

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

REGENERACIÓN DE MOTORES BLDC PARA APLICACIONES DE TRACCIÓN ELÉCTRICA

TESIS PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN ELECTRÓNICA,
OPCIÓN: SISTEMAS INTELIGENTES APLICADOS

PRESENTA:

ING. EDREI YAEL SANTOS GARCÍA

DIRECTOR DE TESIS:

DR. JESÚS LINARES FLORES

CODIRECTOR DE TESIS:

DR. JOSÉ ANTONIO JUÁREZ ABAD

H. CD. DE HUAJUPAN DE LEÓN, OAXACA, SEPTIEMBRE DE 2024

Dedicatoria

A mis padres, que con amor infinito y sacrificios silenciosos me dieron alas para volar.

Todo lo que soy y lo que logro, es gracias a ustedes.

A mi familia y amistades por disculparme por las ausencias durante este proceso.

IN MEMORIAM

En honor a mi abuelita Neva, que aunque ya no esté físicamente conmigo, siempre a cada paso que doy siento su luz que me guía. Todo el tiempo tengo presente sus enseñanzas y consejos. Se que te encuentras en una mejor vida y nos volveremos a encontrar y tendremos nuestras largas charlas con una taza de café...

Agradecimientos

A mis padres, José Santos y Betzabe García, a ustedes les debo no solo su amor y su paciencia, sino la fe inquebrantable en mis sueños. Con su ejemplo de lucha, esfuerzo y dedicación, me enseñaron a nunca rendirme, a mirar siempre hacia adelante y a creer en mí, incluso en los momentos más difíciles.

A mis hermanos, Chelayito y Kami, quienes siempre han sido mi alegría y mi fuerza. Como el mayor, he visto cómo crecen y se convierten en personas increíbles. Este logro también es de ustedes, por acompañarme en cada paso, por ser mi apoyo constante, y por recordarme siempre lo importante que es tenernos el uno al otro.

A mis abuelitos, Pedro, Bety y Bonfi, que con su sabiduría, amor incondicional y dulzura, han dejado huellas imborrables en mi vida. Siempre llevo conmigo su cariño y sus enseñanzas, las cuales siguen guiando mi camino. Gracias por creer en mí.

A mis queridos tíos, tanto a los que están cerca como a los que están lejos, gracias por su apoyo incondicional, sus palabras de aliento y por siempre creer en mí, sin importar la distancia. Aunque estemos separados por kilómetros, su cariño y consejos siempre han estado presentes en mi vida.

Reyna, por ser mi inspiración y mi compañera en esta etapa. Tu amor, paciencia y aliento han sido esenciales para llegar hasta aquí, en especial en los momentos que parecía que me iba a rendir, gracias por estar a mi lado.

A mis amigos, Santiago, Hugo, Jonatan, Saúl, Karina, Jesús y Alejandro, que han estado a mi lado a lo largo de este camino, ofreciendo su apoyo, risas y compañía en cada momento en especial en el laboratorio.

Al Dr. Jesús Linares Flores, con profunda gratitud por su guía, paciencia y dedicación a lo largo de este proceso. Su experiencia y apoyo constante no solo me ayudaron a crecer como profesional, sino también a superar cada desafío con confianza. Además, es importante reconocer su dedicación y empeño en la enseñanza del control automático.

Al Dr. José Antonio Juárez Abad, por la ayuda brindada en todo momento en la realización de la tesis y por todas las sugerencias; por sus consejos siempre oportunos, pero sin dejar de ser realistas. Su compromiso con la docencia es muy destacable, siendo un claro ejemplo de disciplina y constancia.

Al Dr. Arturo Hernández Méndez, por su constante apoyo y orientación durante este proyecto. Sus consejos, siempre acertados impulsaron a terminar a tiempo el trabajo de tesis.

A mis revisores el Dr. Carlos García Rodríguez, Dr. Edgardo Yescas Mendoza, Dr. Arturo Hernández Méndez y el Dr. Marco Antonio Contreras Ordaz, por el tiempo prestado en la lectura de la tesis y por realizar las correcciones pertinentes que sirvieron para mejorarla el trabajo. Sus oportunas observaciones y constructivos comentarios han sido cruciales para la consolidación y enriquecimiento de este trabajo.

A todos los profesores por los conocimientos que me han compartido a lo largo de la maestría. Particularmente, agradezco al Dr. Enrique Guzmán Ramírez por el apoyo y asesorías recibidas de las materias que me impartió.

A la Universidad Tecnológica de la Mixteca por brindarme todo lo necesario para desarrollarme plenamente en el ámbito académico y por brindar un entorno de convivencia sano. En particular, agradezco a la División de Estudios de Posgrado por proporcionar el laboratorio de posgrado, en donde se encuentran las herramientas adecuadas para poder realizar la experimentación de la investigación.

Al CONAHCYT por su apoyo económico a través de una beca, facilitando así mi camino para realizar la maestría.

Finalmente, a mi laptop ASUS, que a pesar que ya debería descansar en paz, sigue afe-
rrándose a la vida académica.

Resumen

El trabajo de investigación se centra en el desarrollo de un sistema de regeneración de energía, utilizando un motor de corriente continua sin escobillas (Brushless DC Motor, BLDC por sus siglas en inglés). El documento abarca desde la fase de factibilidad, hasta la programación y experimentación, enfocándose en la implementación de un rectificador trifásico pasivo y un motor en rueda.

Se implementa un convertidor reductor de potencia CD-CD diseñado para administrar la carga de una batería de ácido-plomo a partir de la energía generada por el motor BLDC, buscando aumentar la autonomía de los vehículos eléctricos. Para mejorar la estabilidad y conservar la vida útil de la batería, se aplica la ley de control basado en pasividad; la lógica de control se implementa en una tarjeta de Procesador de Señales Digitales (Digital Signal Processor, DSP por sus siglas en inglés) Texas Instruments TMS320F28335.

Los resultados de simulaciones y pruebas experimentales confirman la eficacia del control implementado, demostrando un incremento en la autonomía de la batería. El estudio enfatiza la relevancia de los convertidores electrónicos de potencia para ser implementados en sistemas de electromovilidad.

ÍNDICE GENERAL

1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Estado del arte	2
1.2.1. Conclusión del estado del arte	5
1.3. Planteamiento del problema	6
1.4. Justificación	7
1.5. Hipótesis	8
1.6. Objetivos	8
1.6.1. Objetivo general	8
1.6.2. Objetivos específicos	8
1.7. Metas	9
1.8. Limitaciones	9
1.9. Metodología	10
2. Marco teórico	11
2.1. Baterías	11
2.1.1. Baterías de ion de litio.	11
2.1.2. Baterías de metal níquel/hidruro.	12

2.1.3. Baterías de ácido-plomo	12
2.2. Modelos de baterías	13
2.2.1. Modelo Shepherd's	14
2.3. Motor eléctrico BLDC	16
2.3.1. Principio de funcionamiento	16
2.3.2. Esquemas de conmutación para un motor eléctrico BLDC	17
2.3.3. Modelo dinámico del motor BLDC	19
2.4. Frenado regenerativo	21
2.4.1. Funcionamiento del frenado regenerativo	21
2.5. Convertidores de potencia CD-CD	22
2.5.1. Convertidor Reductor	22
2.6. Control basado por pasividad	26
2.6.1. Control basado por pasividad para convertidores de potencia CD-CD	26
3. Diseño del sistema regenerativo electrónico	31
3.1. Especificaciones de diseño del convertidor	31
3.1.1. Resistencia interna de la batería	32
3.1.2. Diseño del convertidor de potencia tipo reductor CD-CD	35
3.2. Implementación de la ley de control por pasividad	37
3.2.1. Modelado promedio del convertidor reductor de potencia	37
3.2.2. Convertidor reductor CD-CD desde la perspectiva de un sistema pasivo	38
3.2.3. Diseño de la ley de control por retroalimentación de la salida pasiva del error exacto del convertidor reductor CD-CD	40
3.3. Simulación del sistema para su análisis	43
3.3.1. Simulación del convertidor reductor CD-CD en lazo abierto	43
3.3.2. Simulación del sistema en Matlab/Simulink	44
4. Plataforma experimental	51
4.1. Plataforma experimental de hardware	51

4.1.1.	Diseño y construcción de la base del sistema experimental	52
4.1.2.	Diseño de hardware del circuito del convertidor reductor de potencia	53
4.2.	Plataforma experimental de software	55
4.2.1.	Tarjeta de adquisición de datos	55
4.2.2.	Configuración y programación de los sensores y el encoder	57
4.2.3.	Programación de la ley de control por pasividad	60
5.	Resultados experimentales	61
5.1.	Pruebas de Regeneración del motor BLDC	61
5.2.	Evaluación del sistema de regeneración de energía	67
5.3.	Análisis del incremento de autonomía a través de la regeneración de energía	69
6.	Conclusiones y trabajos futuros	75
6.1.	Conclusiones	75
6.2.	Trabajos futuros	76
	Referencias	77
A.	Simulación del motor BLDC como generador	85
A.1.	Identificación de parámetros del motor BLDC	85
A.2.	Simulación de la regeneración de energía	86
B.	Diseño de la bobina toroidal	93
C.	Caracterización de la batería ácido-plomo	97
C.1.	Caracterización de la batería	97
C.1.1.	Desarrollo de la interfaz en LabVIEW	99
D.	Código MATLAB para estimar el SoC	103
E.	Ficha técnica de la batería	105
F.	Diseño de las placas impresas en PCB	109

G. Planos de la estructura experimental

111

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1. Motor en Rueda (MR) [5].	2
1.2. Propuesta del sistema para la regeneración de la máquina BLDC en rueda.	6
2.1. Bloque de batería de Matlab/Simulink.	15
2.2. Principio de funcionamiento de un motor BLDC [9].	16
2.3. Forma de onda de accionamiento de un motor bifásico de 120°.	17
2.4. Forma de onda de accionamiento de un motor trifásico de 180°.	18
2.5. Diagrama eléctrico del motor BLDC trifásico [14]	20
2.6. Circuito equivalente de un motor de corriente continua [14].	20
2.7. a) Funcionamiento como generador, b) Funcionamiento como motor [16].	21
2.8. Divisor de voltaje tradicional [36].	23
2.9. Convertidor Reductor CD-CD.	23
3.1. Modelo promedio del sistema implementando un convertidor reductor CD- CD para la administración de energía generada por la máquina BLDC.	32
3.2. Circuito del convertidor reductor integrando R_{int} de la batería como carga.	32
3.3. Voltaje de la batería en vacío.	33
3.4. Corriente de la carga.	33
3.5. Voltaje de la batería con carga.	34

3.6. Interfaz gráfica en LabVIEW.	34
3.7. Circuito del convertidor de potencia CD-CD tipo reductor.	37
3.8. Voltaje del capacitor en lazo abierto.	44
3.9. Corriente del inductor en lazo abierto.	44
3.10. Simulación de las curvas de descarga de la batería de ácido-plomo LTH. . .	46
3.11. Circuito eléctrico del Buck.	46
3.12. Programa a bloques de la implementación de la ley de control al convertidor reductor.	47
3.13. Corriente que fluye en la bobina i_L	48
3.14. Corriente de la carga de batería en Simulación.	48
3.15. Voltaje de salida del capacitor V_c del convertidor Buck.	48
3.16. Voltaje de carga de la batería en simulación.	49
3.17. Señal de control uav del convertidor reductor.	49
3.18. Estado de carga SOC en simulación.	49
4.1. Base para el montaje del motor BLDC en rueda y motor CD para simular las condiciones de regeneración.	53
4.2. Diagrama general de la tarjeta PCB.	55
4.3. TMS320F28069 Experimenter C2000, Piccolo C28x MCU 32 bits.	56
4.4. configuraciones de la tarjeta DSP TMS320F28335 en PSIM para la carac- terización de los sensores de corriente y voltaje.	57
4.5. Encoder incremental modelo E6B2-CWZ1X tipo TTL [5].	58
4.6. Calibración de los sensores y programación del encoder incremental.	58
4.7. Simulación del sistema implementado el control de corriente basado en pa- sividad.	60
5.1. Planta experimental de regeneración del motor BLDC.	61
5.2. Resultado del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de 7Ω a una velocidad determinada.	63
5.3. Comparativa del voltaje y la corriente generados en el motor BLDC con una carga de 7Ω	64

5.4. Resultado del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de $10\ \Omega$ a una velocidad determinada.	64
5.5. Comparativa del voltaje y la corriente generados en el motor BLDC con una carga de $10\ \Omega$	65
5.6. Resultado del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de $12\ \Omega$ a una velocidad determinada.	65
5.7. Comparativa del voltaje y la corriente generados en el motor BLDC con una carga de $12\ \Omega$	66
5.8. Corriente en el convertidor i_L y señal de control u_{av}	68
5.9. Velocidad del motor asumiendo el papel como generador.	68
5.10. Voltajes de entrada del convertidor E y de carga de la batería v_{bat}	69
5.11. Voltaje inicial de la batería.	70
5.12. Gráfica del voltaje de la batería durante la regeneración.	70
5.13. Voltaje de la batería después de la regeneración.	71
5.14. SOC en función del voltaje de la batería durante la carga.	72
5.15. SOC en función del voltaje de la batería en su punto de equilibrio.	73
A.1. Simulación del motor impulsor (a) y del motor BLDC en rueda QS 260 como generador eléctrico (b).	87
A.2. Voltaje generado por el motor BLDC a distintas velocidades.	87
A.3. Simulación del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de $7\ \Omega$ a una velocidad de 240.51 RPM.	88
A.4. Simulación del voltaje y la corriente generada por el motor BLDC con una carga de $7\ \Omega$	89
A.5. Simulación del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de $10\ \Omega$ a una velocidad 338.22 RPM.	89
A.6. Simulación del voltaje y la corriente generada por el motor BLDC con una carga de $10\ \Omega$	90
A.7. Simulación del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de $12\ \Omega$ a una velocidad de 387.52 RPM.	90

