtiene la inductancia mínima (ecuación 2.18) y máxima (ecuación 2.19) para que el convertidor trabaje en modo de conducción continua:

$$L_{min} = \frac{(DC \times (1 - DC)^2) \times R}{2 \times f} = \frac{(0,7917 \times (1 - 0,7917)^2) \times 120}{2 \times 25 \times 10^3} = 82,465\mu H \quad (2.18)$$

$$L = 1,25 \times L_{min} = 1,25 \times 82,465\mu H = 103,08\mu H \quad (2.19)$$

Se obtiene la corriente en el inductor:

$$I_l = \frac{V_{in}}{((1 - DC)^2) \times R} = \frac{5V}{((1 - 0,7917)^2) \times 120} = 960mA \quad (2.20)$$

Por ultimo, se obtiene la capacitancia:

$$C = \frac{DC}{R \times f \times r} = \frac{0,7917}{120 \times 25 \times 10^3 \times 0,01} = 26,389\mu F \quad (2.21)$$

Teniendo en cuenta los dispositivos abordados en el apartado anterior, se puede hacer un resumen de los componentes que estarán presentes en el circuito:

- 1. Controlador de Mosfet IR2104.
- 2. Mosfet IRF3205.
- 3. Diodo de recuperación rápida BYV29X-500 (como alternativa también se cuenta con el MUR1560).
- 4. Inductor de 88.2μ H.
- 5. Capacitores de 22μ F y 4.7μ F.
- 6. Resistencia de carga de 120Ω a 5W.
- 7. Motor Maxon A-Max 240987 24V @ 15W
- 8. PIC 16F88.

Con esto en cuenta se procederá a realizar el circuito electrónico, tomando datos de los componentes de su correspondiente hoja de datos, para el caso del controlador de MOSFET:

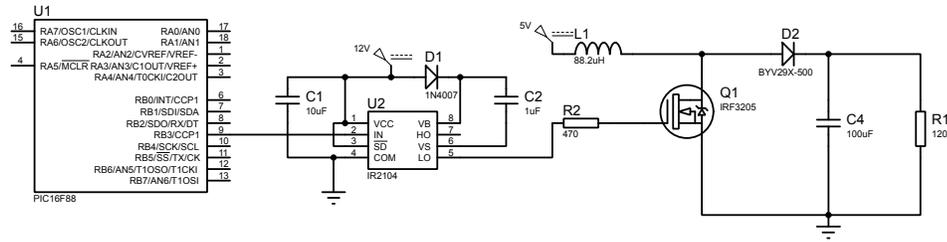


Figura 2.6: Circuito Final a implementar

2.4. Obtención del PWM

La modulación de ancho de pulso (PWM) es una señal que permite controlar el ciclo de prendido y apagado de un componente electrónico variando el ancho de los pulsos de una señal de onda cuadrada. La frecuencia de la señal se mantiene constante, lo que permite que el componente electrónico funcione de manera estable.

En los microcontroladores PIC el PWM se puede obtener de varias formas, aquí se abordara una forma utilizando el módulo CCP (Captura, Comparación y PWM) de dicho microcontrolador (El ECCP (Módulo Captura, Comparación y PWM Mejorado) de algunos μC esta limitado a 20KHz) que en teoría podría generar un PWM con una frecuencia de hasta 2.5MHz.

Para obtener el PWM es necesario seguir las ecuaciones ofrecidas por el fabricante del microcontrolador (dadas en la hoja de datos), en este caso obtendremos los resultados para generar un PWM de 25KHz con un 79.17% del ciclo de trabajo que se utilizará en el control del convertidor. El modulo CCP del PIC depende de varios registros para funcionar, que se listaran mas adelante, sin embargo, se deben hacer los cálculos para cargar los valores en los registros correspondientes.

El primer paso es elegir la velocidad de procesamiento del μC mediante la elección de un cristal oscilador, resonador o un circuito RC externo. Dentro de los cristales osciladores tenemos los siguientes valores máximos y mínimos que puede generar el PIC, dados por las ecuaciones 2.22 y 2.23

$$F_{PWM_{Min}} = \frac{F_{osc}}{(1 + 1) * \gamma * 4} \quad (2.22)$$

$$F_{PWM_{Max}} = \frac{F_{osc}}{(255 + 1) * \gamma * 4} \quad (2.23)$$

Donde γ es el preescalador del reloj principal.

En la tabla 2.5 podemos observar los valores máximos y mínimos de frecuencia PWM con cristales osciladores estándar:

Cristal	F Max	F Min
31KHz	3.875KHz	2Hz
4MHz	500KHz	244Hz
8MHz	1MHz	488Hz
12MHz	1.5MHz	732Hz
16MHz	2MHz	977Hz
20MHz	2.5MHz	1.221KHz

Tabla 2.5: Valores máximos y mínimos de frecuencia PWM

Para obtener la frecuencia deseada para el convertidor (25KHz) se consideró un cristal oscilador de 4MHz y el propio oscilador interno del PIC (ya que contiene osciladores internos con frecuencias seleccionables desde 31KHz hasta 8MHz). Con eso se puede comenzar a obtener los valores que se cargaran en los registros del PIC. Se obtiene el periodo de la frecuencia del PWM y el periodo del cristal oscilador con las ecuaciones 2.24 y 2.25

$$\tau_{PWM} = \frac{1}{25KHz} = 40\mu S \quad (2.24)$$

$$\tau_{osc} = \frac{1}{4000000Hz} = 250nS \quad (2.25)$$

Posteriormente debido a que el módulo CCP (captura, comparación y PWM) en modo PWM depende del timer 2 del microcontrolador para funcionar, debemos obtener el valor del desbordamiento o carga de dicho timer con la ecuación 2.26:

$$PR2 = \frac{\tau_{PWM}}{4(PreescaladorTimer2)(\tau_{osc})} \quad (2.26)$$

El preescalador es una división del reloj principal (4MHz) y sus valores pueden ser de 1, 4 y 16.

Para los 25KHz:

$$PR2 = \frac{40\mu S}{4(1)(250nS)} = 39 \quad (2.27)$$

Para obtener el ciclo de trabajo deseado, primero se debe obtener el máximo ciclo de trabajo (o máximo ancho de pulso), es decir, el valor máximo a cargar el registro encargado del ciclo de trabajo del PIC con la ecuación 2.28

$$DC100\% = (PR2 + 1)(4) \quad (2.28)$$

Para los 25KHz:

$$DC100\% = (39 + 1)(4) = 160 \quad (2.29)$$

Ahora para el ciclo de trabajo deseado (79.17%) se realiza una regla de tres para obtener el valor que se cargará en el registro CCPR1L (que es el que maneja el ciclo de trabajo) del PIC.

$$DC(79,17\%) = \frac{(79,17)(160)}{100} = 126,672 \quad (2.30)$$

Con el resultado de las ecuaciones 2.27 y 2.30 podemos programar el PIC para que genere el PWM con la frecuencia y ancho de pulso deseado.

- Carga Timer 2 = 39
- Carga Registro CCPR1L = 126

El PIC puede ser programado en lenguaje ensamblador o C, se eligió el lenguaje C debido a que es más sencillo codificar, además de que existen macros que facilitan el uso de los registros así como la facilidad de poder incluir el control propuesto. Como compilador se eligió PIC C Compiler debido a su versatilidad y facilidad de uso, sin embargo, sin problema se puede utilizar el IDE oficial de Microchip MPLAB X y su compilador

XC8 ya que los valores obtenidos anteriormente pueden funcionar en cualquier PIC de la familia 16F que su módulo CCP no este limitado a 20Khz.

2.5. Diseño del control a utilizar

El regulador cuadrático lineal es una metodología del control óptimo el cual busca hacer más eficiente la reubicación de los polos en el lado derecho del plano imaginario. Además de utilizar el sistema en espacio de estados o espacio de estados extendido que es multiplicado por una ganancia K para seguir una referencia. En la imagen 2.7 se puede observar un sistema clásico de un control LQR, sin embargo, el sistema debe ser lineal, controlable y observable.

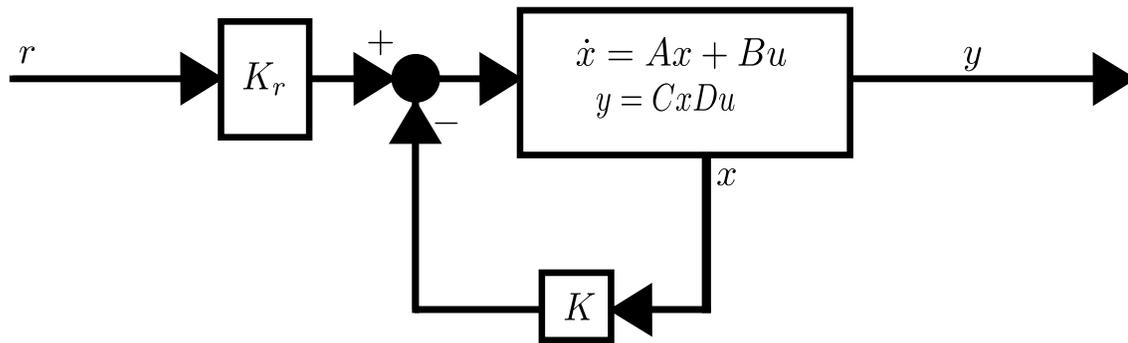


Figura 2.7: Diagrama de bloques de un control LQR

La dinámica del sistema debe estar linealizada y en la forma de espacio de estados extendido. El LQR busca la forma de encontrar la ganancia K de una forma en que el esfuerzo de control y el desempeño del sistema sean equilibrados con una función de costo (ecuación 2.31).

$$J = \int_0^{\infty} (x^t Q_x + u^t R_u) dt \quad (2.31)$$

Donde Q y R son matrices simétricas, constantes y positivas, entonces si Q es más grande que R la regulación de los estados es más rápida y si es inverso la regulación es más lenta.

Según Douglas (2019) el diseño del control LQR puede realizarse de la siguiente forma:

- Desarrollar un modelo lineal

$$\dot{x} = Ax + Bu \text{ y } y = Cx + Du$$

- Ajustar Q y R
- Encontrar la ganancia óptima
- Simular la respuesta

Para esto se debe utilizar la forma de espacio de estados extendidos, con la cual se incluye el error dentro del modelo de forma tal que para el modelo linealizado del convertidor en la ecuación 2.16, el espacio de estados extendido sería:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}L}{dt} \\ \frac{d\bar{v}C}{dt} \\ \bar{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} & 0 \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iL \\ Vc \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Vc}{L} \\ -\frac{iL}{C} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (2.32)$$

Con los valores de esta matriz se puede simular en MATLAB o en Simulink, por lo que aquí se utilizó este ultimo debido a que el modelo del convertidor puede ser realizado con los bloques de los componentes electronicos como se observa en la figura 2.8:

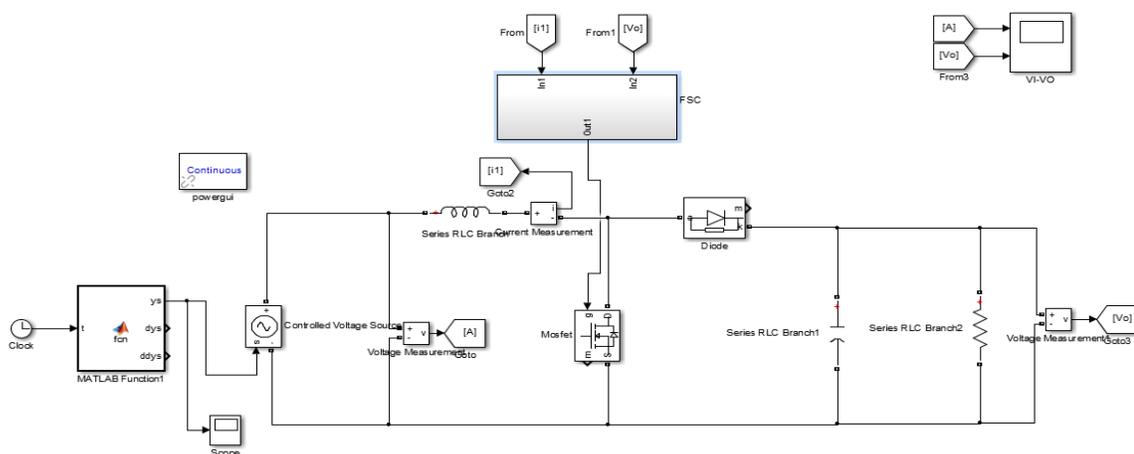


Figura 2.8: Simulación en Simulink del control implementado

Asimismo, la implementación del control en el bloque de subsistema con las ganancias obtenidas del algoritmo PSO y su aplicación se muestran en la figura 2.9:

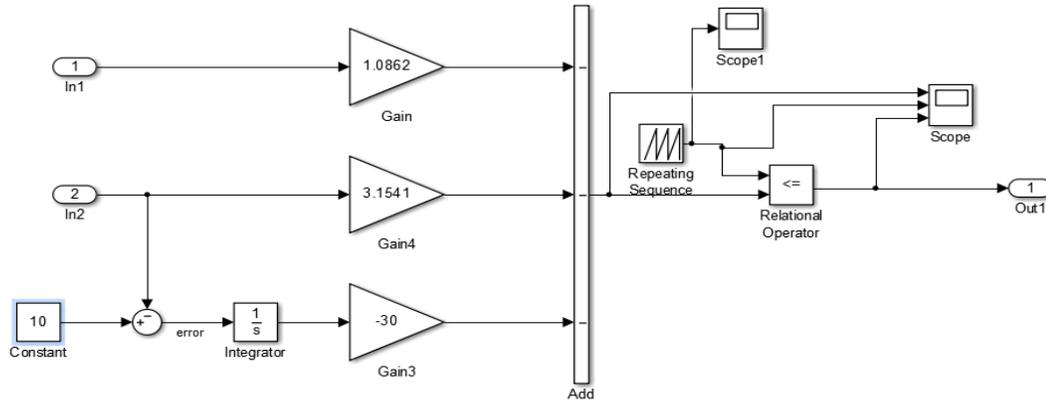


Figura 2.9: Control del convertidor utilizando las ganancias obtenidas del algoritmo PSO

El control implementado a través de estas simulaciones fue el de seguimiento de trayectoria para el voltaje de la fuente de alimentación del convertidor, para elevarlo se propone hacerlo por escalones hasta llegar al voltaje deseado. Los resultados de la presente simulación se muestran en el apartado de resultados.

2.6. Simulación numérica y emulación del sistema utilizando los esquemas de control propuesto y la dinámica del sistema obtenida

La simulación numérica se realizó utilizando el *software* MATLAB basándose en el código desarrollado en Ramos Paja (2020) modificandolo ligeramente, el cual describe el comportamiento dinámico del convertidor para observar si el modelo propuesto era similar en respuesta al presentado por Pérez Ramírez y Beristáin Jiménez (2016) y también para verificar si el control anterior podría ser válido. Las gráficas de las respuestas del sistema se encuentran en el apartado de resultados.

Algorithm 1: Pseudocódigo para el cálculo y graficación.

Parámetros: $V_{in} = 5$;

$V_{out} = 24$;

$R = 120$;

$f = 25e3$;

$r = 0.01$;

$t_f = 1 / f$;

// Cálculo

- 1 Calcular condiciones iniciales del convertidor tales como capacitancia, inductancia, etc.

// Modelo de Conmutación

- 2 Resolver el modelo conmutado del convertidor mediante ecuaciones diferenciales e integral de Euler, establecer una perturbación al PWM opcionalmente.

// Modelo Promediado

- 3 Resolver el modelo conmutado del convertidor mediante ecuaciones diferenciales e integral de Euler, establecer una perturbación al PWM opcionalmente.

Result: Graficar las respuestas de los modelos promediado y conmutado para visualizar su comportamiento dinámico

Asimismo se realizó la simulación en el entorno de diagramas de bloques de MATLAB, Simulink utilizando el recurso *Powergui* mostrado en la figura 2.10.

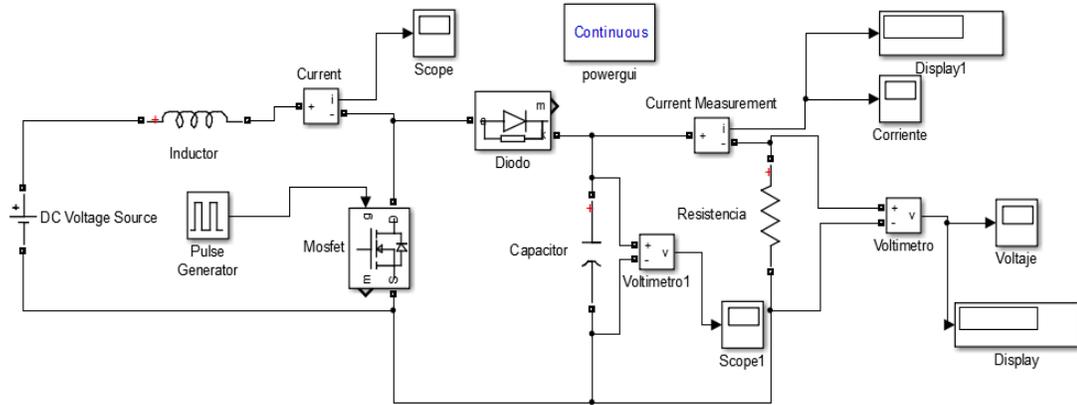


Figura 2.10: Simulación en Simulink

Para la emulación del sistema se utilizaron los *software* MULTISIM 14.1 (figura 2.13) y Proteus 8.11 (figura 2.11), derivado de que ningún *software* es perfecto y que los componentes electrónicos físicos no son ideales los resultados pueden variar según el *software*, sin embargo, el circuito realizado en los 2 *software* fueron los siguientes:

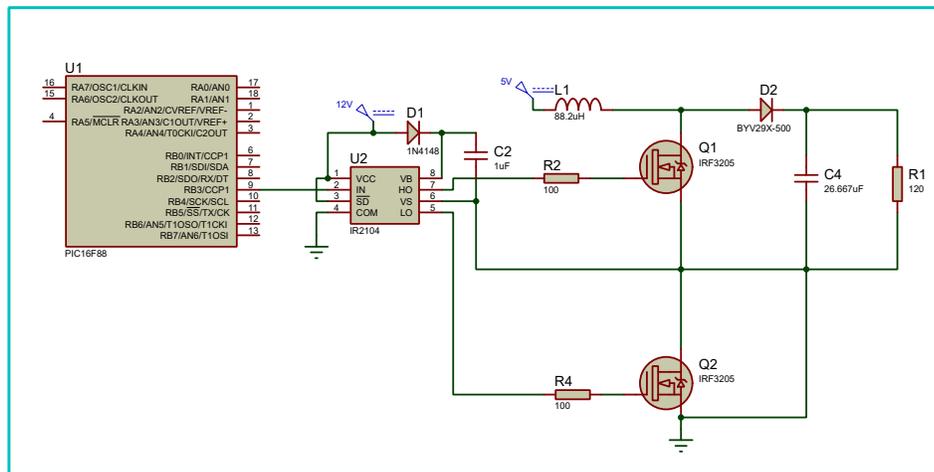


Figura 2.11: Circuito emulado en Proteus 8.11

El circuito simulado en Proteus 8.11 de la revisión final es el siguiente:

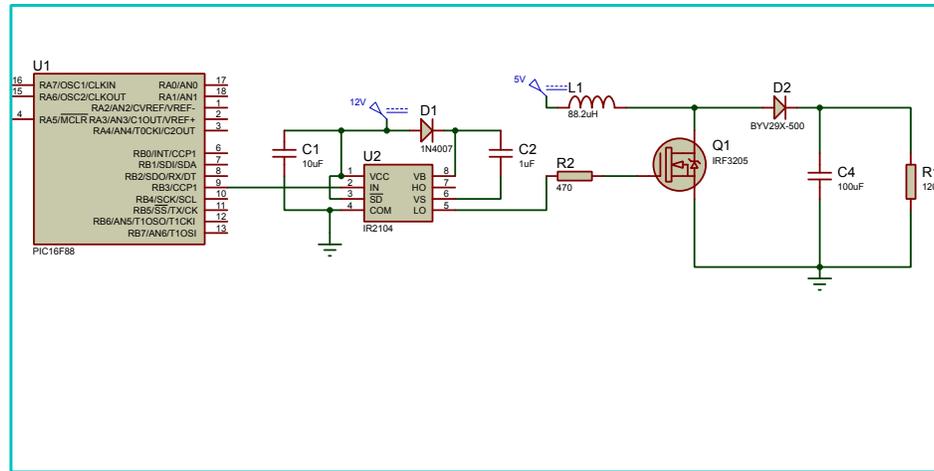


Figura 2.12: Circuito emulado en Proteus 8.11 en el cual se mejoró el diseño

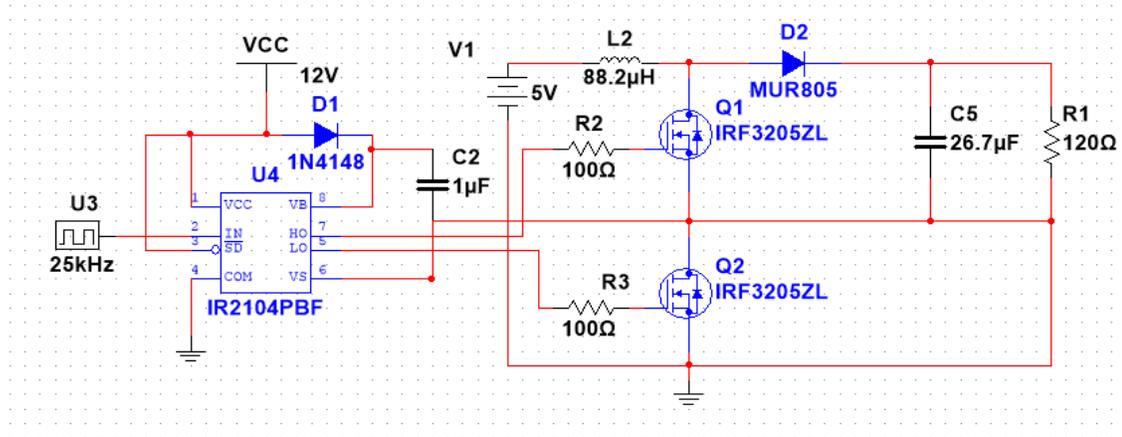


Figura 2.13: Circuito emulado en MULTISIM 14.1

El circuito simulado en MULTISIM 14.1 de la revisión final es el siguiente:

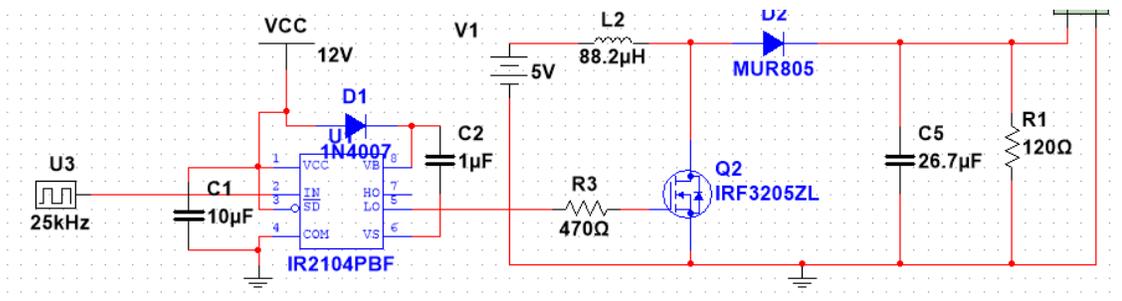


Figura 2.14: Circuito emulado en MULTISIM 14.1 en el cual se mejoró el diseño

2.7. Construcción física del prototipo

Enfocándonos a la construcción física del convertidor, el primer impedimento al que nos enfrentamos es el capacitor necesario para el circuito, $26.389\mu\text{F}$ no es estándar por lo que para obtener la capacitancia deseada se necesita hacer un arreglo de capacitores, ya sea en paralelo o en serie. En este caso se prefirió utilizar capacitores de los siguientes valores:

- $22\mu\text{F}$
- $4.7\mu\text{F}$

Con estos capacitores disponibles podemos hacer una conexión en paralelo para sumar sus capacitancias:

$$C_T = 4,7 * 10^{-6} + 22 * 10^{-6} = 26,7 * 10^{-6} = 26,7\mu\text{F} \quad (2.33)$$

Así obtenemos una capacitancia muy cercana a la necesaria por el circuito. La inductancia para que este convertidor funcione debe ser entre $82.465\mu\text{H}$ y $103.08\mu\text{H}$ por lo que $88.2\mu\text{H}$ está dentro del rango en el cual el convertidor funciona en modo de conducción continua.