A.8. Simulación del voltaje y la corriente generada por el motor BLDC con una carga de 12Ω	91
B.1. Diseño de la bobina toroidal.	95
C.1. Lectura de las mediciones enviados por Arduino y traducidos bajo la norma IEEE754.	98
C.2. Diagrama eléctrico para la caracterización de la resistencia interna R_{int} de la batería.	99
C.3. Bloque de la función VISA Read en LabVIEW.	100
C.4. Bloque del hexadecimal string to number de LabVIEW.	100
C.5. Bloque de la función Type Cast de LabVIEW.	100
C.6. Hexadecimal a flotante de precisión simple.	101
C.7. Programación a bloques en LabVIEW.	102
F.1. Diagrama del sensor de corriente NT-5.	109
F.2. Diseño del circuito impreso del sensor NT-5 de la plataforma de hardware.	110
F.3. Conexión eléctrica del optoacoplador PC923.	110
F.4. Diseño del circuito impreso del reductor de la plataforma de hardware.	110

ÍNDICE DE TABLAS

2.3.1.Secuencia de accionamiento de un motor bifásico de 120°	18
2.3.2.Secuencia de accionamiento de un motor trifásico de 180°. [9]	19
3.1.1.Parámetros del convertidor de potencia CD-CD tipo reductor.	37
3.3.1.Parámetros de la batería ácido-plomo marca LTH.	45
4.1.1.Parámetros del motor CD de imanes permanentes modelo C4D17NK9C. . .	52
4.1.2.Dispositivos que integran el circuito impreso del reductor.	54
4.2.1.Ajuste de la ganancia del sensor de corriente para el bloque ADC.	59
4.2.2.Ajuste de la ganancia del sensor de voltaje para el bloque ADC.	59
5.1.1.Componentes que integran a la planta de regeneración.	62
5.1.2.Valores de corriente, voltaje y velocidad durante las pruebas.	67
5.3.1.El estado de carga aproximado de una batería de ácido-plomo [15].	72
A.2.1.Valores de los voltajes dados por la simulación en PSIM a diferentes velocidades.	88

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Introducción

En los últimos años, los vehículos eléctricos (Electric Vehicles, EV por sus siglas en inglés) han ganado una atención creciente como una alternativa prometedora para reemplazar a los vehículos tradicionales impulsados por motores de combustión interna. Este aumento en interés se debe en gran parte a dos factores: la creciente preocupación por el cambio climático y las consecuencias económicas producidas por las variaciones en el precio del combustible.

Por ello, con los EV's se puede lograr una reducción de gases de efecto invernadero, ya que no producen emisiones nocivas durante su funcionamiento. En lugar de depender de combustibles fósiles, estos vehículos son alimentados con electricidad y están impulsados por motores eléctricos, ya sea de corriente alterna (CA) o corriente continua (CD) [20].

En la actualidad, gracias a avances significativos en los convertidores electrónicos de potencia, se han utilizado motores de CD más avanzados, como los motores BLDC's, los motores síncronos de imanes permanentes (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM por sus siglas en inglés) y los motores de reluctancia conmutada [17, 32]. Entre estos, los motores BLDC's son los más utilizados debido a su alta eficiencia, alta densidad de potencia, gran par de arranque, funcionamiento silencioso, bajo peso y tamaño más pequeño y sobretodo que no requieren mantenimiento a comparación de los motores tradicionales de corriente directa [28]. Los vehículos actuales han optado por utilizar motores

BLDC, en consecuencia, para vehículos ligeros se desarrolló un Motor en Rueda (MR) (ver Figura 1.1), el cual es incorporado dentro de las ruedas del vehículo y de esta manera se evita la incorporación de mecanismos complejos en el tren de potencia [27, 5].



Figura 1.1: Motor en Rueda (MR) [5].

Recientemente, investigadores [45, 25] han propuesto sistemas para aumentar la autonomía de los EV, dado que sus características de rendimiento son mejores en comparación de los de combustión interna. Por lo tanto, para incrementar la autonomía los EV integran ciertos sistemas, los cuales son capaces de reutilizar la energía que por lo general es desechada o disipada.

El frenado regenerativo es un sistema capaz de aprovechar la energía eléctrica generada por el motor eléctrico, al desacelerar o frenar el vehículo, La inercia inherente del motor eléctrico permite que funcione como un generador. Mediante la colaboración de convertidores electrónicos de potencia, la energía producida por el motor durante estas situaciones se puede recuperar y aprovechar de manera eficiente.[45]. Por lo tanto, se puedan cargar las baterías y/o alimentar otros sistemas electrónicos integrados en el propio vehículo [46].

1.2. Estado del arte

Para la tracción en los vehículos eléctricos es común encontrar distintos tipos de motores eléctricos, entre ellos están: motor de corriente continua, motor de inducción, síncrono de imanes permanentes, reluctancia conmutada y motores BLDC.

Heshemia *et al.* [25] en su artículo mencionan que el motor de inducción es una tecnología que ofrece mejor rendimiento para la propulsión eléctrica. Sin embargo, entre los diversos tipos de motor, los motores sin escobillas de imán permanente son actualmente los motores más empleados para la tracción de vehículos eléctricos. La familia de estas

máquinas tiene dos miembros importantes: los motores PMSM y BLDC.

Más tarde, Cortes *et al.* [11] dieron una nueva perspectiva para obtener un control robusto para motores de corriente continua sin escobillas, donde utilizaron la técnica de identificación algebraica en línea, combinado con un controlador Proporcional Integral Generalizado (GPI, por sus siglas en inglés).

Actualmente, los motores BLDC son considerados como atractivos en el área automotriz debido a su tamaño y peso reducido, además de que brindan la misma potencia eléctrica ante otros motores con mayores dimensiones [31].

Por su parte, Joice *et al.* [29] proponen una estrategia de control digital para un motor BLDC, la cual consiste en controlar los cuatro cuadrantes de operación del motor, además para la aplicación del control utilizaron un microcontrolador dsPIC30F4011, que resulta ser muy ventajoso ante otros micros y por lo tanto obtuvieron un control preciso que se traduce en un excelente control de velocidad, transiciones suaves entre los cuadrantes y una conservación de energía con o sin carga.

Murali *et al.* [44] implementaron el nuevo controlador de modo deslizante para mejorar el control dinámico del motor BLDC, además adaptaron un algoritmo de optimización llamado *Cuckoo* para ajustar los parámetros del controlador de modo deslizante. Este controlador demostró tener mayor eficiencia ante controladores clásicos, relacionado con la disminución del sobrepulso en la respuesta de velocidad, tiempo de establecimiento más rápido y mejores capacidades para el rechazo de perturbaciones.

Xia *et al.* [64] plantean una metodología de control basada en un solo sensor de corriente para un motor BLDC trifásico con una topología de cuatro interruptores, utilizando un controlador Proporcional Integrativo (Proportional Integral, PI por sus siglas en inglés) de una sola neurona para desarrollar el rendimiento del control de velocidad. Luego, El diseño del algoritmo demostró ser sencillo de implementar en un microcontrolador, lo que llevó a una reducción significativa en el costo del sistema debido a la incorporación de solo un sensor de corriente. Además, se llegó a la conclusión de que este enfoque proporciona un mejor rendimiento al controlar estos motores en condiciones de variaciones específicas de velocidad y carga.

La regeneración de energía causada por la desaceleración de un vehículo, es un fenómeno que ayuda a aumentar la autonomía de un vehículo eléctrico al cargar las baterías.

En la literatura existente se habla sobre trabajos relacionados hacia este tema, como por ejemplo, Naseri *et al.* [45] mencionan que la utilización de un Sistema Híbrido de Almacenamiento de Energía (Hybrid Energy Storage System, HESS por sus siglas en inglés) ofrece un frenado regenerativo óptimo, seguridad en las baterías y una aceleración

eficiente para el EV. También resaltan que durante el frenado regenerativo, el motor eléctrico actúa como generador, por ello la importancia de utilizar una técnica correcta de conmutación y así aumentar el voltaje de corriente continua. Además, durante el frenado, la energía generada se almacena en un banco de supercapacitores y esta energía se utiliza para dar un impulso extra al momento en que el automóvil lo requiera. Para el control de la distribución de la fuerza de frenado entre las ruedas delanteras y traseras proponen un controlador MLP-ANN y un PI para ajustar la Modulación de Ancho de Pulso (Pulse Width Modulation, PWM por sus siglas en inglés) del inversor y así lograr un frenado constante.

Sin embargo, Long *et al.* [34] mencionan en su trabajo que al tener un banco de supercapacitores el sistema tiende a complicarse al momento del diseño del controlador de energía y también aumenta el precio del sistema, puesto que se requieren interruptores y sensores adicionales para predecir el estado de carga de los supercondensadores, ya que se requieren circuitos de descarga adicionales para evitar sobrecarga antes del frenado.

Después, una nueva estrategia de control digital empleada en un circuito integrado digital programable denominado Matriz de Puertas Programables en Campo (Field Programmable Gate Array, FPGA por sus siglas en inglés) para máquinas BLDC ha sido introducida por Elavarasi *et al.* [18] donde adoptaron el control Proporcional Integral Derivativo (PID) para controlar el PWM, el cual demostró ser más rápido que el control difuso, además aseguran que se consigue un menor tamaño y costo de implementación, además de proveer la capacidad de recuperar energía y da la seguridad de un frenado óptimo.

Babu *et al.* [51] mencionan que las investigaciones [5] que describen metodologías de control del frenado regenerativo pueden ser muy complejas, por ello proponen un método conocido como line back-EMF, el cual aplicaron a un vehículo de dos ruedas. En su trabajo explican que su autonomía mejora y que su par de frenado aumenta.

Mohammad *et al.* [39] en su trabajo describen que la fuerza contraelectromotriz inversa obtenida durante el comportamiento de generador de un motor BLDC, llega a ser mucho menor que el voltaje de la batería y por ello es necesario aumentarla para poder cargar la batería, por ende, aplican un refuerzo de fuerza contraelectromotriz al motor al realizar un control en la conmutación de los pulsos que impulsan al inversor trifásico para la operación del motor.

Bahrami *et al.* [2] han explorado una innovadora técnica de regeneración de energía denominada *método de dos impulsos*, la cual se aplica en vehículos equipados con motores BLDC. Esta técnica se fundamenta en la transformación del circuito de control del motor BLDC en dos convertidores elevadores. Aunque esta metodología se asemeja al *método de*

impulso único, difiere en que emplea dos fases cada 60 grados, en contraste con la técnica de un solo impulso que utiliza solo una fase. El artículo presenta evidencia, a través de simulaciones y resultados experimentales, que al emplear el método de dos impulsos en lugar del método de un solo impulso, se logra más del doble de energía regenerada que es recibida por la batería.

Posteriormente, Chougale *et al.* [10] implementaron un sistema de frenado regenerativo para autos eléctricos. Para lograr la distribución dinámica de la fuerza de frenado eléctrica y mecánica usaron la combinación de control difuso y el controlador PID. Asimismo, el sistema lo simularon en el software Matlab-Simulink y el circuito electrónico de accionamiento fue implementado en hardware. Finalmente, llegaron a la conclusión de que si se combinan estas dos técnicas de control se puede obtener un frenado regenerativo y mecánico deseado.

Por parte de Ye *et al.* [65] en su trabajo de investigación tuvieron como objetivo reducir incertidumbres de ciertas variaciones de parámetros, es decir, la conducción del conductor y el estado del camino, para esto usaron técnicas de control robusto H_2/H_∞ , después, por medio de datos experimentales y resultados experimentales mostraron que el modelo propuesto demostraba buen desempeño dinámico y mayor cantidad de energía recuperada. Asimismo observaron que en cuanto a eficiencia, el control propuesto superaba un 4% al control tradicional PI.

1.2.1. Conclusión del estado del arte

En los últimos años, los vehículos de combustión interna han sido el pilar del transporte, pero la creciente demanda de los EV's ha experimentado un aumento significativo. Este aumento se debe a varios factores, como la búsqueda de una mayor eficiencia energética y una creciente conciencia de la importancia de reducir las emisiones contaminantes para abordar los desafíos del cambio climático. Los EV's se han convertido en una solución prometedora para lograr una movilidad más sostenible.

En la literatura revisada se destaca la importancia de los motores BLDC para la tracción de vehículos eléctricos, debido a su alta eficiencia, tamaño reducido y capacidad para ofrecer un rendimiento similar a otros motores de mayores dimensiones. Diferentes técnicas de control, como el uso de controladores PI, GPI, y métodos de control robusto, han demostrado mejorar significativamente el desempeño y la eficiencia de estos motores.

Adicionalmente, se han investigado diversas estrategias para optimizar la regeneración de energía, como el uso de convertidores de potencia CD-CD, sistemas híbridos de almacenamiento y técnicas avanzadas de control digital, mostrando que enfoques como el

método de dos impulsos y la integración de controladores difusos y PID pueden duplicar la energía recuperada en comparación con métodos tradicionales. Sin embargo, es importante considerar que la implementación de algunas de estas técnicas puede incrementar la complejidad y el costo del sistema.