Para el correcto funcionamiento del controlador de MOSFET se eligieron los siguientes componentes:

- Capacitor de $1\mu\text{F}$
- Diodos 1N4148
- Resistencias de 100Ω

Para realizar la medición de la corriente en la bobina se se puede utilizar un sensor de efecto Hall, así como para medir el voltaje de salida se utilizaron 2 resistencias en configuración de divisor de voltaje en conjunto con un diodo Zener de 5.1V , 1N4733 para proteger el pin del microcontrolador. Así también se recurrió al uso de reguladores de voltaje LM7805, con sus respectivos capacitores, para acondicionar el voltaje de entrada al microcontrolador y al inductor del convertidor

2.8. Implementación del control en el prototipo construido

Para la implementación del control se debe retroalimentar la corriente de la bobina y el voltaje de salida hacia el microcontrolador, con un sensor de corriente tipo de efecto Hall y un divisor resistivo. Además de que para conocer la velocidad del motor, se cuenta con un encoder óptico.

Se diseñaron placas PCB específicamente para el proyecto con el fin de permitir modificaciones en el control directamente en el circuito, evitando la necesidad de retirar el μC del mismo. No obstante, con el objetivo de expandir las capacidades de control del convertidor elevador, especialmente para lograr un control más preciso o incluso para controlar otros tipos de motores, se desarrolló una placa de desarrollo adicional para un μC DsPIC30F4012. Este microcontrolador ofrece una serie de ventajas, incluyendo una mayor cantidad de periféricos, unidades de PWM más robustas y un mejor procesamiento de señales. Además, destaca su velocidad máxima de operación de 120MHz, lo que lo convierte en una mucho mejor opción para aplicaciones que requieran una mayor capacidad de procesamiento.

La primera versión del circuito final con los sensores se muestra en la figura 2.15, además de que este fue el circuito implementado en PCB:

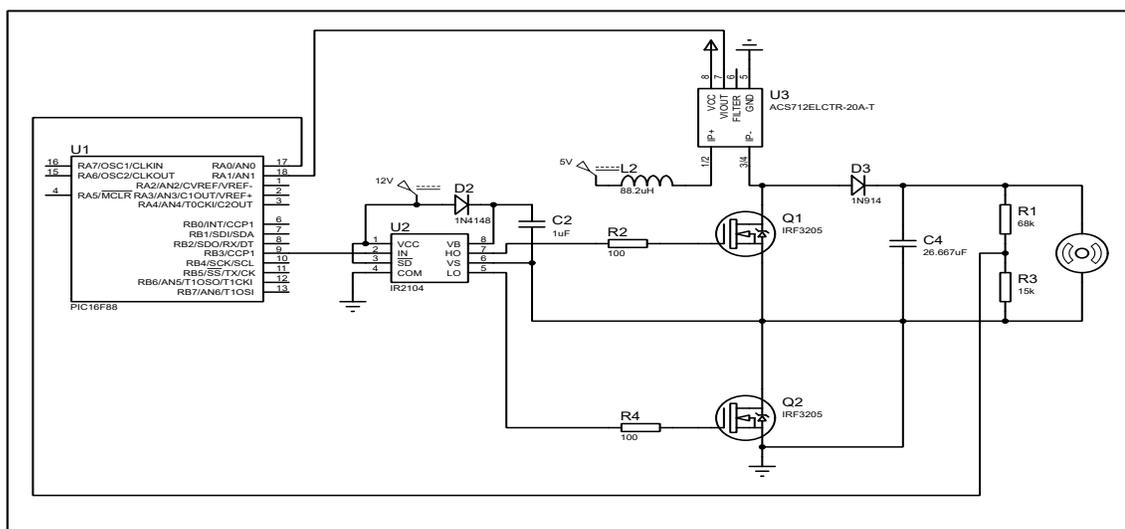


Figura 2.15: Circuito preliminar a implementar con el control

Como parte de la mejora del circuito se retiró uno de los transistores MOSFET y sólo se utilizó la salida baja del controlador IR2104 con la cual el pulso se puede obtener igual que en la configuración de medio puente del controlador con menos dispositivos, el circuito de la revisión final se muestra en la figura 2.16

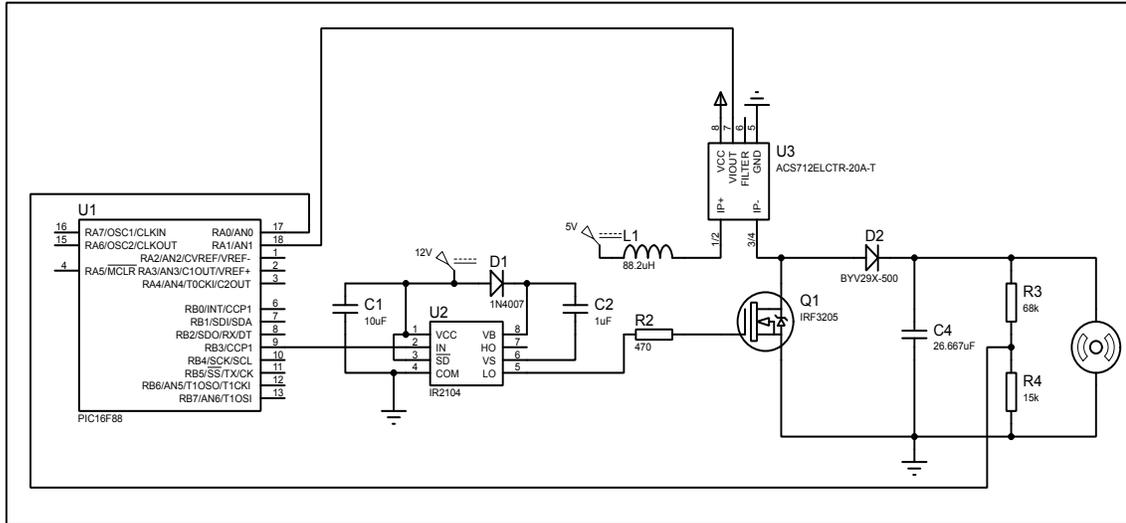


Figura 2.16: Circuito Final a implementar con el control

Capítulo 3

Resultados

3.1. Simulación del convertidor

3.1.1. MATLAB

La simulación en MATLAB fue necesaria para corroborar el modelo del sistema además de observar como se comportaría ante una perturbación.

En la figura 3.1 se puede observar la gráfica de los modelos conmutado (en azul) y promediado (en rojo). El voltaje del capacitor esta en la parte superior de la imagen y la corriente del inductor en la parte inferior, estos resultados son en lazo abierto, sin ningún control que regule las variables.

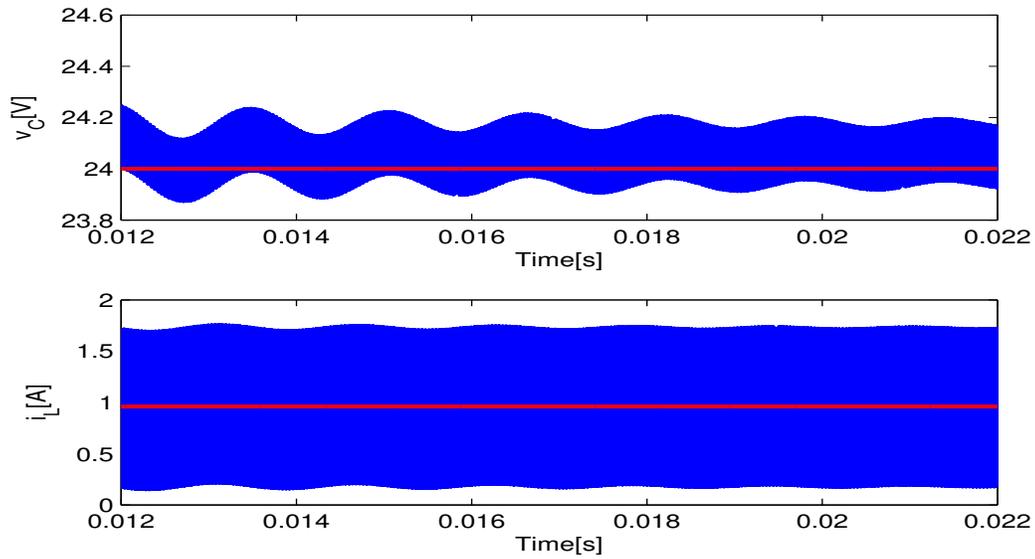


Figura 3.1: Comportamiento del modelo sin perturbaciones

Sin embargo, se aplicó una perturbación en el ciclo de trabajo del PWM para observar su comportamiento y el resultado fue el siguiente:

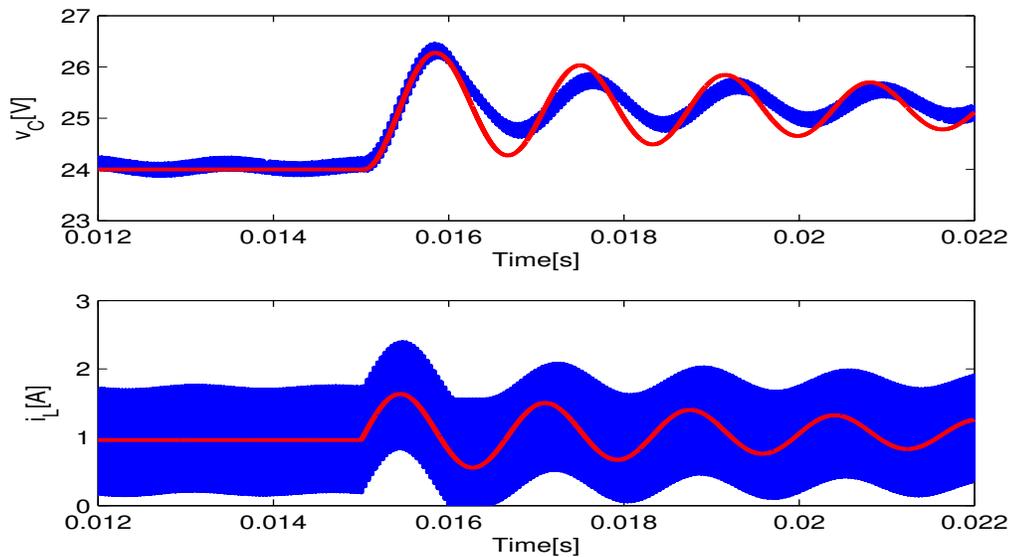


Figura 3.2: Comportamiento del modelo con perturbación en el ciclo de trabajo del PWM

Para la implementación del control se utilizó el *software* Simulink de MATLAB para seguimiento de trayectoria para el voltaje de la fuente de alimentación, los resultados

fueron los siguientes:

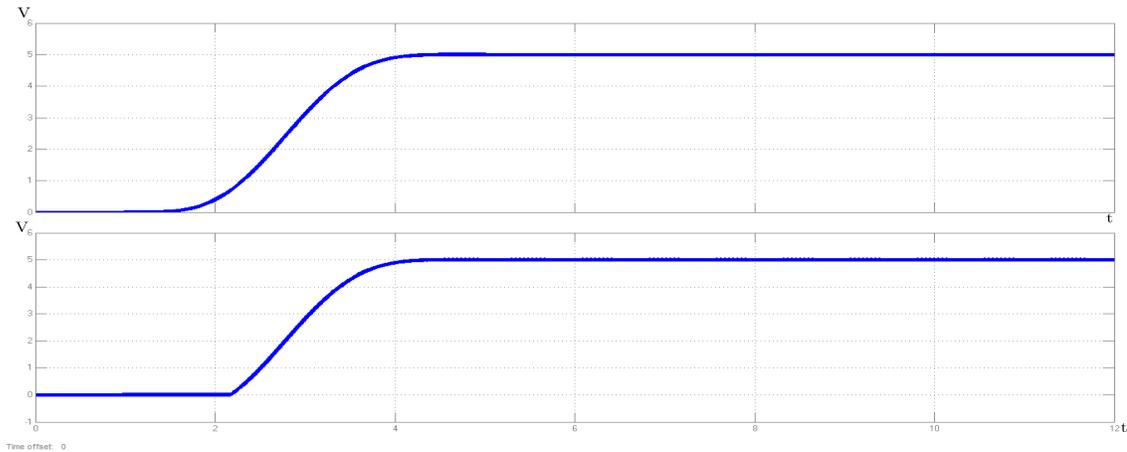


Figura 3.3: Gráficas resultantes de la simulación en Simulink

La gráfica de la figura 3.3 en la parte superior corresponde al voltaje de entrada del convertidor, mientras que en la gráfica inferior se logra apreciar el resultado del control, como se ve, el seguimiento de la trayectoria es eficiente ya que no tiene sobreimpulsos en la respuesta.

3.2. Emulación del convertidor

3.2.1. Proteus 8.11

Primero se obtuvo la gráfica del PWM generado por el microcontrolador PIC16F88 el cual es de 25KHz a 79.17 % de ciclo de trabajo. En la figura 3.4 se ve el periodo de $40\mu\text{S}$ que es una frecuencia de 25KHz.

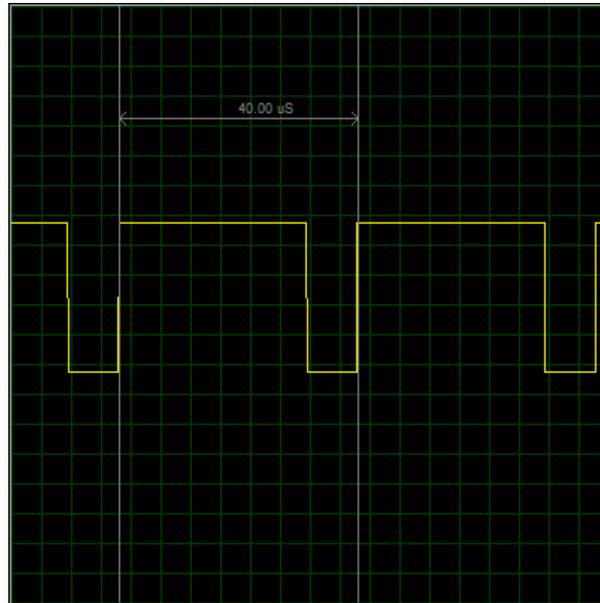


Figura 3.4: PWM obtenido del microcontrolador

Emulación del convertidor a lazo abierto, sin control alguno:

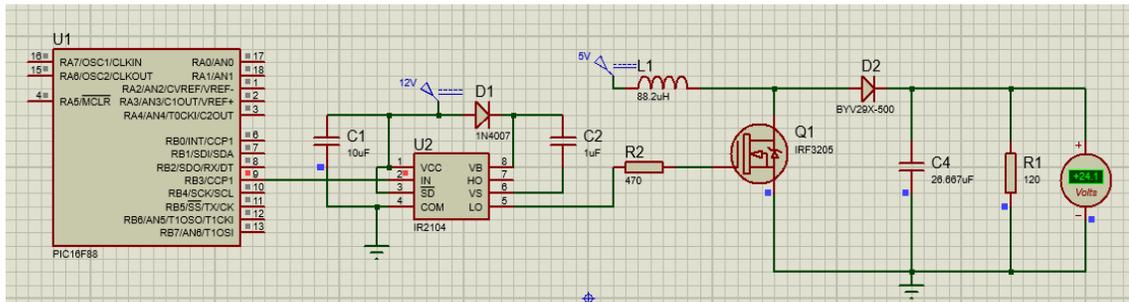


Figura 3.5: Emulación del convertidor

El resultado observado en la figura 3.5, puede variar según las especificaciones de la computadora donde se ejecute el simulador ya que la carga computacional es alta e incluso puede fallar debido a las fallas propias del *software*.

3.2.2. MULTISIM 14.1

Emulación del convertidor a lazo abierto, sin control alguno:

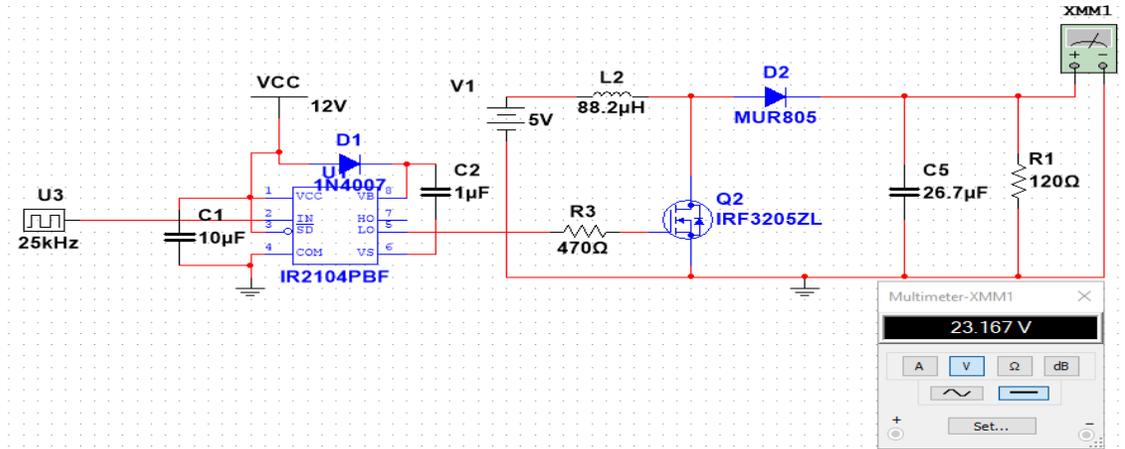


Figura 3.6: Emulación del convertidor en MULTISIM

El resultado observado en la figura 3.6, puede variar según las especificaciones de la computadora donde se ejecute el *software* e incluso puede fallar la simulación debido a los requisitos computacionales de esta. El control no pudo implementarse en este simulador de circuitos debido a que no cuenta con un catalogo amplio de microcontroladores para simular.

Se optó por utilizar dos *softwares* diferentes para simular el convertidor con el fin de aprovechar las características de cada uno de ellos, así como para validar los resultados obtenidos mediante una comparación.

Proteus 8.11	MULTISIM 14.1
24.1V	23.167V

Tabla 3.1: Resultados de las emulaciones en los dos *software* probados

3.3. Construcción Física del convertidor

Se realizó la construcción física del prototipo del convertidor en una *protoboard*:

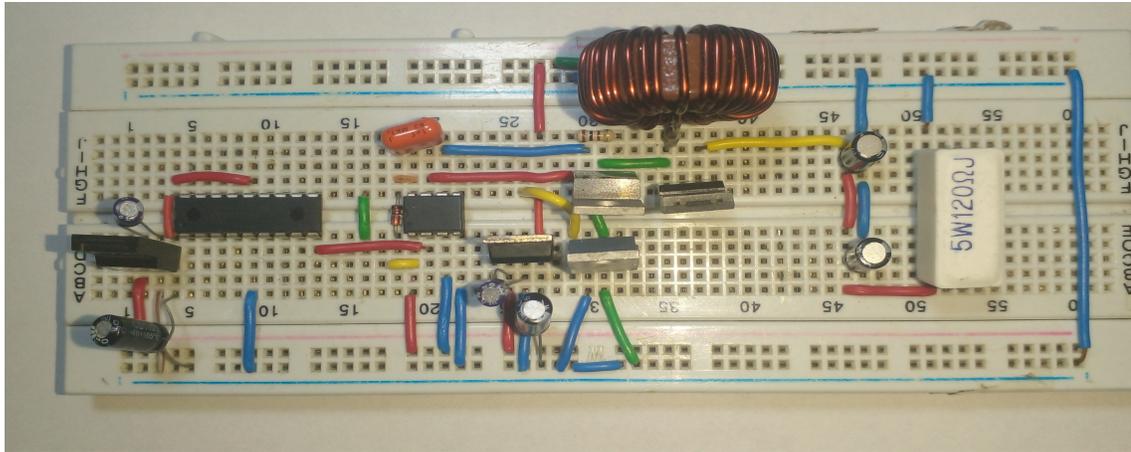


Figura 3.7: Construcción del prototipo del convertidor

En la construcción física, al igual que en la emulación se obtuvo la medición del PWM con un osciloscopio para verificar que la señal generada correspondiera con la programación y los cálculos antes realizados.

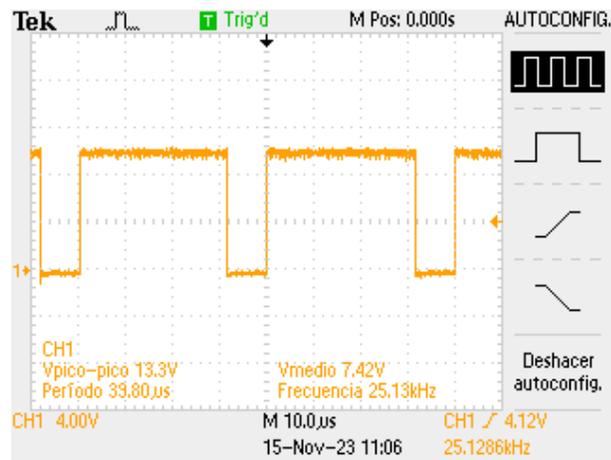


Figura 3.8: PWM generado observado en un osciloscopio

Así también se obtuvo el sobre impulso en lazo abierto del convertidor donde se logra apreciar que el sobre impulso no es muy alto lo que indica un sistema estable:

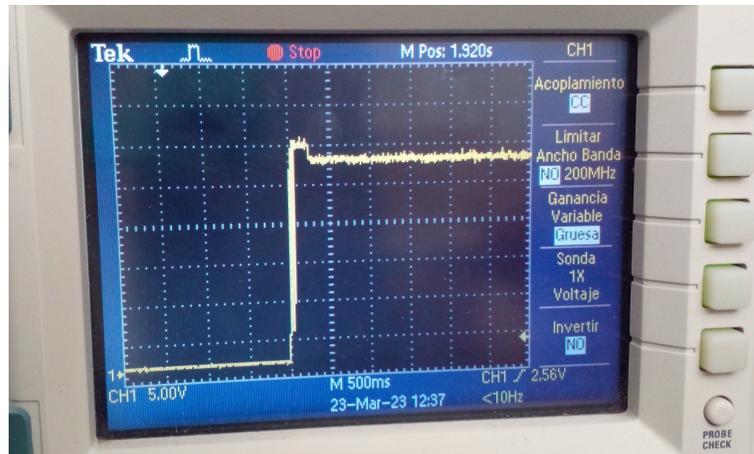


Figura 3.9: Sobreimpulso de voltaje del convertidor

El voltaje obtenido en el convertidor a lazo abierto fue el siguiente, la carga utilizada fue la resistencia de 120Ω y los componentes al no ser ideales el voltaje final difiere al deseado, los componentes se listan en la tabla 3.2:

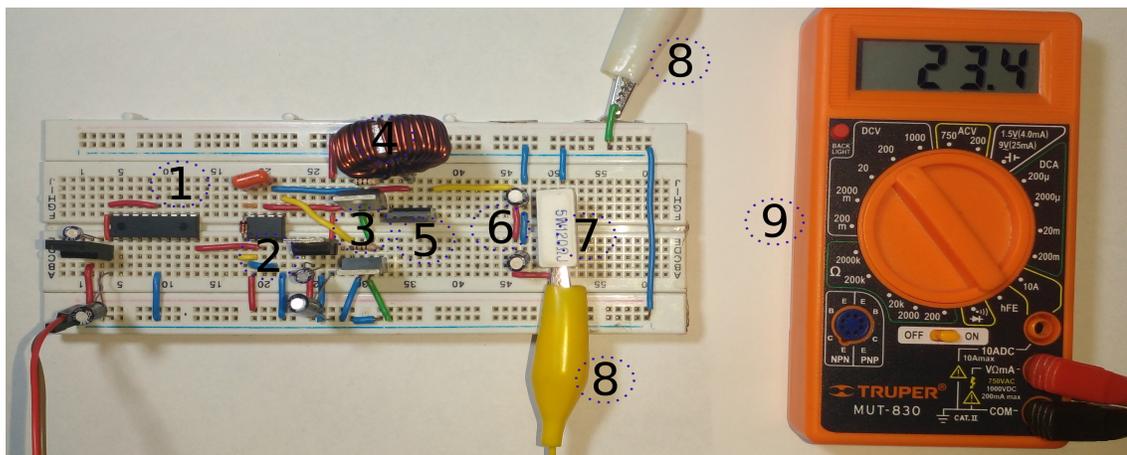


Figura 3.10: Voltaje obtenido del prototipo del convertidor elevador propuesto

Número	Dispositivo	Número	Dispositivo
1	μ C PIC16F88	6	Capacitores en paralelo (27μ F)
2	Driver de MOSFET IR2104	7	Resistencia de Carga(120Ω)
3	Transistores MOSFET IRF3205	8	Puntas de multímetro
4	Inductor de 88.2μ H	9	Multímetro en medición de voltaje
5	Diodo ultrarápido BYV29X-500		

Tabla 3.2: Dispositivos del Circuito Físico

3.4. Diseño de las placas de circuito impreso

Como parte del proyecto se desarrollaron placas de circuito impreso o PCB para la implementación de los diferentes circuitos abordados en el presente proyecto, como el medidor de inductancia, la placa de desarrollo para el DsPIC30F4012 y la misma plataforma de pruebas del convertidor elevador.

Aquí se presentan los diseños realizados de las distintas placas PCB:

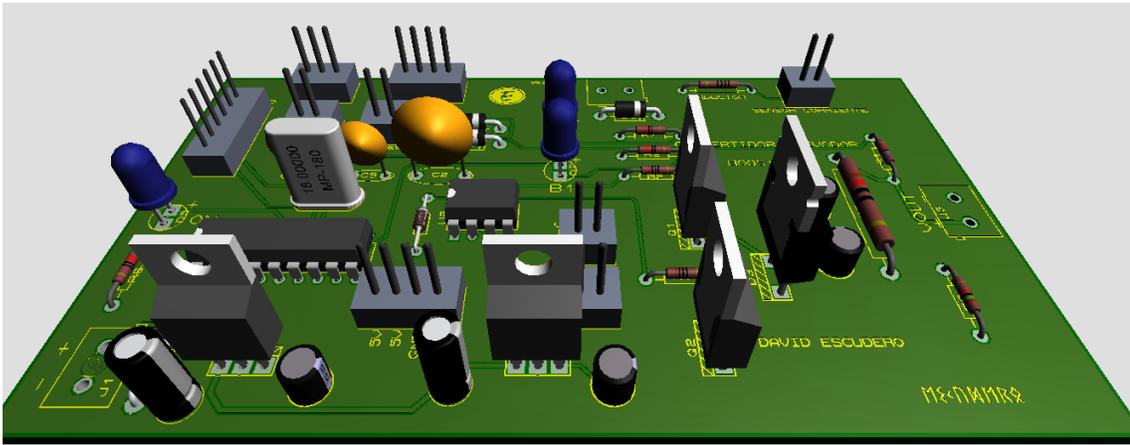


Figura 3.11: PCB de la placa de pruebas del convertidor elevador

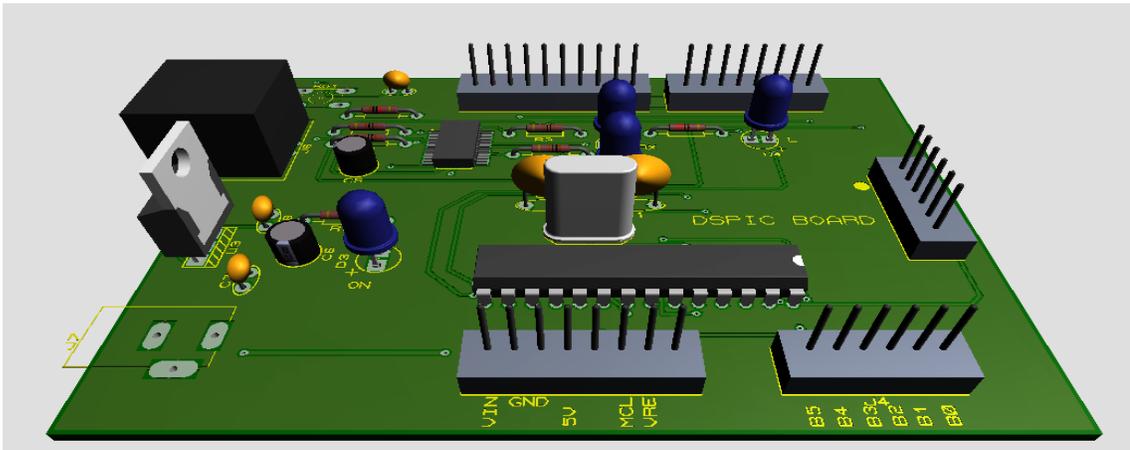


Figura 3.12: PCB de la placa de desarrollo DsPIC

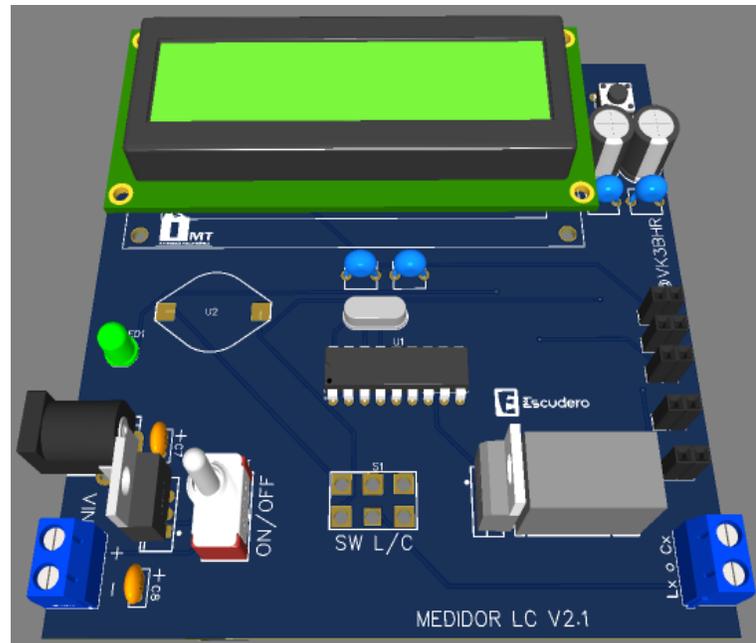


Figura 3.13: PCB del medidor de inductancia

Asimismo se realizaron 2 diseños más de la PCB para el convertidor elevador, una de ellas con la revisión final (figura 3.14) y una más con una interfaz USB para tener la posibilidad de obtención de datos del convertidor en una computadora (figura 3.15):

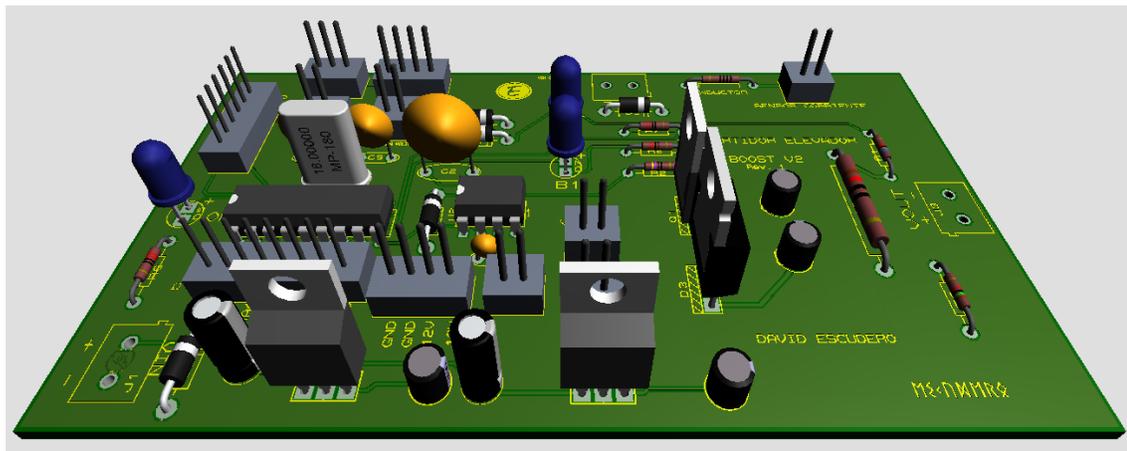


Figura 3.14: PCB con la revisión final del circuito del convertidor elevador

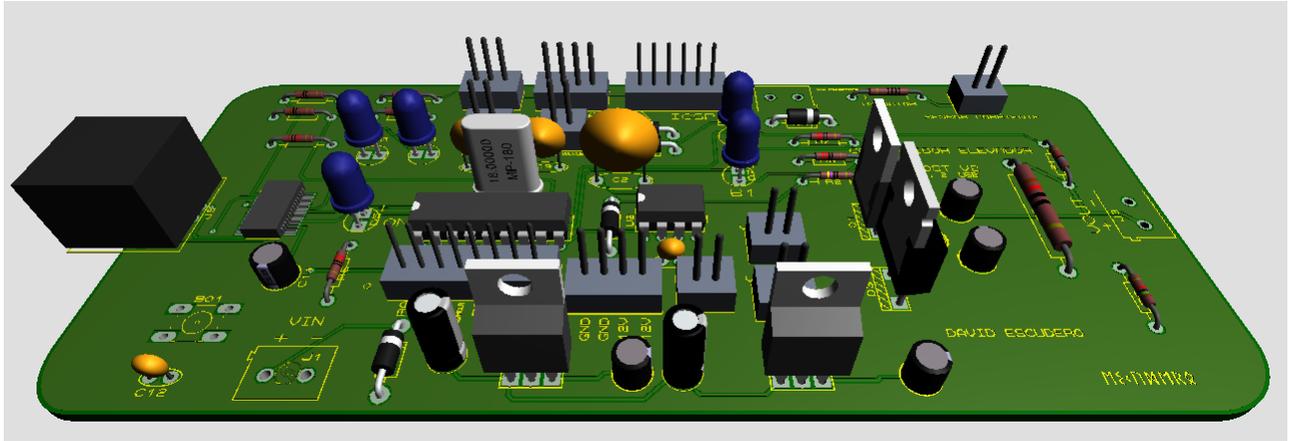


Figura 3.15: PCB del convertidor con interfaz USB

3.5. Respuesta del sistema utilizando PSO.

Durante el proceso de optimización se utilizaron los parámetros que se presentan en la siguiente Tabla:

Parámetro	Valor
f_o	ITAE(γe^{-2})
γ	1×10^6
Swarm size	30
Iteraciones	50

Tabla 3.3: Valores utilizados para el algoritmo PSO.

Aquí, para el diseño de la función objetivo f_o se utilizó la integral del error absoluto ponderado en el tiempo (Integral of Time-weighted Absolute Error, ITAE) que es un criterio de desempeño utilizado en la optimización y el control de sistemas. Es una medida que pondera los errores en el tiempo, dando mayor importancia a los errores que ocurren más tarde en el proceso. La fórmula general para calcular el ITAE está dada por la siguiente expresión:

$$ITAE = \int_0^{\infty} t \cdot |e_{v_0}(t)| dt \quad (3.1)$$

donde e_{v_0} es el error entre el valor del voltaje de salida del convertidor y el valor

deseado establecido en el proceso de diseño. Lo que se pretende es reducir el sobreimpulso del voltaje de salida para mejorar la respuesta del sistema, sin utilizar técnicas convencionales como la asignación de polos, como se observa en las Figura 3.16 y 3.17, donde se presenta la respuesta del sistema utilizando el control LQR. Observe que en la segunda figura se utilizó la PSO para la selección de las ganancias.