1.3. Planteamiento del problema

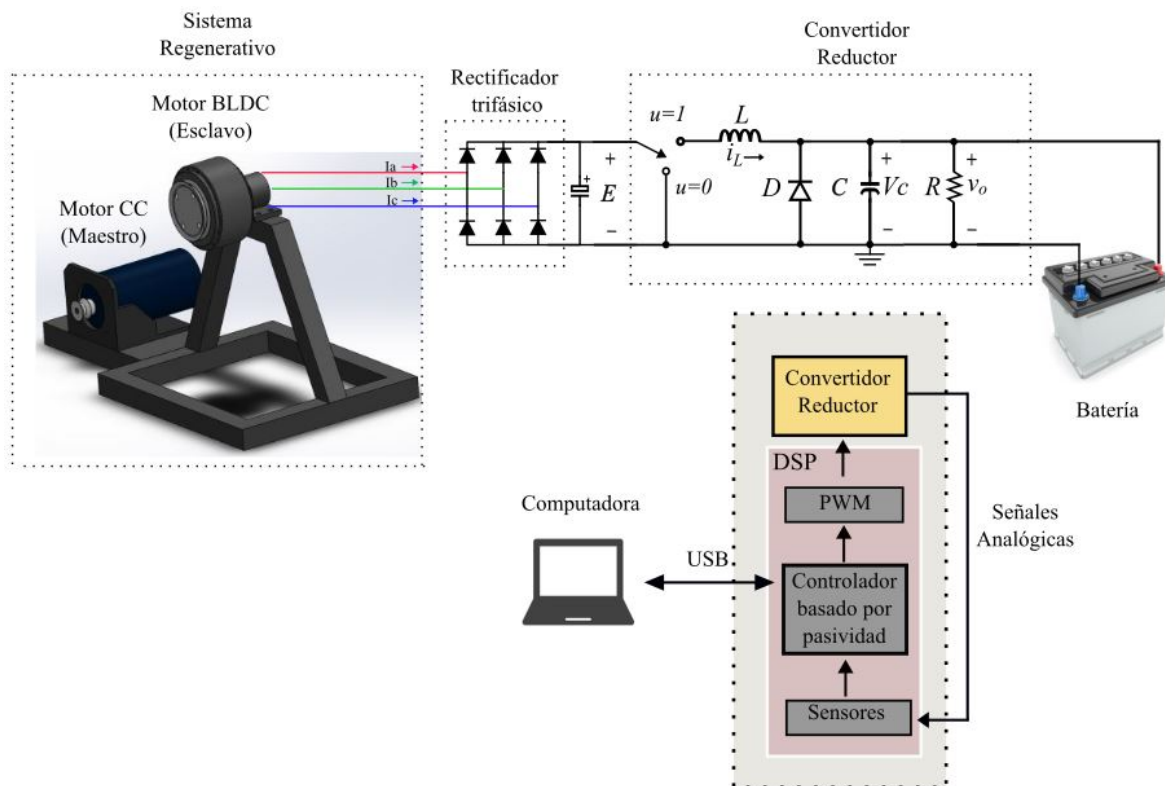


Figura 1.2: Propuesta del sistema para la regeneración de la máquina BLDC en rueda.

El sistema de regeneración de motores de tracción eléctrica es un ejemplo de eficiencia energética que se puede obtener en un vehículo eléctrico, ya que en los primeros, la energía que generaba el motor eléctrico se perdía en forma de calor por medio de resistencias de potencia o elementos resistivos, mientras que ahora, se puede canalizar, almacenar y aprovechar en energía eléctrica [45]. Este sistema, por lo general se logra al implementar rectificadores de Corriente Alterna-Corriente Directa (CA-CD) o Corriente Directa-Corriente Alterna (CD-CA) bidireccional y convertidores de potencia CD-CD. Estos permiten aumentar la fuerza contraelectromotriz a un nivel adecuado para cargar, ya sea, las baterías o un banco de supercapacitores.

En cuanto a las topologías encontradas en la literatura, se pudo observar que comúnmente están integradas por supercapacitores, baterías y algoritmos o métodos de conmutación eficientes para el inversor [45, 18]. Por lo tanto, se pretende implementar un inversor pasivo que integre un convertidor de potencia CD-CD, que sea capaz de direccionar la energía generada por un motor BLDC, del tipo de rueda de un EV todo terreno que se encuentra en desarrollo en la Universidad Tecnológica de la Mixteca a una batería de ácido-plomo. Además, la ley de control que se utilizará para optimizar el rendimiento de regeneración de energía será implementado en una DSP. Este enfoque busca no solo mejorar la autonomía de los EV's, sino también contribuir a una movilidad más sostenible y eficiente desde el punto de vista energético.

1.4. Justificación

La transición global hacia la movilidad sostenible ha sido fomentada por el aumento en la concientización sobre los impactos ambientales y el agotamiento de los recursos que son utilizados en los vehículos de combustión interna. En estas circunstancias, los EV's han emergido como una solución prometedora debido a su eficiencia energética, bajas emisiones, el uso de fuentes de energía renovable y a que requieren un mantenimiento mínimo. Así, esta transición hacia EV's ha sido acelerada por la mayoría de las marcas automovilísticas, que están desplazando gradualmente los vehículos de combustión interna en favor de alternativas eléctricas e híbridas [49].

Dentro de esta transformación, los motores eléctricos BLDC se han consolidado como una opción prioritaria para aplicaciones de tracción eléctrica. Estos motores ofrecen una combinación única de alta eficiencia, concentración de potencia, tamaño compacto y bajos requerimientos de mantenimiento [31, 25]. Sin embargo, para aprovechar plenamente el potencial de los EV's, la autonomía sigue siendo un factor crítico, ya que aunque superan a los vehículos de combustión interna en términos de eficiencia en la distancia recorrida por carga, es primordial optimizar aún más la autonomía.

Uno de los enfoques más prometedores para aumentar la autonomía es la implementación de sistemas de regeneración de motores de BLDC aplicados a la tracción eléctrica de EV's. Dichos sistemas permiten la recuperación de energía durante las fases de frenado y desaceleración, transformando la energía cinética en energía eléctrica que será almacenada en las baterías [45, 2].

No obstante, para lograr una implementación óptima del sistema regenerativo y maximizar la eficiencia de carga de las baterías de la energía generada por los motores BLDC

en aplicaciones de tracción eléctrica, es esencial investigar y analizar algunas estrategias de control. Así, la presente investigación tiene como propósito principal el aprovechar eficientemente la energía que alcance generar un motor eléctrico y cargar correctamente un acumulador, mediante la implementación de un convertidor de potencia CD-CD, el cual debe integrar una ley de control para garantizar la vida útil de la batería, puesto que el principal objetivo es aumentar la autonomía pero sin perjudicar significativamente la batería.

Por lo tanto, este trabajo de tesis busca abordar un aspecto crucial en la optimización de los EVs al explorar cómo la regeneración de motores de BLDC y la implementación de una ley de control apropiada pueden influir en la autonomía y eficiencia general de los sistemas de tracción eléctrica.

1.5. Hipótesis

Es posible garantizar una regeneración de energía eléctrica en un motor BLDC en rueda, con el uso de un convertidor CD-CD tipo reductor y la implementación de un control basado en pasividad para cargar una batería.

1.6. Objetivos

1.6.1. Objetivo general

Diseñar y construir un convertidor electrónico de potencia reductor CD-CD para administrar la energía generada por un motor BLDC en rueda durante su comportamiento como generador eléctrico.

1.6.2. Objetivos específicos

- Analizar el convertidor reductor de potencia CD-CD para cargar una batería de ácido-plomo.
- Formular el modelo matemático del convertidor reductor de potencia CD-CD.
- Caracterizar la batería para conocer la resistencia interna.
- Realizar la experimentación de regeneración de energía del motor BLDC en rueda QS Motor 260 implementado en el prototipo disponible en la Universidad.

- Implementar la ley de control basada en pasividad.
- Evaluar el funcionamiento del convertidor de potencia CD-CD mediante simulaciones en PSIM y Matlab Simulink.
- Implementar la ley de control basada en pasividad en la tarjeta DSP TMS320F28335.
- Validar el funcionamiento por medio del motor BLDC en rueda.

1.7. Metas

La realización de dicha investigación logra las siguientes metas:

- Construir el convertidor de potencia CD-CD reductor para administrar eficientemente la energía generada a una batería de ácido-plomo, este tipo de batería son utilizadas en el prototipo que se encuentra en desarrollo en la Universidad Tecnológica de la Mixteca.
- Diseñar y construir una base para montar el motor BLDC en rueda y de esta manera poder simular las condiciones de operación del motor BLDC cuando es impulsado por otro motor, permitiendo conocer el potencial de regeneración de energía.
- Implementar correctamente la ley de control basado en pasividad en una tarjeta DSP.
- Validar la hipótesis que se formuló en este trabajo de investigación.

1.8. Limitaciones

- Durante la fase de rectificación se utiliza un rectificador trifásico pasivo, dejando a un lado los activos.
- Para la parte de la experimentación del sistema de regeneración se ocupa solo un motor en rueda.
- La implementación de la ley de control se realiza en una DSP y no en una tarjeta reconfigurable como un FPGA, ya que es más simple implementar la ley de control y los sistemas de convertidores de potencia no operan a altas frecuencias de conmutación.

1.9. Metodología

La metodología elaborada para la ejecución de los objetivos formulados, está comprendida por once etapas divididas en tres fases [26]:

Fase 1. Factibilidad:

- a)* Revisión de la literatura relacionado al tema de tesis.
- b)* Análisis matemático del sistema.
- c)* Simulación del sistema.
- d)* Diseño e implementación de la plataforma experimental de hardware.

Fase 2. Programación:

- e)* Definición de módulos funcionales.
- f)* Simulación funcional de los módulos.
- g)* Codificación del programa.
- h)* Implementación en la DSP.

Fase 3. Resultados experimentales:

- i)* Pruebas experimentales.
- j)* Análisis de resultados.
- k)* Conclusiones.

CAPÍTULO 2

MARCO TEÓRICO

2.1. Baterías

La batería es un instrumento electroquímico que acumula energía química que posteriormente, es convertida en energía eléctrica. Se constituye por una o varias celdas conectadas en serie o en paralelo. Cada celda se compone de un ánodo, un cátodo, un separador y un electrolito el cual ayuda la transferencia de iones entre el ánodo y el cátodo durante los procesos de carga y descarga [53]. La capacidad de una batería se mide en Amperios-Hora (Ah). Existen muchos tipos de baterías para aplicaciones automotrices tanto de combustión interna y eléctricos. La elección de la batería depende del tipo de vehículo y de la aplicación que será sometida. Debido a que el EV es el principal interés de este trabajo de investigación, en la literatura se habla de tres tipos de baterías principales las cuales son baterías de ácido-plomo, níquel/hidruro metal y de ion litio.

2.1.1. Baterías de ion de litio.

Las baterías de ion de litio son tecnológicamente vanguardistas por ser altamente densas en energía y potencia específica. Esto las hace ideales para la implementación en vehículos eléctricos y sistemas de acumulación de energías renovables. Actualmente, este tipo de acumuladores brindan una autonomía de 500 km en EV, con posibilidades de alcanzar los 650 km y de esta manera tener una disputa con los vehículos de combustión interna.

Además, otra ventaja que ofrecen son los tiempos cortos de carga a comparación con las demás baterías, puesto que, se alcanzan porcentajes altos de recarga en cuestión de minutos [37].

Las baterías de ion de litio pueden alcanzar una vida útil de hasta 10 años o 160,000 km, ya que son controladas por un sistema de gestión de baterías (Battery Management System, BMS por sus siglas en inglés). Su construcción incluye cátodos de numerosos materiales, como LFP ($LiFePO_4$), $LiMn_2O_4$ (LMO), $LiNixCoyMn_{1-x-y}O_2$ NCM, $LiNixCoyAlzO_2$ (NCA), y ánodos de $Li_4Ti_5O_{12}$ (LTO) y grafito, con voltajes característicos que van de 1.5 V a 3.7 V [13, 22].

En cuanto a la intensidad de descarga y carga, se ha demostrado que las baterías de ion de litio pueden soportar altas corrientes, medida en C-Rate, tanto en descarga como en carga. Por otra parte, el mercado de estas baterías ha experimentado un crecimiento significativo, proyectándose alcanzar los 119.3 billones de dólares en 2020, ocupando el 80 % del mercado global de baterías recargables [50].

2.1.2. Baterías de metal níquel/hidruro.

Por otro lado, las baterías de metal níquel/hidruro están teniendo un gran auge en el mundo de la electrónica portátil, el almacenamiento de energía y la movilidad eléctrica. Ofrecen una eficiencia de 66 %, lo que hace que sean perfectas para aplicaciones en los vehículos eléctricos, vehículos híbridos y sistemas de almacenamiento de energía fija [8].

Su flexibilidad se produce en su voltaje de celda característico, que se encuentra entre 0.6 V y 1.5 V, y en su desempeño de su vida útil, que puede alcanzar hasta 3000 ciclos, dependiendo de la utilidad. La densidad de la energía de este tipo de baterías abarca entre 140 y 300 $\frac{Wh}{l}$, por lo tanto, su rendimiento es bueno para dispositivos móviles y de almacenamiento [12].

2.1.3. Baterías de ácido-plomo.

Y por último, las baterías de ácido-plomo han ocupado un lugar destacado dentro del área de acumuladores, debido a su rendimiento y aplicaciones que requieran alta potencia y densidad de energía [19]. Además, están diseñadas para resistir profundidades de descarga del 10 % al 20 %, estas baterías ejercen una función importante en aplicaciones automotrices y otros sectores que requieran un alto rango de potencia en tiempos indeterminados. Asimismo, las baterías de ciclo profundo, que es otra variante de batería de ácido-plomo, resisten ciclos profundos de carga y descarga y ofrecen una potencia más estable durante

períodos largos. Dichas baterías se encuentran en botes y sistemas de iluminación [13].