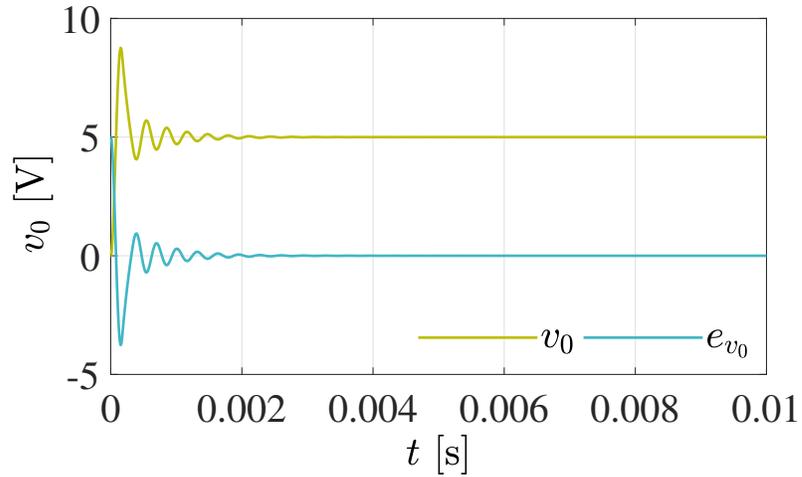


Figura 3.16: Respuesta no optimizada del sistema.

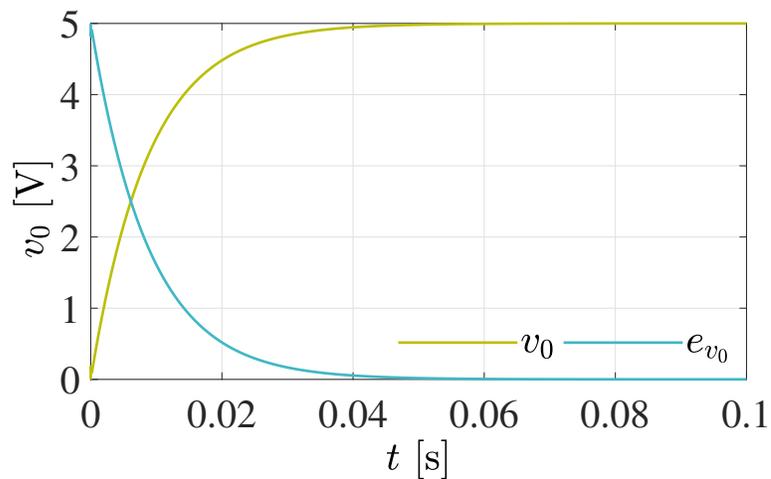


Figura 3.17: Respuesta optimizada del sistema.

En la Figura 3.18 se presenta la convergencia del valor de la función objetivo f_o hacia un valor óptimo conforme las iteraciones incrementan. Nótese que el valor inicial de la función objetivo $f_o \approx 170$, mientras que el valor optimizado $f_o \approx -1,8$.

Por último, en la Figura 3.19 se presenta la configuración utilizada en el software Matlab, durante el proceso de optimización, para la posible utilidad del lector.

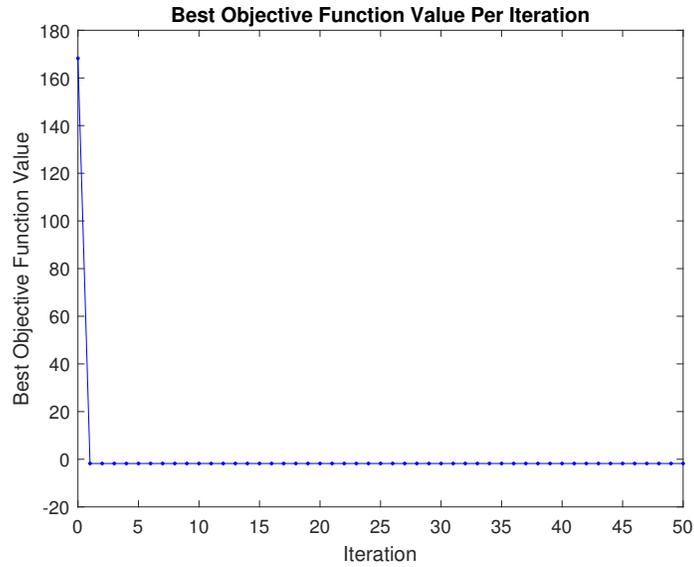


Figura 3.18: Convergencia del valor de la función f_o .

```

close all
clear
clc

LB = [0.01; 0.01; 0.01]; %Límites inferiores de búsqueda
UB = [500; 100; 500]; %Límites superiores de búsqueda
nvars= 3; %Número de parámetros
fun =@(x)LQR_converter(x); %Ejecuta el programa en Simulink

% Configuración de la PSO
options = optimoptions('particleswarm', ...
    'SwarmSize', 30, ...
    'HybridFcn', @fmincon, ...
    'StallIterLimit', 50, ...
    'OutputFcn', @(optimValues, flag) pswplotbestf(optimValues, flag));
[x,fval,exitflag,output] = particleswarm(fun,nvars,UB,LB,options);

```

Figura 3.19: Configuración utilizada en el software Matlab.

Conclusiones

Se logró el control de seguimiento de trayectoria, el cual permitió que el convertidor alcanzara el voltaje deseado en la simulación. Sin embargo, para hacerlo físicamente se necesitan de muchas pruebas para verificar su buen funcionamiento, lo cual no se logró en el presente proyecto, además el control puede ser implementado en el prototipo físico programando el control en el microcontrolador utilizado. La investigación de elementos electrónicos y circuitos fue fundamental para el proyecto, fortaleciendo habilidades profesionales. La redacción de reportes internos también fue importante para desarrollar capacidades de comunicación escrita. El diseño de los circuitos, PCBs y control se basó en conocimientos adquiridos en materias como Electrónica Analógica, Electrónica Digital, Electrónica de Potencia, Dinámica de Sistemas y Control.

Recomendaciones

Se recomienda desarrollar aún más el control del convertidor. Ajustando los parámetros del controlador, además de explorar diferentes algoritmos de control (cambiando el algoritmo PSO) o implementar técnicas de optimización para mejorar la eficiencia y precisión en el alcance del voltaje de salida deseado. Asimismo, se recomienda realizar pruebas para validar el funcionamiento del sistema en condiciones reales y realizar ajustes según sea necesario para garantizar un rendimiento óptimo.

Referencias

- Boylestad, R. L. y Nashelsky, L. (2009). *Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*. Pearson Educación, México.
- Chamorro, William Velarde Rueda, P. (2018). Regulador cuadrático lineal y control predictivo aplicados en un sistema de cuatro tanques: una comparación de rendimiento. *Enfoque UTE*.
- Douglas, B. (2019). What is optimal linear quadratic regulator (LQR) control? | State space, part 4.
- Erickson, R. W. y Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publishers, New York, 2 edition.
- Hart, D. W. (2001). *Electrónica de Potencia*. Pearson Educación S.A, Madrid, España.
- Hernandez Marquez, E., Silva Ortigoza, R., Garcia Sanchez, J. R., Garcia Rodriguez, V. H., y Alba Juarez, J. N. (2017). A New “DC/DC Buck-Boost Converter-DC Motor” System: Modeling and Experimental Validation. *IEEE Latin America Transactions*, 15(11):2043–2049.
- Kumari, M. L., Bhattacharya, S., y Triar, U. S. (2016). Stabilization of boost converter with output filter using LQR based state-feedback controller. En *2016 10th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)*, pp. 1–6.
- Lowe, D. (2022). *Electronics All-in-One for Dummies*. Wiley, New Jersey, US, 3 edition.

- Maghfiroh, H., Nizam, M., Anwar, M., y Ma'Arif, A. (2022). Improved LQR control using PSO optimization and kalman filter estimator. *IEEE access : practical innovations, open solutions*, 10:18330–18337.
- Mohan, N. y Undeland, T. M. (2009). *Electrónica de Potencia: Convertidores, Aplicaciones y Diseño*. McGraw-Hill Educación, México, 3 edition.
- Naidu, D. S. (2002). *Optimal control systems*. Electrical engineering textbook. CRC Press, USA, 1 edition.
- Patri, K. K. y Samanta, S. (2018). State Feedback with Integral Control for Boost Converter & Its Microcontroller Implementation. En *2018 IEEMA Engineer Infinite Conference (eTechNxT)*, pp. 1–5.
- Pérez Ramírez, J. y Beristáin Jiménez, J. A. (2016). *Electrónica de Potencia: Modelado y Control de Convertidores CD-CD*. Pearson Educación, México, 1 edition.
- Poli, R. (2008). Analysis of the Publications on the Applications of Particle Swarm Optimisation. *Journal of Artificial Evolution and Applications*, 2008:685175.
- Ramos Paja, C. A. (2020). Modelado dinámico y control de corriente del convertidor boost.
- Rashid, M. H. (2011). *Power Electronics Handbook : Devices, Circuits, and Applications Handbook*. Elsevier Inc., Oxford, UK, 3 edition.
- Rice, P. (2020). Digital LC Meter Version 2.
- Salvatierra, D. F. (2012). *Microcontroladores PIC16F877A y PIC16F887*. Alfaomega, México, 1a edition.
- Scace, R. I. (2023). Electronics.
- Silva Ortigoza, R., Alba Juarez, J. N., Garcia Sanchez, J. R., Antonio Cruz, M., Hernandez Guzman, V. M., y Taud, H. (2017). Modeling and Experimental Validation of a Bidirectional DC/DC Buck Power Electronic Converter-DC Motor System. *IEEE Latin America Transactions*, 15(6):1043–1051.

- Vargas Morales, I. E., Pérez Venzor, J. A., Cota Ruiz, J. d. D., Castellanos García, M. I., Nuñez Ortega, O., Romero González, J., y González Saucedo, A. C. (2016). Control de Un Convertidor CD-CD Tipo Buck Por Medio Del Microcontrolador ATMEGA328. *Cultura Científica y Tecnológica*, (55).
- Zhang, M., Li, X., Liu, J., Su, H., y Song, J. (2016). Digital LQR Steady-State Optimal Control with Feedforward for Nonminimum Phase Boost DC-DC Converter. En *2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, pp. 384–389.