La capacidad total de las baterías de ácido-plomo depende del tamaño de las placas y por lo regular se encuentra en un rango de 36 Ah y 200 Ah. Con valores de voltaje nominal de 2.1 V por celda, las baterías comúnmente comercializadas ofrecen 12 V, conectando dos baterías en serie para aplicaciones de 24 V. La densidad de energía se sitúa en $70 \frac{\text{Wh}}{\text{l}}$, con una energía específica de $35 \frac{\text{Wh}}{\text{kg}}$ [13].

Por otro lado, hablando de la vida útil de estas baterías varía según su aplicación, donde comúnmente se estima entre 5 a 7 años y 200 a 700 ciclos de carga y descarga. A pesar tener una vida útil menor en comparación con otras baterías, estas son atractivas por su bajo costo, debido a su reciclaje [52, 13].

2.2. Modelos de baterías

En el área de investigación de las baterías es necesario comprender y clasificar los distintos modelos, ya que con ello se logra tener la capacidad de pronosticar los parámetros fundamentales de las celdas de la batería mediante simulación. Estos parámetros pueden ser: el voltaje a circuito abierto E , el estado de carga (State Of Charge, SOC por sus siglas en inglés), el estado de salud de la batería (State Of Health, SOH por sus siglas en inglés) y la dinámica voltaje-corriente. Esta práctica ayuda a optimizar el tiempo y los costos que están afiliados a la caracterización y pruebas de las baterías. Por ende, los modelos de las baterías se pueden clasificar en cinco categorías [48], cada una de estas categorías tiene su propio principio de funcionamiento y aplicaciones.

Modelos Electroquímicos. Estos modelos se apoyan en las reacciones químicas que se llevan a cabo dentro de las celdas de la batería y por lo tanto, se obtienen descripciones minuciosas del comportamiento dinámico voltaje-corriente, del SOC y del SOH de la batería. Sin embargo, para solucionar las ecuaciones se requiere de un algoritmo computacional alto.

Modelos Analíticos. Son modelos menos complejos que los electroquímicos, puesto que las expresiones matemáticas están más simplificadas. Según Peña [48], estos modelos se consideran efectivos para aplicaciones de seguimiento de estado de carga bajo un régimen de descarga a corriente constante y para la estimación del tiempo de descarga de la batería. No obstante, no es confiable para el seguimiento dinámico de voltaje-corriente.

Modelos Estocásticos. Estos modelos tienen la misma metodología que los analíticos, con diferencia de que utilizan valores aleatorios para el proceso del modelado. La ventaja principal que ofrece es que se consiguen procesos lineales y buena estimación del SOC. Sin

embargo, su implementación puede ser compleja.

Modelos basados con Inteligencia Computacional. Se podría decir que este tipo de modelos son de los más confiables junto con los electroquímicos, puesto que ofrecen las mismas ventajas. Además describen correctamente el comportamiento de voltaje de múltiples baterías. Dicho modelo recolecta información del SOC, el voltaje en circuito abierto, corriente y temperatura de la batería.

Modelos de Circuito Eléctrico. Estos modelos son generalmente simples y se utilizan de manera conveniente en aplicaciones de cosimulación de sistemas eléctricos que involucran baterías [48]. La representación de las baterías se realiza en base a dispositivos eléctricos pasivos, por ende, no suele ser tan complejo obtener el comportamiento de la dinámica de voltaje-corriente, sin embargo, predecir comportamientos del SOC o temperatura puede ser más complicado.

Entre los modelos que se mencionaron anteriormente, dentro del marco de complejidad, recursos computacionales disponibles y la fracción de error aceptable, los modelos basados en circuitos eléctricos son los elegidos para ser empleados en nuestra aplicación, puesto que proporcionan un cierto porcentaje de error aceptable en la estimación dinámica V-I y la complejidad de implementación.

Dentro de los modelos de circuitos eléctricos, se tiene el modelo Shepherd's. Este modelo se caracteriza por tener un equilibrio entre el seguimiento de la dinámica y la complejidad.

2.2.1. Modelo Shepherd's

Shepherd propuso una ecuación que describe el comportamiento electroquímico de una batería directamente en términos de voltaje terminal, voltaje de circuito abierto, resistencia interna, corriente de descarga y estado de carga [58]. Las baterías de ácido plomo y de iones de litio tienen las mismas características entre los estados de carga y descarga. Dicho esto, cuando se requiere utilizar cualquiera de estas dos baterías se podría decir que tienen un comportamiento similar al igual que su modelado. En esta tesis se utilizarán baterías de ácido plomo, por lo tanto, se tiene un mayor enfoque hacia este tipo de acumulador de energía.

La descripción general del modelo de carga y descarga basado en Shepherd's de una batería de ácido plomo se muestra a continuación [60]:

Modelo de carga

$$E_{bat} = E_0 - K \frac{Q}{it - 0.1Q} i^* - K \frac{Q}{Q - it} + e(t). \quad (2.2.1)$$

Modelo de descarga

$$V_{bat} = E_0 - R_0 i - K \frac{Q}{Qit} (it + i^*) + e(t). \quad (2.2.2)$$

donde:

- V_{bat} = voltaje de la batería.
- E_0 = voltaje constante de la batería.
- K = constante de polarización ($\frac{V}{Ah}$) o resistencia de polarización.
- Q = capacidad de la batería (Ah).
- $it = \int i dt$ = carga actual (Ah).
- R_0 = resistencia interna (Ω).
- i = corriente de la batería (A).
- i^* = filtro de corriente (A).

Es importante mencionar, que en la herramienta Matlab/Simulink existe un bloque que permite pronosticar el comportamiento de una batería (ver Figura 2.1), dicho bloque utiliza el modelo de Shepherd's.

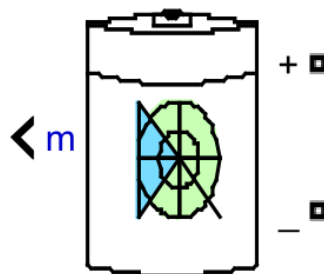


Figura 2.1: Bloque de batería de Matlab/Simulink.

2.3. Motor eléctrico BLDC

Entre la gran variedad de motores que existen, los motores BLDC tienen mejores características, puesto que, al incluir dispositivos semiconductores, eliminan varios problemas que presentan los motores eléctricos con escobillas, como deterioro y calor generado debido al rozamiento, ruido y mantenimiento continuo. Además, los motores BLDC presentan devanados concentrados, lo que nos lleva al ahorro de material como el cobre. Asimismo, adopta un rotor de imán permanente montado en la superficie y esto nos conduce a ciertas ventajas tanto en la simplicidad de la estructura como en el control [23].

2.3.1. Principio de funcionamiento

Esta máquina se basa en la interacción de formas de onda de la fuerza contra-electromotriz y formas de corriente de armadura rectangular, como se muestra en la Figura 2.2.

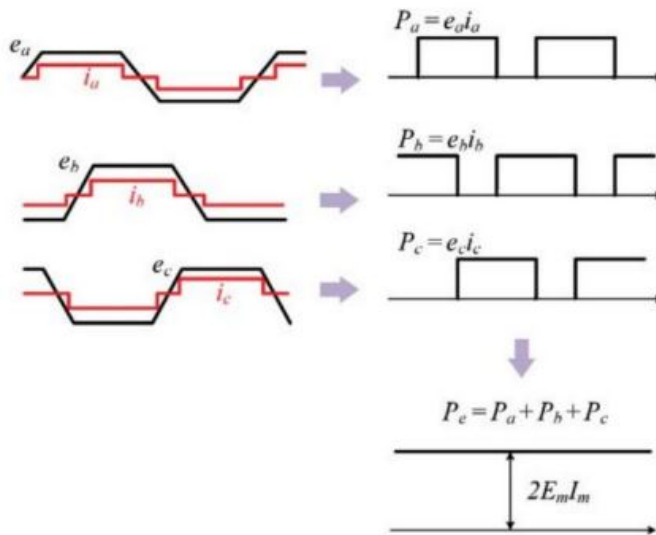


Figura 2.2: Principio de funcionamiento de un motor BLDC [9].

La máquina BLDC emplea un número múltiplo de tres bobinas en el estator a una distancia de 120° . Para un funcionamiento correcto, el motor generalmente se alimenta mediante corrientes rectangulares trifásicas balanceadas con períodos de conducción de 120° , las cuales coinciden con las regiones superiores de la fuerza contra-electromotriz.

En cada instante, la potencia de dos fases son $E_m I_m$, mientras que la otra fase es igual a cero. Así pues, la potencia eléctrica total (P_e) es la suma de todas las potencias de fase:

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = 2E_m I_m, \quad (2.3.1)$$

donde e_a , e_b , y e_c son las fuerzas contra electromotrices de las fases a , b , y c , respectivamente. i_a , i_b , e i_c son las corriente en las fases a , b , y c , respectivamente. E_m es la magnitud de la fuerza electromotriz máxima e I_m es la corriente de fase máxima.

2.3.2. Esquemas de conmutación para un motor eléctrico BLDC

Según Zhao *et al.* [66] la conmutación del motor BLDC se basa en la retroalimentación de la posición del rotor, para así determinar el momento para energizar los interruptores correspondientes, de modo que el ángulo entre el flujo del estator y del rotor se mantengan aproximadamente a 90° y de esta manera desarrollar un torque máximo.

Hay dos diseños de conmutación para el accionamiento de motores BLDC, los cuales se muestran a continuación.

- Conducción bifásico de 120°

Para el caso de un motor BLDC monofásico, la secuencia de conducción se muestra en la Tabla 2.3.1, donde se utiliza un sensor de efecto hall se conoce la posición del estator. En el esquema de conmutación de 120° de dos fases, en cualquier instante, sólo se conducen dos fases con el intervalo de conducción de 120° , mientras que en la fase restante no se conduce.

Para el buen funcionamiento, la forma de onda de la corriente de fase es casi rectangular y alcanza fácilmente la demanda de corriente, ver Figura 2.3 .

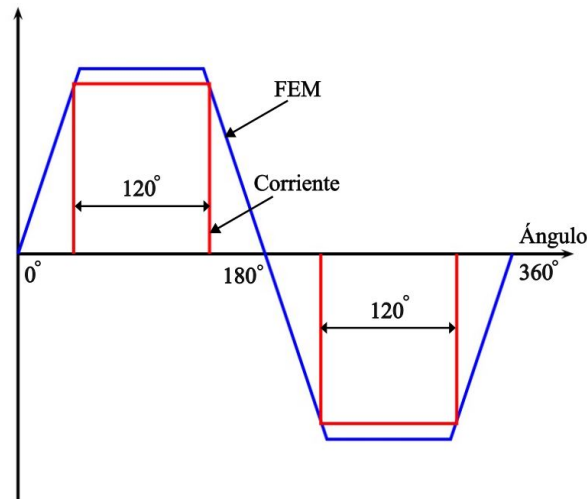


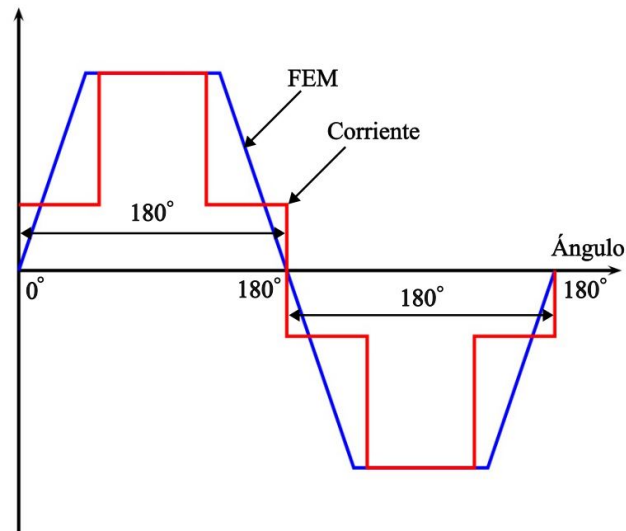
Figura 2.3: Forma de onda de accionamiento de un motor bifásico de 120° .

Tabla 2.3.1: Secuencia de accionamiento de un motor bifásico de 120° .

Intervalo	Activación en	Fase A, B, C
0 – 60	S_1, S_2	+, 0, –
60 – 120	S_2, S_6	0, +, –
120 – 180	S_2, S_4	–, +, 0
180 – 240	S_3, S_4	–, 0, +
240 – 300	S_3, S_5	0, –, +
300 – 360	S_1, S_5	+, –, 0

- Conducción trifásico de 180°

Por otra parte, en el sistema de conmutación de un motor trifásico de 180° , en cualquier instante, las tres fases se conducen con el intervalo de conducción de 180° . Este motor requiere de tres sensores de efecto Hall para detectar la posición del rotor. De igual manera, para el buen funcionamiento del motor, la forma de onda de la corriente de fase debe ser casi rectangular y de esta manera alcanzar fácilmente la demanda de corriente, Figura 2.4.

Figura 2.4: Forma de onda de accionamiento de un motor trifásico de 180° .

En la Tabla 2.3.2 se muestra el orden de conmutación de los interruptores:

Tabla 2.3.2: Secuencia de accionamiento de un motor trifásico de 180°. [9]

Intervalo	Activación en	Fase A, B, C
0 – 60	$S_1, S_5 S_3$	+, -, +
60 – 120	$S_1, S_5 S_6$	+, -, -
120 – 180	$S_1, S_2 S_6$	+, +, -
180 – 240	$S_4, S_2 S_6$	-, +, -
240 – 300	$S_4, S_2 S_3$	-, +, +
300 – 360	$S_4, S_5 S_3$	-, -, +

Entre las diferencias de estos dos tipos de accionamiento, se tiene que el esquema bifásico tiene la ventaja de que produce la capacidad de par más alta para la misma corriente de fase de pico que puede maximizar el par. Mientras que para el caso del trifásico, minimiza la pérdida de conmutación, ya que sólo requiere encender y apagar el dispositivo y además reduce el riesgo de tener un corto circuito [9, 64].

El siguiente trabajo sólo se basará en el esquema trifásico.

2.3.3. Modelo dinámico del motor BLDC

Por lo general, el modelo dinámico de un motor BLDC consta de una parte mecánica y una eléctrica [14]. Del diagrama eléctrico presentado en la Figura 2.5, se obtienen las ecuaciones correspondientes:

$$\begin{aligned}
 L_S \frac{di_A}{dt} &= -R_S i_A - e_A + u_A \\
 L_S \frac{di_B}{dt} &= -R_S i_B - e_B + u_B \\
 L_S \frac{di_C}{dt} &= -R_S i_C - e_C + u_C
 \end{aligned} \tag{2.3.2}$$

donde $L_S = L - M$, $e_{A-C} = K_{e_{A-C}} w$, L_S es la inductancia de fase, M es la inductancia mutua, e_{A-C} es la fuerza contra-electromotriz inducida, $K_{e_{A-C}}$ es la constante eléctrica del motor, w es la velocidad angular del motor, R_S es la resistencia de fase, i_{A-C} es la corriente de fase y u_{A-C} es el voltaje de fase [5].

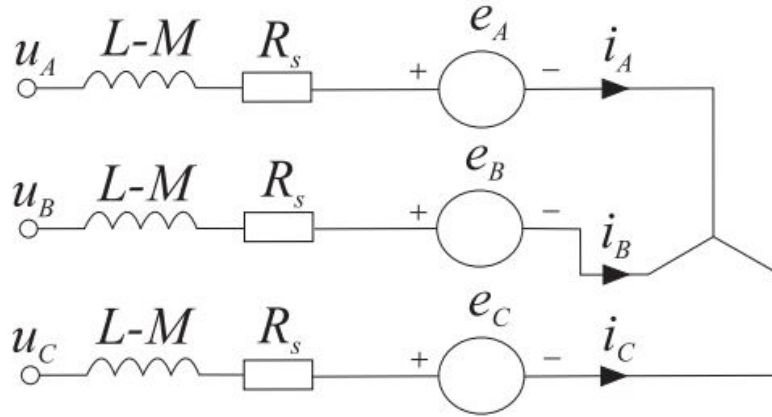


Figura 2.5: Diagrama eléctrico del motor BLDC trifásico [14]

Curiel [14] en su trabajo de investigación menciona que el modelo de un motor BLDC se podría considerar análogo a un modelo de un motor de corriente continua, ya que no difieren de manera significativa. Así pues, de esta forma se puede reducir la dificultad de análisis de un motor BLDC. En la Figura 2.6 se observa un modelo de un circuito eléctrico de un motor de corriente continua.

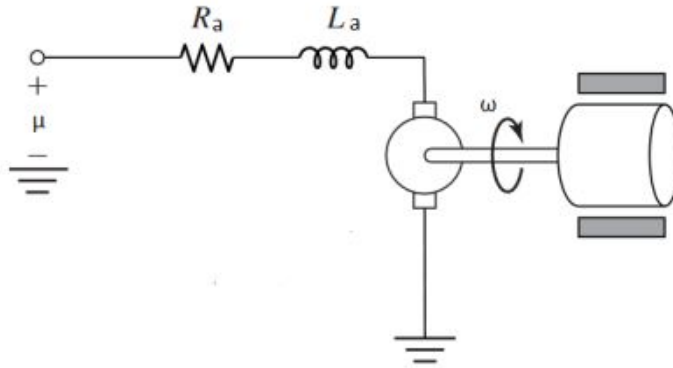


Figura 2.6: Circuito equivalente de un motor de corriente continua [14].

Del modelo del circuito eléctrico de corriente continua se obtienen las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\begin{aligned} L_a \frac{di_a}{dt} &= u - R_a i_a - k_e \omega \\ J \frac{d\omega}{dt} &= k_t i_a - B_u \omega - \tau_L \end{aligned} \quad (2.3.3)$$

donde L_a es la inductancia de armadura, R_a la resistencia de armadura, k_e la constante eléctrica del motor, k_t la constante de par del motor, J el momento de inercia del motor,

B_u la fricción viscosa del motor, τ_L el par de carga aplicado al motor, i_a la corriente de armadura, w la velocidad angular del motor y u el voltaje de armadura del motor. Estos parámetros se pueden obtener caracterizándolos y/o aplicando la técnica de estimación algebraica [14, 5].

2.4. Frenado regenerativo

El frenado regenerativo es un sistema que convierte la energía cinética del vehículo en energía eléctrica mientras desacelera, esto mediante un motor eléctrico. La energía regenerada se utiliza para cargar el sistema de alimentación y/o almacenamiento del vehículo y por lo tanto mejorar la autonomía del auto eléctrico [46]. Además, este sistema puede incrementar un cierto porcentaje de la vida útil de los frenos convencionales (freno de tambor y de disco), ya que el frenado regenerativo tiene un comportamiento similar al frenado del motor, el cual se consigue mediante la compresión natural del motor de combustión interna.

2.4.1. Funcionamiento del frenado regenerativo

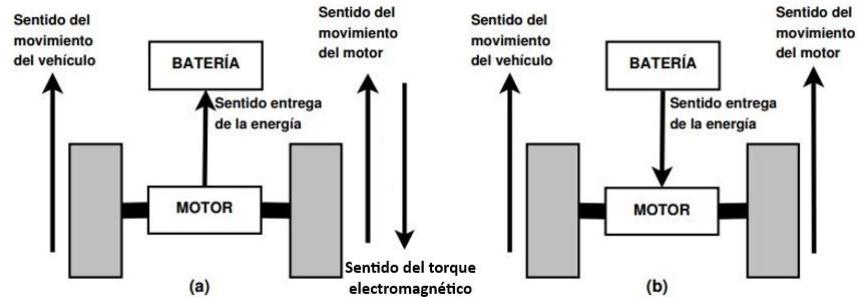


Figura 2.7: a) Funcionamiento como generador, b) Funcionamiento como motor [16].

En los EV se incorpora un motor eléctrico en la transmisión, este dispositivo convierte la energía eléctrica en mecánica cuando está funcionado como motor, mientras que al dejar de acelerar se convierte en un generador de energía como se muestra en la Figura 2.7.

El torque electromagnético juega un papel clave en este proceso. Durante la desaceleración, el motor BLDC (en este caso en particular), que actúa como generador, convierte

la energía cinética en energía eléctrica a través de la interacción entre las corrientes de las fases y la fuerza contra-electromotriz (back-EMF) generada. El torque electromagnético T_e generado durante el frenado regenerativo tiene un comportamiento opuesto al torque motriz que impulsa al vehículo en condiciones normales de operación. Este torque regenerativo actúa como una fuerza de resistencia, ralentizando el movimiento del vehículo. El torque T_e del motor se calcula por:

$$T_e = \frac{P_e}{w} = \frac{2E_m I_m}{w} \quad (2.4.1)$$

donde w es una velocidad angular constante, E_m es la magnitud de la fuerza electromotriz máxima e I_m es la corriente de fase máxima [9].

A medida que la velocidad del vehículo disminuye, el torque regenerativo también se reduce, lo que resulta en una menor cantidad de energía recuperada a bajas velocidades. Sin embargo, el frenado regenerativo es eficiente durante las etapas iniciales de la desaceleración, permitiendo una significativa recuperación de energía. Además, al reducir la necesidad de frenos mecánicos, prolonga la vida útil de los sistemas de frenado convencionales (frenos de tambor o de disco), proporcionando un beneficio adicional en términos de mantenimiento y seguridad.

2.5. Convertidores de potencia CD-CD

Estos convertidores sirven para transformar un voltaje de entrada de corriente continua, generalmente de valor fijo, a un voltaje de salida también de corriente continua, con un valor distinto. De forma análoga, se puede pensar que realizan la misma función que los transformadores, pero con corriente continua. Su rango de aplicación es el mismo que el de los convertidores CA-CC, con la única diferencia de que la energía primaria de alimentación no es corriente alterna, sino continua. Su utilización suele orientarse hacia accionamientos de aplicaciones en automóviles tales como: limpia parabrisas, motor de arranque del vehículo, entre otros [4].

2.5.1. Convertidor Reductor

Se tiene en mente que los convertidores CD-CD también conocidos como convertidores CD-CD conmutados, son dispositivos electrónicos de potencia que permiten variar el nivel de tensión suministrada de una fuente de alimentación continua [24].

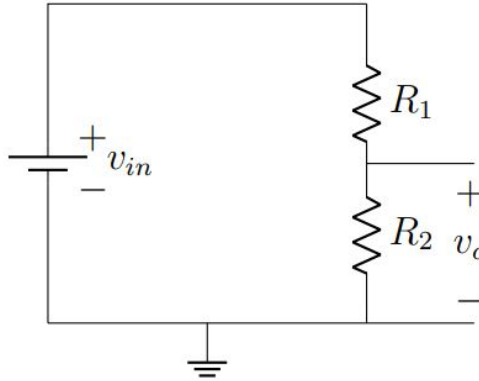


Figura 2.8: Divisor de voltaje tradicional [36].

En ciertas circunstancias, no es posible obtener un voltaje de salida menor que lo proporcionado por la fuente de alimentación en un circuito. Para resolver este requerimiento, se puede recurrir a una solución convencional que involucra el uso de un divisor de voltaje compuesto por dos resistores en serie (ver Figura 2.8). No obstante, una alternativa más eficiente consiste en emplear un convertidor reductor de potencia, conocido como *buck* o *step-down* (ver Figura 2.9) [24]. Este dispositivo electrónico permite reducir el voltaje de la fuente de potencia de forma controlada y de esta manera obtener el voltaje de salida deseado. Esta regulación se logra mediante el manejo del ciclo de trabajo de un interruptor o switch dentro del convertidor, lo que proporciona un voltaje en la carga de salida controlado, incluso si el valor de tensión de entrada tiende a variar [24, 36].

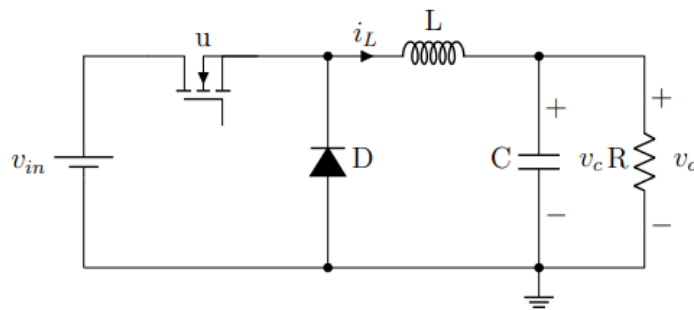


Figura 2.9: Convertidor Reductor CD-CD.

Para obtener un buen diseño del circuito del convertidor CD-CD, es necesario seguir ciertas normas que se mencionan a continuación: Es habitual que los convertidores estén diseñados para operar en régimen de corriente continua de manera permanente (siempre positiva). La parte fundamental para determinar la salida v_0 es analizar la corriente y el

voltaje en la bobina cuando el interruptor está cerrado y luego cuando esta abierto. La variación de la corriente en la bobina en un periodo debe ser cero en régimen permanente, al igual que el voltaje medio en la bobina. Esto significa que, cuando el interruptor está cerrado, la corriente aumenta gradualmente en la bobina y posteriormente se va almacenando energía magnética. Cuando el interruptor se abre la corriente decrece, lo cual provoca la liberación de la energía almacenada en la bobina. Por ende, para obtener un buen funcionamiento del convertidor debe haber un equilibrio entre las etapas del almacenamiento y pérdida de energía [24].

Dicho lo anterior, para el análisis del circuito cuando el switch se encuentra cerrado y el diodo esta polarizado inversamente la variación de corriente del inductor (Δi_L) se expresa por:

$$(\Delta i_L)_{u=1} = \left(\frac{v_{in} - v_0}{L} \right) DT, \quad (2.5.1)$$

donde L , D , T , v_{in} y v_0 , son el valor nominal del inductor, el ciclo de trabajo, el periodo de conmutación, el voltaje de entrada y el voltaje de salida, respectivamente.