Anexos

Anexo 1: Hoja de datos del microcontrolador utilizado



PIC16F87/88

18/20/28-Pin Enhanced Flash MCUs with nanoWatt Technology

Low-Power Features:

- Power-Managed modes:
 - Primary Run: RC oscillator, 76 μ A, 1 MHz, 2V
 - RC_RUN: 7 μ A, 31.25 kHz, 2V
 - SEC_RUN: 9 μ A, 32 kHz, 2V
 - Sleep: 0.1 μ A, 2V
- Timer1 Oscillator: 1.8 μ A, 32 kHz, 2V
- Watchdog Timer: 2.2 μ A, 2V
- Two-Speed Oscillator Start-up

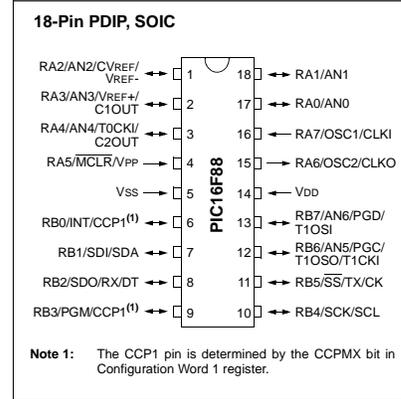
Oscillators:

- Three Crystal modes:
 - LP, XT, HS: up to 20 MHz
- Two External RC modes
- One External Clock mode:
 - ECIO: up to 20 MHz
- Internal oscillator block:
 - 8 user selectable frequencies: 31 kHz, 125 kHz, 250 kHz, 500 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 4 MHz, 8 MHz

Peripheral Features:

- Capture, Compare, PWM (CCP) module:
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- 10-bit, 7-channel Analog-to-Digital Converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI (Master/Slave) and I²C™ (Slave)
- Addressable Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (AUSART/SCI) with 9-bit address detection:
 - RS-232 operation using internal oscillator (no external crystal required)
- Dual Analog Comparator module:
 - Programmable on-chip voltage reference
 - Programmable input multiplexing from device inputs and internal voltage reference
 - Comparator outputs are externally accessible

Pin Diagram



Special Microcontroller Features:

- 100,000 erase/write cycles Enhanced Flash program memory typical
- 1,000,000 typical erase/write cycles EEPROM data memory typical
- EEPROM Data Retention: > 40 years
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Low-Voltage Programming
- In-Circuit Debugging via two pins
- Extended Watchdog Timer (WDT):
 - Programmable period from 1 ms to 268s
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V

Device	Program Memory		Data Memory		I/O Pins	10-bit A/D (ch)	CCP (PWM)	AUSART	Comparators	SSP	Timers 8/16-bit
	Flash (bytes)	# Single-Word Instructions	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)							
PIC16F87	7168	4096	368	256	16	N/A	1	Y	2	Y	2/1
PIC16F88	7168	4096	368	256	16	1	1	Y	2	Y	2/1

Anexo 2: Hoja de datos del controlador de MOSFET utilizado



Data Sheet No. PD60046-S

IR2104(S)&(PbF)

HALF-BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout
- 3.3V, 5V and 15V input logic compatible
- Cross-conduction prevention logic
- Internally set deadtime
- High side output in phase with input
- Shut down input turns off both channels
- Matched propagation delay for both channels
- Also available LEAD-FREE

Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{O+/-}$	130 mA / 270 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	680 & 150 ns
Deadtime (typ.)	520 ns

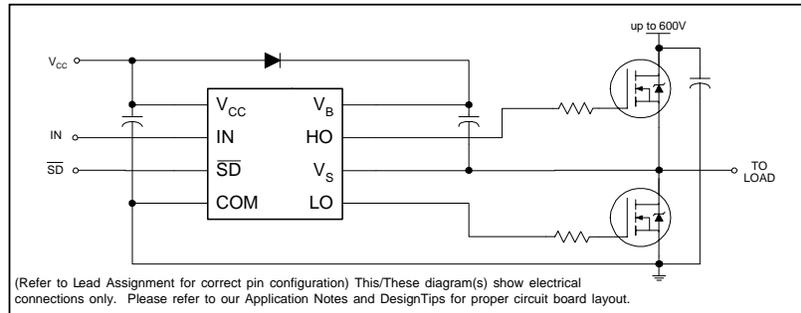
Description

The IR2104(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with dependent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates from 10 to 600 volts.

Packages



Typical Connection



Anexo 3: Hoja de datos de los transistores MOSFET utilizados

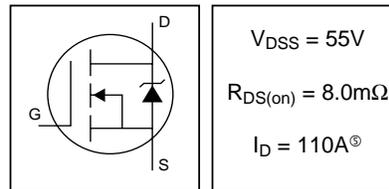


PD-91279E

IRF3205

HEXFET® Power MOSFET

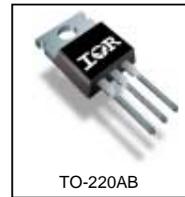
- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	110 ^⑤	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	80	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ^①	390	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ^②	62	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ^②	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ^③	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

www.irf.com

1
01/25/01

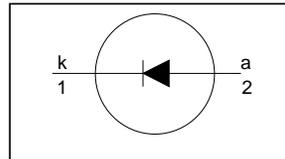
Anexo 4: Hoja de datos del diodo de recuperación rápida utilizado

Philips Semiconductors

Product specification

**Rectifier diodes
ultrafast****BYV29F, BYV29X series****FEATURES**

- Low forward volt drop
- Fast switching
- Soft recovery characteristic
- High thermal cycling performance
- Isolated mounting tab

SYMBOL**QUICK REFERENCE DATA**

$$V_R = 300 \text{ V} / 400 \text{ V} / 500 \text{ V}$$

$$V_F \leq 1.03 \text{ V}$$

$$I_{F(AV)} = 9 \text{ A}$$

$$t_{tr} \leq 60 \text{ ns}$$

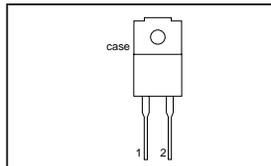
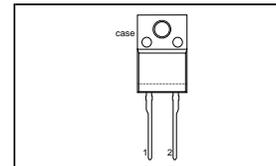
GENERAL DESCRIPTION

Ultra-fast epitaxial rectifier diodes intended for use in switched mode power supply output rectification, electronic lighting ballasts and high frequency switching circuits in general.

The BYV29F series is supplied in the SOD100 package.
The BYV29X series is supplied in the SOD113 package.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	cathode (k)
2	anode (a)
tab	isolated

SOD100**SOD113****LIMITING VALUES**

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT
				-300	-400	-500	
V_{RRM}	Peak repetitive reverse voltage	BYV29F/BYV29X $T_{hs} \leq 138^\circ\text{C}^1$ square wave; $\delta = 0.5$; $T_{hs} \leq 90^\circ\text{C}$ $t = 10 \text{ ms}$ $t = 8.3 \text{ ms}$ sinusoidal; with reapplied $V_{RRM(max)}$	-	300	400	500	V
V_R	Continuous reverse voltage		-	300	400	500	V
$I_{F(AV)}$	Average forward current ²		-	-	9		A
I_{FSM}	Non-repetitive peak forward current		-	-	100		A
			-	-	110		A
T_{stg}	Storage temperature	-40	-	150		$^\circ\text{C}$	
T_J	Operating junction temperature	-	-	150		$^\circ\text{C}$	

¹ T_{hs} de-rating for thermal stability.

² Neglecting switching and reverse current losses

Anexo 5: Hoja de datos del inductor utilizado

AC Line Filters

Differential Mode Coils, HHBC Series (Fe-Si)

KEMET
a YAGEO company

Overview

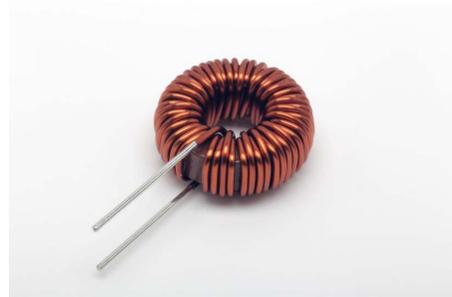
The KEMET HHBC coils are normal mode chokes with a wide variety of characteristics. These coils are designed with Fe-Si dust cores and are useful in various fields, such as DC/DC converters and differential noise countermeasures.

Applications

- Switching power supply outlet
- DC-DC converter
- Phase compensation
- Boost converter
- Normal mode noise countermeasure

Benefits

- Fe-Si dust core material
- Available for noise countermeasure as well as general use
- Good balance of core loss and DC superposition characteristics
- Wide variety of sizes and specifications
- Operating temperature range from -40°C to +125°C

**Part Number System**

HHBC	8S-	OR6	A	0024	V
Series	Dimension Code (See Dimensions)	Wire Diameter (mm)	Windings	Inductance (μH) at 0 A ±20%	Core Orientation
HHBC	8S 10 12 13 14 20 24N 24W	R = Decimal point Examples: OR6 = 0.6 mm 1R0 = 1.0 mm	A = Single B = Double	00xx = xx μH 0xxx = xxx μH Examples: 0024 = 24 μH 0107 = 107 μH	V = Vertical

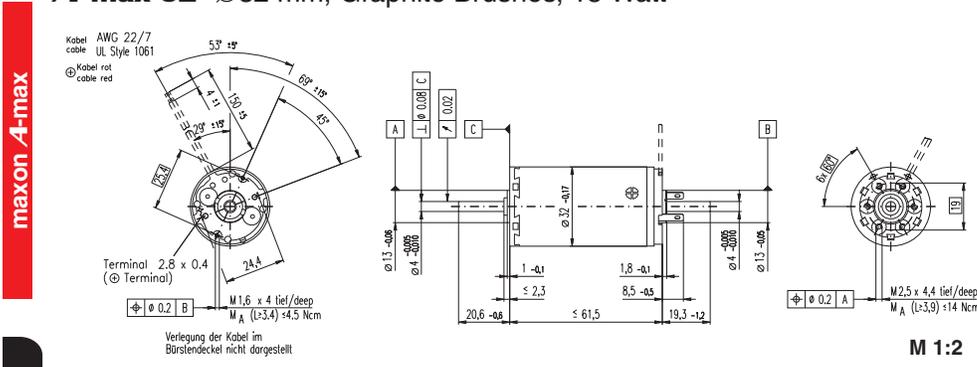
Built Into Tomorrow

© KEMET Electronics Corporation • One East Broward Boulevard
Fort Lauderdale, FL 33301 USA • 954-766-2800 • www.kemet.com

LF0050_HHBC • 8/10/2023 1

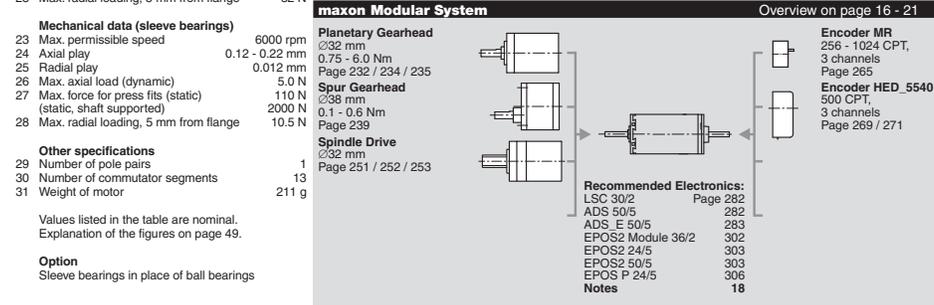
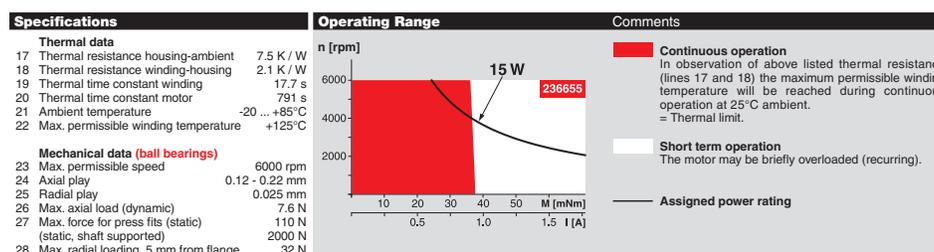
Anexo 6: Hoja de datos del motor utilizado

A-max 32 Ø32 mm, Graphite Brushes, 15 Watt



<input checked="" type="checkbox"/> Stock program <input type="checkbox"/> Standard program <input type="checkbox"/> Special program (on request)	Order Number
with terminals with cables	236651 236652 236653 236654 236655 236656 236657 236658 353220 353221 353222 353223 353224 353225 353226 353227

Motor Data										
Values at nominal voltage										
1	Nominal voltage	V	6.0	9.0	12.0	18.0	24.0	30.0	36.0	48.0
2	No load speed	rpm	5830	4930	4670	5270	5930	5970	5830	3870
3	No load current	mA	153	83.2	58.4	44.8	38.6	30.5	25.2	11.7
4	Nominal speed	rpm	3800	2980	2860	3550	4180	4140	4090	2080
5	Nominal torque (max. continuous torque)	mNm	31.4	33.1	36.0	37.5	36.7	37.1	36.8	36.9
6	Nominal current (max. continuous current)	A	3.42	2.02	1.55	1.21	0.998	0.798	0.656	0.328
7	Stall torque	mNm	99.7	87.4	95.9	118	127	128	125	81.3
8	Starting current	A	10.4	5.12	3.98	3.66	3.34	2.66	2.15	0.698
9	Max. efficiency	%	75	75	77	79	80	80	80	76
Characteristics										
10	Terminal resistance	Ω	0.577	1.76	3.02	4.92	7.19	11.3	16.7	68.8
11	Terminal inductance	mH	0.0657	0.209	0.416	0.739	1.04	1.66	2.43	9.71
12	Torque constant	mNm / A	9.58	17.1	24.1	32.2	38.2	48.2	58.3	117
13	Speed constant	rpm / V	996	559	396	297	250	198	164	81.9
14	Speed / torque gradient	rpm / mNm	59.9	57.6	49.5	45.5	47.1	46.3	47.1	48.4
15	Mechanical time constant	ms	27.6	23.5	22.4	21.8	21.7	21.5	21.5	21.5
16	Rotor inertia	gcm ²	43.9	39.0	43.3	45.9	44.0	44.4	43.6	42.4