Ahora, para el análisis del circuito cuando el interruptor se encuentra abierto, el diodo se polariza en forma directa y por lo tanto la corriente circula a través del inductor. Así pues, para conocer la variación de corriente de la bobina se utiliza la siguiente ecuación:

$$(\Delta i_L)_{u=0} = - \left(\frac{v_0}{L} \right) (1 - D)T. \quad (2.5.2)$$

Como se mencionó anteriormente, cuando el convertidor reductor se encuentra en operación en régimen permanente, es necesario que la corriente de la bobina sea la misma al final y al principio de cada ciclo de conmutación, lo cual asegura que el cambio neto de la corriente en la bobina en un periodo sea cero

$$(\Delta i_L)_{u=1} + (\Delta i_L)_{u=0} = 0. \quad (2.5.3)$$

Luego, en la ecuación (2.5.3) sustituimos (2.5.1) y (2.5.2) y se tiene la siguiente expresión:

$$\left(\frac{v_{in} - v_0}{L} \right) DT - \left(\frac{v_0}{L} \right) (1 - D)T = 0, \quad (2.5.4)$$

despejando v_0 de (2.5.4) se obtiene:

$$v_0 = v_{in}D.$$

Es importante notar que al incrementar la frecuencia de conmutación, se reduce el

tamaño mínimo requerido para la bobina con el fin de lograr una corriente permanente, así como el tamaño mínimo del condensador necesario para controlar el rizado de salida. Por consiguiente, frecuencias de conmutación más elevadas permiten minimizar las magnitudes de la bobina y el condensador. Para calcular la inductancia mínima necesaria para que exista una corriente positiva se utiliza la ecuación (2.5.5),

$$i_L = i_R = \frac{v_0}{R}, \quad (2.5.5)$$

así mismo, para calcular los valores máximo y mínimo de la corriente en la bobina se hace uso de las ecuaciones:

$$i_{max} = v_0 \left(\frac{1}{R} + \frac{1-D}{2Lf} \right), \quad (2.5.6)$$

$$i_{min} = v_0 \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right). \quad (2.5.7)$$

recordando que $f = \frac{1}{T}$ es la frecuencia de conmutación y R la resistencia de carga. Es importante mencionar que el análisis anterior se realizó siempre en modo continuo, así que, para garantizar el régimen permanente, el valor de la corriente mínima de la bobina debe ser cero ($i_{min} = 0$) debido a que es el límite, y por ende se tiene:

$$v_0 \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right) = 0. \quad (2.5.8)$$

Ahora, si se fija la frecuencia de conmutación deseada y con ayuda de la ecuación (2.5.8) se obtiene la inductancia mínima que garantiza el modo continuo (corriente permanente), dicha inductancia se calcula con la ecuación (2.5.9):

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f}. \quad (2.5.9)$$

Por otro lado, la corriente media en el capacitor debe ser nula cuando el convertidor opera en modo continuo. Esto se debe a que el condensador se carga y descarga continuamente en cada ciclo de conmutación, pero en promedio, no acumula carga. Esto es fundamental para mantener la estabilidad y la eficiencia del circuito de conversión de energía [24, 36].

Por último, para calcular el valor del capacitor se utiliza la siguiente ecuación:

$$C = \frac{\Delta i_L}{8f\Delta V}, \quad (2.5.10)$$

donde, ΔV es el rizo deseado del voltaje de salida y Δi_L el rizo de corriente.

Una problemática común con las frecuencias de conmutación altas es que proporcionan un aumento en las pérdidas de potencia en los interruptores. A medida que van aumentando las pérdidas en los switch's, el buen funcionamiento de la bobina se ve afectado, lo que lleva a la utilización de un disipador de calor de mayor tamaño para el dispositivo electrónico que actúa como interruptor. En consecuencia esto provoca un aumento en las dimensiones de la bobina y el capacitor. Las frecuencias comunes que se utilizan para estas aplicaciones varían en el rango de 20 kHz a 50 kHz, sin embargo estos valores tienden a variar dependiendo de la aplicación del convertidor [24].

2.6. Control basado por pasividad

La ley de control basada por pasividad, en su desarrollo toma en cuenta la importancia física de los elementos pasivos que componen al sistema, caso contrario a la mayoría de técnicas de control halladas en la literatura, las cuales sólo se justifican matemáticamente. El enfoque principal de esta ley de control es tratar al sistema de control como un sistema de energía, aprovechando las propiedades de pasividad para el diseño del controlador.

Para tener una idea más clara del concepto de pasividad, Sira et al. [56] en su trabajo mencionan que la pasividad se refiere a la propiedad de un sistema de no acumular energía de forma indefinida y además de poder disipar o almacenar de manera controlada dicha energía. Por ende, un sistema electrónico puede almacenar temporalmente energía en ciertos componentes, como inductores o capacitores, y disiparla en otros, como resistencias, de manera que no se acumule indefinidamente. Matemáticamente hablando, un sistema es pasivo si para cada par de señales de entrada y salida, $u(t)$ y $y(t)$, respectivamente, se tiene que:

$$\int_0^{\infty} u(t) \cdot y(t) dt \geq 0. \quad (2.6.1)$$

Esta condición refleja la idea de que la energía total suministrada al sistema no debe ser negativa.

2.6.1. Control basado por pasividad para convertidores de potencia CD-CD

Para el diseño del control es indispensable saber la forma Hamiltoniana del sistema, puesto que esta representación de las ecuaciones dinámicas proporciona la información de la energía total contenida en el sistema. En el contexto de los convertidores de potencia, la

forma Hamiltoniana se utiliza para describir la dinámica del sistema en términos de energía y puede ayudar en el diseño de controladores que aprovechan la estructura energética del sistema para mejorar la estabilidad y el rendimiento. Sira et al. [55] considerando el modelo general de un convertidor de potencia CD-CD normalizado, obtuvieron la siguiente forma canónica Hamiltoniana:

$$A^* \dot{x} = J(u_{av})x - Rx + Bu_{av}, \quad (2.6.2)$$

donde A es una matriz diagonal definida positiva, $J(u_{av})$ es una matriz antisimétrica para todo u_{av} y además es una función afín de u de la forma $J_0 + J_1 u$, R es una matriz simétrica semidefinida positiva que representa los términos de disipación del modelo del circuito, b es un vector constante que puede contener algunos componentes que dependen de las fuentes constantes externas y un vector $x \in \mathbb{R}^n$.

A partir de (2.6.2), se construye la dinámica de referencia deseada, la cual esta dada por:

$$A^* \dot{x}^* = J(u_{av}^*)x^* - Rx^* + Bu_{av}^*, \quad (2.6.3)$$

donde el error se construye de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} e &= x - x^* \\ \dot{e} &= \dot{x} - \dot{x}^* \\ \dot{A}e &= A^* \dot{x} - A^* \dot{x}^*, \end{aligned} \quad (2.6.4)$$

se sustituyen las dinámicas (2.6.2) y (2.6.3) en (2.6.4) y realizando un tratamiento matemático se produce la siguiente ecuación:

$$A^* \dot{x} = J(u_{av})e + [J(u_{av}) - J(u_{av}^*)]x^* - Re + Be_u. \quad (2.6.5)$$

Utilizando el polinomio de Taylor se aproxima la función no lineal de la siguiente forma:

$$J(u_{av}) = J(u_{av}^*) + \frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}}(u_{av} - u_{av}^*) + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 J(u_{av})}{\partial u_{av}^2}(u_{av} - u_{av}^*)^2 + \dots + \frac{1}{n!} \frac{\partial^n J(u_{av})}{\partial u_{av}^n}(u_{av} - u_{av}^*)^n. \quad (2.6.6)$$

Posteriormente, se toman los dos primeros términos:

$$\begin{aligned} J(u_{av}) &= J(u_{av}^*) + \frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}}(u_{av} - u_{av}^*) \\ J(u_{av}) - J(u_{av}^*) &= \frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}}(u_{av} - u_{av}^*). \end{aligned} \quad (2.6.7)$$

$$\text{Sabido: } e_u = u_{av} - u_{av}^*, \quad (2.6.8)$$

así la ecuación (2.6.7) se reduce a,

$$J(u_{av}) - J(u_{av}^*) = \frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} e_u. \quad (2.6.9)$$

Ahora, se sustituye (2.6.9) en (2.6.5) y se obtiene la siguiente ecuación:

$$A^* \dot{x} = J(u_{av})e + \left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} x^* + B \right] e_u - Re. \quad (2.6.10)$$

Luego, se propone la función candidata de Lyapunov,

$$V(e) = \frac{1}{2} e^T A^* e > 0, \quad (2.6.11)$$

derivando la ecuación (2.6.11) se tiene,

$$\dot{V}(e) = e^T A^* \dot{e}, \quad (2.6.12)$$

sustituyendo el término (2.6.10) en (2.6.12) se produce,

$$\dot{V}(e) = e^T J(u_{av})e + \left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} x^* + B \right] e_u - Re, \quad (2.6.13)$$

desarrollando se obtiene:

$$\dot{V}(e) = e^T e J(u_{av}) + e^T e_u \left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} x^* + B \right] - e^T Re \leq 0, \quad (2.6.14)$$

Se sabe que el término $e^T e J(u_{av})$ de la ecuación (2.6.14) no contribuye al aumento o disminución de energía del sistema, por lo tanto se cancela y se obtiene,

$$\dot{V}(e) = e^T e_u \left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} x^* + B \right] - e^T Re. \quad (2.6.15)$$

Después, se propone la ley de control de retroalimentación de la salida pasiva del error, la cual esta dada por,

$$e_u = -\gamma \left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} x^* + B \right]^T e, \quad (2.6.16)$$

donde γ es la ganancia.

Posteriormente, se sustituye (2.6.16) en (2.6.15) y se obtiene la siguiente expresión,

$$\dot{V}(e) = e^T e \gamma \underbrace{\left[\frac{\partial}{\partial J}(u_{av}) \partial u_{av} x^* + B \right]^T}_{R_d} \left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} x^* + B \right] - e^T R e, \quad (2.6.17)$$

factorizando y reduciendo la ecuación (2.6.17) se tiene,

$$\dot{V}(e) = -e^T e \underbrace{(R_d + R)}_{\tilde{R}}, \quad (2.6.18)$$

Finalmente, se sigue que,

$$\dot{V}(e) = -e^T e \tilde{R} \leq 0. \quad (2.6.19)$$

CAPÍTULO 3

DISEÑO DEL SISTEMA REGENERATIVO ELECTRÓNICO

En este capítulo, se propone el sistema encargado de direccionar la energía generada por el motor y cargar la batería de ácido-plomo. Además, se mencionan las especificaciones para el diseño del sistema, posteriormente, se elige el convertidor de potencia adecuado para este propósito. Luego, se desarrolla el control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica de error exacto (Exact Static Error Dynamics Passive Output Feedback Control, ESEDCPOFC por sus siglas en inglés) para lograr la administración de energía generada por el motor BLDC QS 260 del Go Kart. El objetivo principal de la ley de control en este caso particular, es regular la corriente de la bobina del convertidor reductor para mantener la vida útil del acumulador y de la bobina del convertidor de potencia.

3.1. Especificaciones de diseño del convertidor

En esta sección se enfoca en el diseño del convertidor reductor CD-CD para gestionar la energía generada por un motor BLDC y cargar una batería de 12 V de manera eficiente. Se diseña el convertidor para obtener un voltaje de salida no mayor a 14.5 V, con una corriente de 3A, lo cual prolonga la vida útil de la batería. Además de calcular el ciclo de trabajo, el inductor y el capacitor necesarios, se integra la resistencia interna de la batería (R_{int}) en el análisis, ya que influye en el comportamiento de la carga.

3.1.1. Resistencia interna de la batería

En la Figura 3.1 se observa la topología propuesta para el aprovechamiento de la energía generada por el motor BLDC. Es necesario enfatizar que la carga del convertidor no es una resistencia física R , sino la batería. Por ello, el circuito electrónico de la Figura 3.2 se considera la R_{int} .

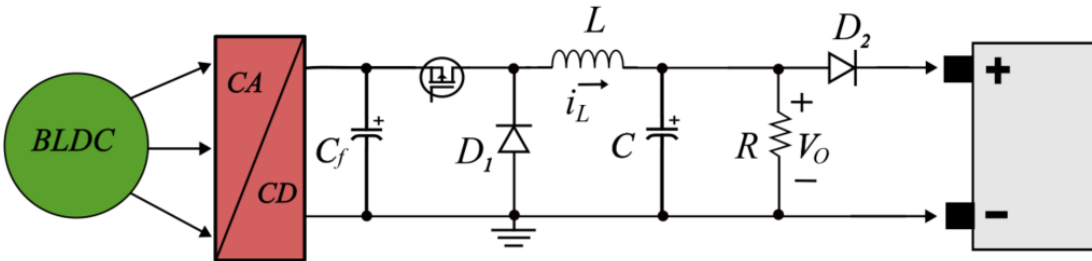


Figura 3.1: Modelo promedio del sistema implementando un convertidor reductor CD-CD para la administración de energía generada por la máquina BLDC.

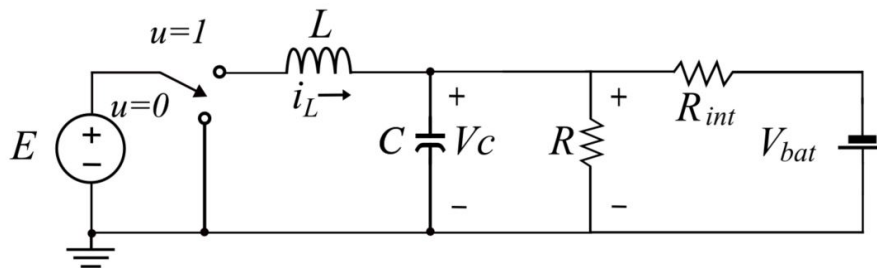


Figura 3.2: Circuito del convertidor reductor integrando R_{int} de la batería como carga.

Para hallar R_{int} se usa la siguiente ecuación obtenida por las leyes de Kirchoff [1, 36],

$$R_{int} = \frac{V_{bat} - V_c}{i_{bat}}, \quad (3.1.1)$$

donde V_c es el voltaje de carga en circuito cerrado, V_{bat} es el voltaje de la batería en vacío y i_{bat} es la corriente de carga en circuito cerrado.

Para tener un acercamiento de R_{int} de la batería que se va utilizar para cargar, se realiza el siguiente procedimiento:

1. Para iniciar la caracterización de R_{int} , se mide el voltaje de la batería en circuito abierto, esto para conocer la carga de la batería en vacío, es decir, sin la conexión de alguna carga. En la Figura 3.3 se observa que el voltaje de la batería es de $V_{bat} = 12.67$ V.



Figura 3.3: Voltaje de la batería en vacío.

- Posteriormente, se conecta una resistencia de $R_L = 47 \Omega$ con una potencia de $P_{R_L} = 100 \text{ W}$, con el fin de que actúe como una carga para la batería. Al agregar la carga se tiene un consumo de $i_{bat} = 0.25 \text{ A}$.



Figura 3.4: Corriente de la carga.

- Luego, se mide el voltaje de la batería con carga, obteniendo un valor de $V_L = 12.11 \text{ V}$. Se observa que el valor del voltaje es menor al voltaje de la batería sin carga, debido a la caída de voltaje interna causada por la resistencia interna de la batería.
- Por último, se utiliza la ecuación (3.1.1) para calcular la resistencia interna de la batería:

$$R_{int} = \frac{V_{bat} - V_c}{i_{bat}} = \frac{12.67 \text{ V} - 12.11 \text{ V}}{0.25 \text{ A}} = 2.24 \Omega. \quad (3.1.2)$$

Un punto interesante es que cuando R_{int} es muy pequeña, presenta condiciones mínimas de caídas de voltaje, lo que quiere decir que la batería se encuentra en óptimas condiciones y tiende a descargarse menos [1].



Figura 3.5: Voltaje de la batería con carga.

Es importante mencionar que el valor de R_{int} varía a medida que la batería se va descargando. Para ello, se automatiza el cálculo al realizar un programa en Arduino que calcule R_{int} cada 5 segundos utilizando la ecuación (3.1.2) y los resultados obtenidos se muestran en LabView por medio de una interfaz gráfica, además en el Apéndice C se explica el desarrollo realizado en arduino y LabView. En la Figura 3.6, se muestra la interfaz desarrollada para la visualización de los datos en tiempo real. La interfaz incluye indicadores que muestran la evolución de los parámetros de la ecuación (3.1.2) como: V_{bat} , V_c , i_{bat} y R_{int} , dando este último un resultado de $R_{int} = 0.6789 \Omega$.



Figura 3.6: Interfaz gráfica en LabVIEW.

3.1.2. Diseño del convertidor de potencia tipo reductor CD-CD

El objetivo principal de la investigación es aprovechar la energía generada por el motor BLDC en rueda de la marca QS260. Inicialmente, no se tenía una idea clara del voltaje generado por la máquina, sin embargo, gracias a las simulaciones realizadas en PSIM (ver Apéndice A) y la experimentación reportada en la Subsección 5.1, se ha determinado que el voltaje generado por el motor varía entre 36 V y 25 V, valores que representan el voltaje de entrada $v_{in} = E$. Entre la simulación y la experimentación se proporciona el comportamiento del voltaje generado por el motor BLDC en diferentes condiciones operativas.

Con el diseño correcto del convertidor reductor se obtiene el voltaje de salida deseado (voltaje del capacitor V_c). En este caso en particular se debe cargar una batería de voltaje nominal de 12 V (ver Apéndice E) y se desea tener un $v_o \leq 14.5$ V en el convertidor, con el objetivo de tener una caída de voltaje, puesto que, el sistema que va a cargar debe ser de mayor voltaje al dispositivo que será cargado, teniendo como referencia el alternador de un automóvil, el cual cuando carga la batería, suministra una tensión que se encuentra en un rango de 13.5 V a 14.5 V aproximadamente [21].

En la literatura se menciona que para garantizar la vida útil de la batería debe aplicarse una carga lenta, lo cual es conveniente para la investigación, puesto que se busca mantener la carga de la batería y por ende aumentar la autonomía sin llegar a dañar la batería [36]. Para emplear la carga lenta se debe suministrar una corriente pequeña que se encuentre en un valor del 10% de la corriente nominal de la batería. El acumulador en el que se va a trabajar es de 80 Ah (ver Apéndice E), así que, lo conveniente es trabajar con una corriente de 8 A, no obstante, la batería se cargará con una corriente $I = 3$ A y con ello se garantiza la vida útil de la batería.

Se procede a calcular el valor del capacitor y del inductor mínimo que garantice el modo de conducción continua (MCC). Los parámetros que se conocen son: $I = 3$ A, $f = 45000$ Hz, $\Delta V = 0.005$ V, para el voltaje de entrada se propone $E = 30$ V, puesto que es la media del rango del voltaje generado y para el voltaje de salida $v_o = V_d = 12.6$ V, esto para garantizar un buen funcionamiento en valores críticos.

En primer lugar, se calcula el ciclo de trabajo necesario para obtener el voltaje deseado:

$$D = \frac{v_o}{E} = \frac{12.6 \text{ V}}{30 \text{ V}} = 0.420. \quad (3.1.3)$$

Posteriormente, se calcula el valor de la inductancia crítica para el convertidor reductor, sin embargo, para el cálculo del inductor se requiere el valor de la resistencia de carga

R , no obstante, como se mencionó anteriormente en la carga del convertidor no se tiene como tal una resistencia física sino una batería, por ello, se requiere realizar un análisis en función de la corriente que circulará en la bobina $I = i_L = 3$ A. De la ecuación (2.5.5), se despeja R y se tiene $R = \frac{v_0}{i_L}$, por lo tanto, sustituyendo la expresión de R en (2.5.9), se obtiene el valor de la inductancia mínima:

$$L_{min} = \frac{(1 - D)\left(\frac{v_0}{i_L}\right)}{2f} = \frac{(1 - 0.420)\left(\frac{12.6}{3}\right)}{2 \cdot 45000} = 27.06 \mu H. \quad (3.1.4)$$

No obstante, para mejorar el diseño del convertidor es necesario conocer el valor crítico del rizo de corriente Δi_L que circula por el inductor, para ello se utiliza la siguiente ecuación:

$$\Delta i_L = \frac{(E - v_0)}{L_c \cdot f} D = \frac{(30 - 12.6)}{27.066e-6 \cdot 45000} \cdot 0.420 = 6 \text{ A}. \quad (3.1.5)$$

Se observa que el resultado del rizo de corriente es extremadamente grande, por lo cual se requiere realizar ajustes en el tamaño del inductor. Así, se propone un valor de inductancia de 1.5 mH y con esta configuración se calcula nuevamente el rizo de corriente:

$$\Delta i_L = \frac{(E - v_0)}{L_c \cdot f} D = \frac{(30 - 12.6)}{1.5e-3 \cdot 45000} \cdot 0.420 = 108.266 \text{ mA}. \quad (3.1.6)$$

Se nota que Δi_L es más pequeño con el valor de la bobina propuesto, así que se tiene que diseñar este dispositivo electrónico (ver Apéndice B) para cumplir con las especificaciones requeridas.

Por otro lado, para calcular el valor del capacitor se utiliza la ecuación (2.5.10) y de esta manera se asegura un rendimiento óptimo del convertidor buck, por ello, es importante seleccionar adecuadamente el capacitor de salida. Este dispositivo es importante para la filtración del rizo y la estabilización del voltaje de salida,

$$C = \frac{\Delta i_L}{8f\Delta V} = \frac{0.108}{8 \cdot 45000 \cdot 0.005} = 60.56 \mu F. \quad (3.1.7)$$

Sin embargo, algunos valores de los componentes no son comerciales, así que se realizaron ciertos ajustes. En la Tabla 3.1.1 se muestran los valores ya especificados que se utilizan en el convertidor reductor. Además, se diseña una bobina de tipo toroidal debido a su buena eficiencia en aplicaciones electrónicas de potencia.

Tabla 3.1.1: Parámetros del convertidor de potencia CD-CD tipo reductor.

Parámetro	Símbolo	Valor
Frecuencia de conmutación	f	45000 Hz
Voltaje de entrada	E	30 V
Voltaje de salida	v_o	12.6 V
Corriente máxima	i_{max}	3 A
Capacitor	C	470 μF
Inductor	L	1.5 mH

3.2. Implementación de la ley de control por pasividad

A continuación se presenta el modelado y análisis del convertidor reductor CD-CD, con especial enfoque en su comportamiento desde una perspectiva de control basado en pasividad. Se detalla el circuito electrónico del convertidor y se desarrollan las ecuaciones que describen su dinámica, basadas en las leyes de Kirchhoff y la segunda ley de Newton. A partir de estas ecuaciones, se implementa un enfoque matricial para evaluar las propiedades pasivas del sistema, con el fin de diseñar una ley de control. Además, se analiza la disipación de energía interna y se demuestra que el sistema cumple con las condiciones necesarias para ser considerado pasivo-disipativo. Finalmente, se aborda el diseño de una ley de control por retroalimentación, utilizando la teoría de Lyapunov para asegurar la estabilidad asintótica del sistema frente a variaciones en las condiciones de operación.

3.2.1. Modelado promedio del convertidor reductor de potencia

En la Figura 3.7 se observa el circuito electrónico del convertidor de potencia tipo reductor de CD-CD. Por medio de las leyes de Kirchhoff y la segunda ley de Newton se tiene el modelo promedio [33], las ecuaciones diferenciales (3.2.4) y (3.2.2) son las que rigen al sistema, además, es importante mencionar que la señal de control u_{av} al considerar el modelo promedio toma cualquier valor entre $[0, 1]$ en un tiempo continuo,

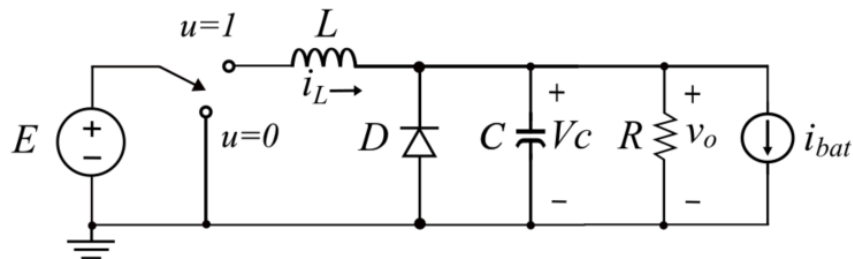


Figura 3.7: Circuito del convertidor de potencia CD-CD tipo reductor.

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_c + Eu_{av} \quad (3.2.1)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L - i_{bat} - i_R. \quad (3.2.2)$$

En el modelado del convertidor se tiene una fuente de corriente i_{bat} , la corriente de la bobina i_L , la corriente de carga i_R , el voltaje del capacitor V_c y el voltaje de entrada E . Es importante mencionar que como se desea tener un acercamiento más preciso al modelo real, se integra una fuente de corriente, recordando que i_{bat} es parte del análisis de la resistencia interna de la batería R_{int} , puesto que,

$$i_{bat} = \frac{V_c - V_{bat}}{R_{int}}. \quad (3.2.3)$$

Por lo tanto, sustituyendo la ecuación (3.2.3) en (3.2.2) se tiene el sistema en términos del voltaje de salida o del capacitor V_c y del voltaje de la batería V_{bat} ,

$$L \frac{di_L}{dt} = Eu_{av} - V_c \quad (3.2.4)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L + \frac{V_{bat}}{R_{int}} - V_c \left(\frac{1}{R_{int}} + \frac{1}{R} \right). \quad (3.2.5)$$

3.2.2. Convertidor reductor CD-CD desde la perspectiva de un sistema pasivo

Para el sistema se implementa la ley de control por pasividad, para ello, se debe verificar si el modelo propuesto del convertidor cumple con las propiedades necesarias para que sea un sistema pasivo. Por lo tanto, el sistema de ecuaciones (3.2.4) y (3.2.5) se le realiza su representación matricial pasiva-disipativa [33] siguiendo la siguiente forma,

$$A\dot{x} = Jx - Rx + B(u_{av}) + \eta, \quad (3.2.6)$$

posteriormente, las representaciones matriciales pasivas están dadas por:

$$A = \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{pmatrix}, \quad (3.2.7)$$

$$J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.2.8)$$

$$R = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{int}} + \frac{1}{R} \end{pmatrix}, \quad (3.2.9)$$

$$B = \begin{pmatrix} E \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (3.2.10)$$

$$\eta = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{V_{bat}}{R_{int}} \end{pmatrix}, \quad (3.2.11)$$

donde $A = A^T > 0$ es una matriz diagonal simétrica definida positiva, $x = (V_c, i_L)^T \in \mathbb{R}^2$ es el vector de estados, $J \in \mathcal{M}_{2 \times 2}(\mathbb{R})$ es una matriz antisimétrica ($J + J^T = 0$) y además es la matriz conservativa, $R \in \mathcal{M}_{2 \times 2}(\mathbb{R})$ es la matriz disipativa (no conservativa) semi-definida positiva ($R = R^T \geq 0$), B es el vector que integra las entradas externas del modelo (voltaje) y η representa las perturbaciones del sistema.

Para que el sistema sea considerado como pasivo, se debe demostrar que es disipativo, por lo tanto, se requiere revisar las siguientes definiciones dadas por Van der Schaft et al. [62].

Definición 3.2.1. *Un sistema de espacio de estados (3.2.4) y (3.2.5) se dice que es disipativo con respecto a la tasa de suministro si existe una función $H(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^+$, denominada función de almacenamiento, de modo que para toda $x_0 \in \mathbb{R}^n$, para cada $t_1 \geq t_0$ y para toda función de entrada u ,*

$$H(x(t_1)) \leq H(x(t_0)) + \int_{t_0}^{t_1} s(u(t), y(t)) dt, \quad (3.2.12)$$

donde $x(t_0) = x_0$ y $x(t_1)$ es el estado del espacio de estados en un tiempo t_1 resultando de la condición inicial x_0 y la función de entrada $u(\cdot)$, luego el espacio de estados no tiene pérdidas con respecto a s . Si $H(x)$ es diferenciable con respecto al tiempo para toda $x_0 \in \mathbb{R}^n$ y $u \in \mathbb{R}$, la desigualdad en los espacios de estados es equivalente a la siguiente ecuación:

$$\dot{H}(x) \leq s(u(t), y(t)). \quad (3.2.13)$$

Definición 3.2.2. *Un sistema de espacio de estados (3.2.4) y (3.2.5) con $u \in U = \mathbb{R}^m$,*

y $y \in Y = \mathbb{R}^m$, se dice que es pasivo si es disipativo con respecto a la tasa de suministro $s(u, y) = uy$.