Anexo 7: Código del modelo matemático del convertidor elevador utilizado en MATLAB tomado y modificado de Ramos Paja (2020)

```
clear all
```

```
clc
```

```
%Convertidor DC-DC Boost
```

```
%David Escudero Hernandez
```

```
%Tesis: Convertidor Elevador DC-DC %
```

```
%Parametros iniciales
```

```
Vin=5;
```

```
Vout=24;
```

```
R=120;
```

```
f=25e3;
```

```
r=0.01;
```

```
tf=1/f;
```

```
%Calculos
```

```
Dp=Vin/Vout;
```

```
D=1-(Dp)
```

```
Lmin=((D*(1-D)^2)*R)/(2*f)
```

```
L=1.25*Lmin
```

```
I1=Vin/(((1-D)^2)*R)
```

```
Dil_2=(Vin*D)/(2*L*f)
```

```
Imax=I1+Dil_2
```

```
Imin=I1-Dil_2
```

```
C=D/(R*f*r)
```

```
%return
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%Modelo Conmutado
```

```
Tmax=22e-3;
```

```
Tmin=12e-3;
```

```

dt=1e-7;
t=0:dt:Tmax;
Tam=length(t);
iL_sw=zeros(size(t));
vC_sw=zeros(size(t));
d_sw=zeros(size(t));

u=0;
T_pwm=0;
IL0=I1*1;
Vc0=Vout*1;
Ic0=-Vc0/R*1;

for(i=1:1:Tam)
    d_sw(i)=D;
    %if(t(i)>=15e-3)      PERTURBACION
        %    d_sw(i)=D+1/100;
    %end
    %PWM:
    if(T_pwm<d_sw(i)*tf)
        u=1;
    else
        u=0;
    end
    T_pwm=T_pwm+dt
    if(T_pwm>=tf)
        T_pwm=0;
    end

    %Ecuaciones Diferenciales e integral

```

```

if (i==1)
    diL_dt_sw=(Vin-Vc0*(1-u))/L;
    dvC_dt_sw=(IL0*(1-u)-Vout/R)/C;

    iL_sw(i)=IL0+diL_dt_sw*dt;
    vC_sw(i)=Vc0+dvC_dt_sw*dt;

else
    diL_dt_sw=(Vin-vC_sw(i-1)*(1-u))/L;
    dvC_dt_sw=(iL_sw(i-1)*(1-u)-vC_sw(i-1)/R)/C;

    iL_sw(i)=iL_sw(i-1)+diL_dt_sw*dt;
    vC_sw(i)=vC_sw(i-1)+dvC_dt_sw*dt;

end
%Diodo
if (iL_sw(i)<0)
    iL_sw(i)=0;
end
end
figure (2);
subplot (2,1,1);
plot (t,vC_sw,'-b','linewidth',2);
xlabel ('Time[s]');
ylabel ('V_C[V]');
xlim ([Tmin,Tmax]);

subplot (2,1,2);
plot (t,iL_sw,'-b','linewidth',2);
xlabel ('Time[s]');

```

```

ylabel('i_L[A]');
xlim([Tmin,Tmax]);

%Modelo promediado

iL_pr=zeros(size(t));
vC_pr=zeros(size(t));
d_pr=zeros(size(t));

IL0=Il*1;
Vc0=Vout*1;

for(i=1:1:Tam)
    d_pr(i)=D;
    % if(t(i)>=15e-3)    PERTURBACION
    %     d_pr(i)=D+1/100;
    % end
    %Ecuaciones Diferenciales e Integral
    if(i==1)
        diL_dt_pr=(Vin-Vc0*(1-d_pr(i)))/L;
        dvC_dt_pr=(IL0*(1-d_pr(i))-Vout/R)/C;

        iL_pr(i)=IL0+diL_dt_pr*dt;
        vC_pr(i)=Vc0+dvC_dt_pr*dt;
    else
        diL_dt_pr=(Vin-vC_pr(i-1)*(1-d_pr(i)))/L;
        dvC_dt_pr=(iL_pr(i-1)*(1-d_pr(i))-vC_pr(i-1)/R)/C;

        iL_pr(i)=iL_pr(i-1)+diL_dt_pr*dt;
        vC_pr(i)=vC_pr(i-1)+dvC_dt_pr*dt;
    end
end

```

```
end

%Diodo

if (iL_pr(i)<0)
    iL_pr(i)=0;
end
end

figure(2);
subplot(2,1,1);
hold on;
plot(t,vC_pr,'-r','linewidth',2);
hold off;
xlabel('Time[s]');
ylabel('v_C[V]');
xlim([Tmin,Tmax]);

subplot(2,1,2);
hold on;
plot(t,iL_pr,'-r','linewidth',2);
hold off;
xlabel('Time[s]');
ylabel('i_L[A]');
xlim([Tmin,Tmax]);
```

Anexo 8: Código en lenguaje C utilizado en el microcontrolador para el convertidor elevador sin control, realizado en PIC C Compiler

```
#include <16f88.h>

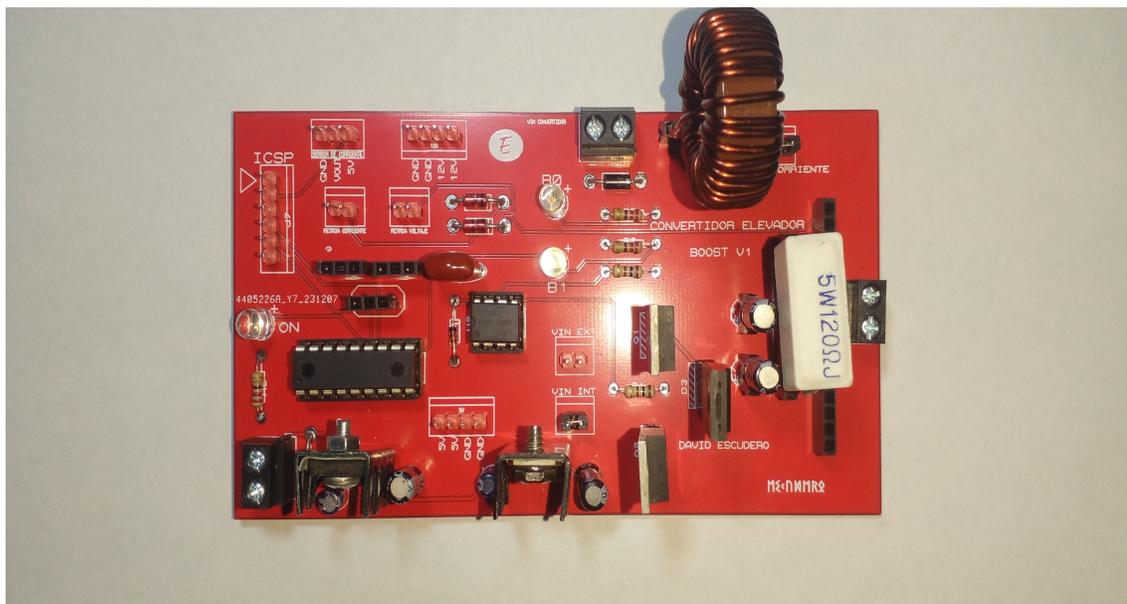
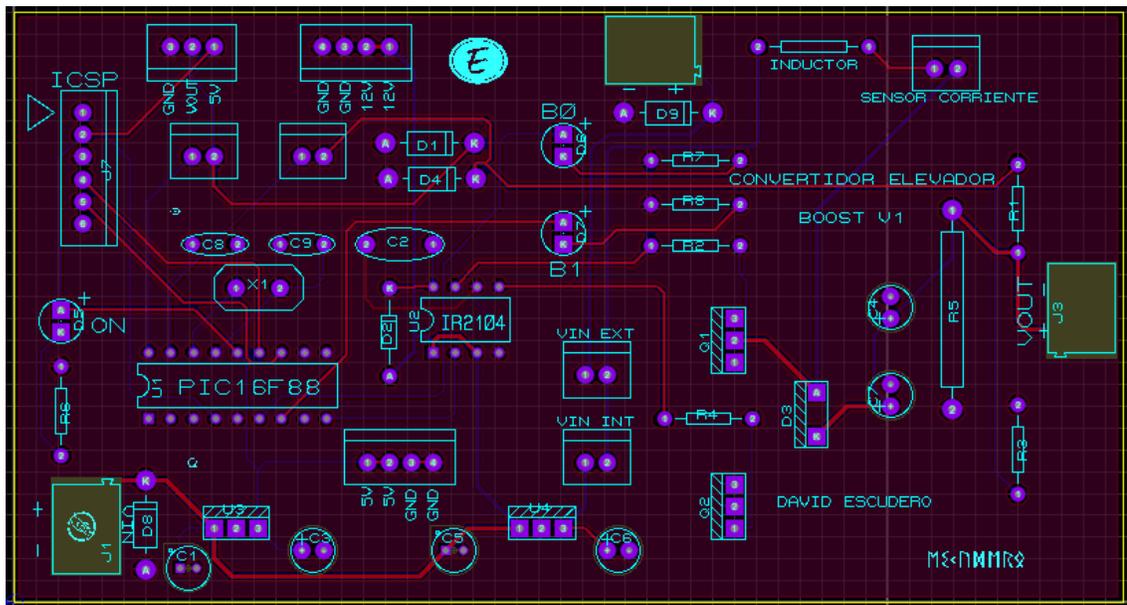
#fuses intrc_io , nowdt , noprotect , nobrownout , nomclr , ccpb3
#use delay(internal=4M)
#byte puerto_b = 0x06
int16 CCPR1L=126.672;          //79.17% de ciclo de trabajo
int Timer2, Poscaler;

void main(){
Timer2=39;                    //Carga del timer2 para 25KHz
setup_timer_2(t2_div_by_1,Timer2,Poscaler); //Configuracion del timer
setup_ccp1(ccp_pwm);
Poscaler=1;

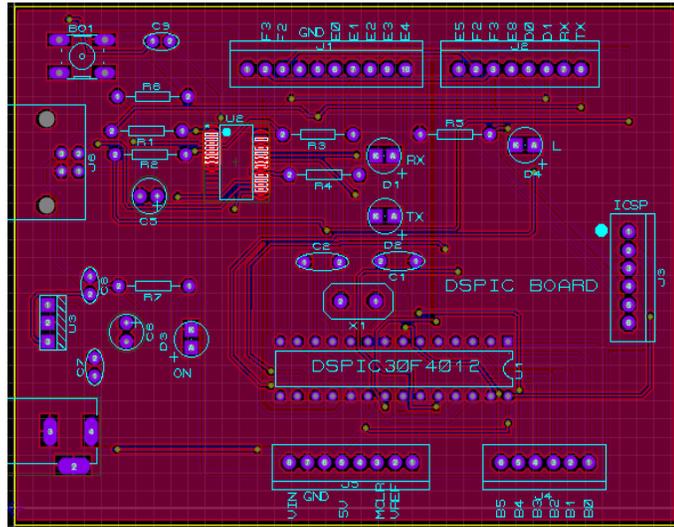
set_pwm1_duty(CCPR1L);

while(1)
{
set_pwm1_duty(CCPR1L);
}
}
```

Anexo 10: Diseño y elaboración física de la placa de pruebas (PCB) del convertidor elevador



Anexo 11: Diseño y elaboración física de la placa PCB de desarrollo DsPIC



Anexo 12: Diseño de la placa PCB del medidor LC (Circuito tomado de Rice (2020))