Así pues, la energía total almacenada del modelo promedio del convertidor esta dado por:

$$H(x) = \frac{1}{2}Li_L^2 + \frac{1}{2}LV_c^2, \quad (3.2.14)$$

donde la derivada de la energía total del sistema (3.2.14) se produce la potencia total del sistema:

$$\frac{dH(x)}{dt} = L\frac{di_L}{dt}i_L + C\frac{dV_c}{dt}V_c. \quad (3.2.15)$$

Ahora, si se sustituye la dinámica del sistema (3.2.4) y (3.2.5) en (3.2.15) se tiene la siguiente expresión:

$$\frac{dH(x)}{dt} = Eu_{av}i_L - V_c \left(\frac{V_c}{R} + \frac{V_c}{R_{int}} - \frac{V_{bat}}{R_{int}} \right) \leq uy. \quad (3.2.16)$$

Véase que en la ecuación (3.2.16), el término uy indica la entrada y salida del modelo, en este caso en particular indica la potencia de entrada (v_{in}, i_L) , por lo tanto, por las Definiciones 3.2.1 y 3.2.2 se considera que el sistema es disipativo con respecto a la tasa de suministro, puesto que, la potencia de salida es menor a la potencia de entrada. Además, por la Definición 3.2.1 en la representación dada por la ecuación (3.2.6), no puede haber un desarrollo de energía interna, así que solo es posible la disipación de energía interna y por ende el sistema es pasivo-disipativo.

3.2.3. Diseño de la ley de control por retroalimentación de la salida pasiva del error exacto del convertidor reductor CD-CD

La representación en su forma matricial pasiva del modelo promedio del convertidor se muestra a continuación:

$$\begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_L \\ V_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ V_c \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{int}} - \frac{1}{R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ V_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} E \\ 0 \end{pmatrix} u_{av} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{V_{bat}}{R_{int}} \end{pmatrix},$$

posteriormente, se calcula la dinámica de referencia deseada que esta dada por:

$$A\dot{x}^* = Jx^* - Rx^* + B(u_{av}^*) + \eta, \quad (3.2.17)$$

donde u_{av}^* es el valor nominal de la entrada de control de referencia, x^* es el vector de estado que integra la referencia deseada y η contiene la carga de la batería. Para obtener

el error de la dinámica se define: $e = x - x^*$, $Ae = A(x - x^*)$ y $A\dot{e} = A(\dot{x} - \dot{x}^*)$ y el error de la entrada de control como $e_u = u_{av} - u_{av}^*$. Ahora, restando ambas ecuaciones (3.2.6) y (3.2.17) se tiene:

$$A\dot{e} = A\dot{x} - A\dot{x}^*, \quad (3.2.18)$$

$$A\dot{e} = Jx - Rx + B(u_{av}) + \eta - Jx^* - (-Rx^*) - B(u_{av}^*) - \eta, \quad (3.2.19)$$

$$A\dot{e} = Je - Re + Be_u. \quad (3.2.20)$$

Se propone a la función cuadrática como candidata de función disipativa de Lyapunov [47], con el fin de lograr una estabilidad asintótica en la referencia deseada i_L^* :

$$V(e) = \frac{1}{2}e^T Ae > 0, \quad (3.2.21)$$

donde siempre se debe proponer una función definida positiva, es decir $V(e) > 0$, para cada $e \in \mathbb{R}$ con $e \neq 0$ ($V = 0$ con $e = 0$). Se deriva respecto al tiempo la ecuación (3.2.21) y se tiene:

$$\dot{V}(e) = e^T A\dot{e} \leq 0, \quad (3.2.22)$$

se observa que al derivar $\dot{V}(e)$ la desigualdad cambia, esto debido al criterio de estabilidad de Lyapunov, esta condición dice que la energía del error no debe aumentar con el tiempo, sino, disminuir, lo que implica que error converge a cero.

Sustituyendo la ecuación (3.2.20), la cual es la expresión de la dinámica del error, en (3.2.22) se tiene:

$$\dot{V}(e) = e^T Je - e^T Re + e^T Be_u \leq 0. \quad (3.2.23)$$

Como la matriz J es antisimétrica, no contribuye en el aumento o disminución de la potencia del sistema, por ello se cancela y se tiene:

$$\dot{V}(e) = -e^T Re + e^T Be_u \leq 0, \quad (3.2.24)$$

se observa que en el error de la entrada de control e_u no se tienen canales de disipación, por ende, en este término se integra la ley de control por retroalimentación de la salida pasiva, con el objetivo de agregar disipación. Entonces, se propone e_u de la siguiente forma:

$$e_u = -\gamma B^T e, \quad \text{donde } \gamma > 0, \quad (3.2.25)$$

sustituyendo (3.2.25) en (3.2.24) se obtiene:

$$\dot{V}(e) = -e^T - Re - e^T \underbrace{B\gamma B^T}_{R_d} e \leq 0, \quad (3.2.26)$$

$$\dot{V}(e) = -e^T \underbrace{(R + R_d)}_{\tilde{R}} e \leq 0, \quad \text{donde } \tilde{R} > 0. \quad (3.2.27)$$

Por el criterio de Sylvester, \tilde{R} es una matriz semidefinida positiva [33]. Sin embargo, la ecuación (3.2.27) es semidefinida negativa por lo que el error tiende asintóticamente a cero, es decir, el sistema será estable siempre y cuando el error de las variables de estados tiendan a cero.

Tomando la ecuación (3.2.25) y sustituyendo valores,

$$e_u = -\gamma \begin{pmatrix} E & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L - i_L^* \\ V_c - V_c^* \end{pmatrix}, \quad (3.2.28)$$

$$e_u = -\gamma E [i_L - i_L^*], \quad (3.2.29)$$

recordando que el error de la entrada del controlador está dado por: $e_u = u_{av} - u_{av}^*$, así que, al despejar u_{av} se tiene:

$$u_{av} = u_{av}^* - \gamma E [i_L - i_L^*], \quad (3.2.30)$$

donde las señales de referencia deseadas dadas por u_{av}^* y i_L^* , necesarias para la retroalimentación del controlador, se deducen de los puntos de equilibrio de la ecuaciones diferenciales promedio (3.2.4) y (3.2.5).

Al igualar la ecuación (3.2.4) a cero y despejar u_{av} , se tiene que:

$$u_{av}^* = \frac{V_c^*}{E}, \quad (3.2.31)$$

Sin embargo, cuando la entrada de control promedio es igual a la deseada, la corriente del inductor tiende a cero, lo que significa que i_L alcanza su punto de equilibrio y por lo tanto $\frac{di_L}{dt} = 0$.

Posteriormente, como se mencionó anteriormente la corriente de salida es lo que se desea controlar y por ello es una constante:

$$i_L^* = I_d. \quad (3.2.32)$$

Luego, de la ecuación (3.2.5) se obtiene el punto de equilibrio:

$$V_c^* = I_d R_{int} + V_{bat}, \quad (3.2.33)$$

Sustituyendo la ecuación (3.2.33) en (3.2.31) se tiene el punto de equilibrio del controlador:

$$u_{av}^* = \frac{I_d R_{int} + V_{bat}}{E}. \quad (3.2.34)$$

Finalmente, sustituyendo los puntos de equilibrio u_{av}^* y i_L^* en la ley de control (3.2.30) se tiene,

$$u_{av} = \frac{I_d R_{int} + V_{bat}}{E} - \gamma E [i_L - I_d]. \quad (3.2.35)$$

3.3. Simulación del sistema para su análisis

En la sección anterior, se detalla cómo se llevó a cabo el diseño conceptual y del control del sistema basado en las especificaciones proporcionadas. Siguiendo con esta metodología, es indispensable llevar a cabo simulaciones que permitan prever el correcto funcionamiento del sistema antes de proceder con la implementación. A continuación se dan explicaciones detalladas sobre cómo simular las ecuaciones diferenciales del sistema, así como utilizar software especializado en la simulación de componentes electrónicos como PSIM y Matlab/Simulink. Esto con el fin de anticipar el desempeño del sistema y validar su diseño antes de llevarlo a cabo en la práctica.

3.3.1. Simulación del convertidor reductor CD-CD en lazo abierto

Para el convertidor reductor tipo CD-CD en base al diseño que se realizó en la Subsección 3.1.2, se lleva a cabo una simulación en la herramienta PSIM, la cual se realiza en lazo abierto, con el propósito de pronosticar su comportamiento sin control y evaluar si el diseño del convertidor se aproxima a los niveles deseados.

Los parámetros utilizados para la simulación se detallan en la Tabla 3.1.1, y se propone un ciclo de trabajo de $D = 0.5$, lo que implica que el transistor de conmutación está encendido aproximadamente la mitad del tiempo durante cada período de conmutación. Este valor se elige como punto de partida para la simulación ya que más adelante se ajusta con la ley de control.

Los resultados obtenidos en la simulación a lazo abierto demuestran un comportamiento

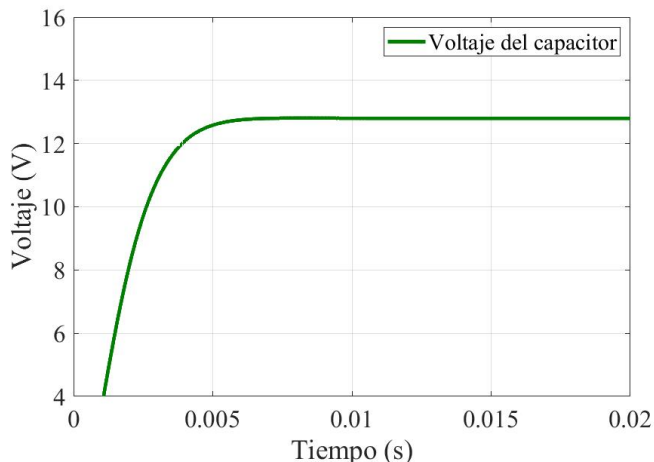


Figura 3.8: Voltaje del capacitor en lazo abierto.

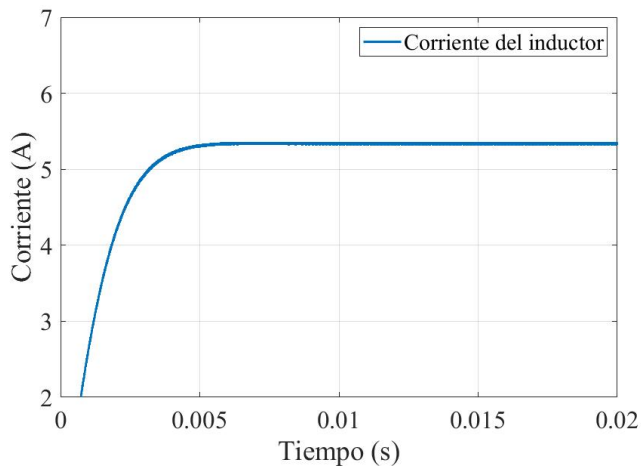


Figura 3.9: Corriente del inductor en lazo abierto.

satisfactorio, puesto que se logra llegar a las referencias deseadas tanto del voltaje de salida y la corriente de la bobina.

3.3.2. Simulación del sistema en Matlab/Simulink

Es importante pronosticar el comportamiento que se tendrá durante la implementación física del sistema propuesto para la generación de energía dada por el motor de propulsión eléctrica, por ello, en Matlab/Simulink se realiza dicho ejercicio, gracias a que facilita la simulación de una batería. Anteriormente, se mencionó que Simulink utiliza el modelo de Shepherd para estimar el comportamiento de la batería en función de sus parámetros específicos.

Este software no solo permite simular la batería, sino que también facilita el conocer el comportamiento aproximado que se obtendrá en la batería, siendo una herramienta valiosa para el diseño y optimización del sistema completo. El modelo Shepherd, empleado para la batería, es reconocido por su aproximación en la representación de las características electroquímicas de las baterías en carga y descarga.

Tabla 3.3.1: Parámetros de la batería ácido-plomo marca LTH.

Parámetro	Valor
Constante de tensión de circuito abierto (E_0)	12.887 V
Constante de polarización (K)	0.0046907 Ah ⁻¹
Capacidad máxima de la batería (Q)	83.3 Ah
Voltaje exponencial (A)	0.85728 V
Capacidad exponencial (B)	11.25 Ah ⁻¹
Resistencia interna de la batería (R_{int})	0.678 Ω

Para resolver las ecuaciones (2.2.1) y (2.2.2) se requieren parámetros que probablemente en la ficha técnica de la batería no se muestren, sin embargo, el bloque de simulación puede brindar parámetros aproximados. Para la batería que se utiliza en el trabajo de tesis, se realiza dicha simulación, y se obtienen los siguientes valores mostrados en la Tabla 3.3.1 y las gráficas de descarga de la batería.

Posteriormente, se realizó la simulación del sistema completo en Matlab/Simulink, implementando la ley de control basado en el principio de pasividad. Además, se integra el modelo de la batería con el fin de obtener una perspectiva más completa del comportamiento del sistema bajo condiciones operativas. Para la simulación, los parámetros utilizados son los mismos que se usaron para la simulación anterior, el esquema completo del sistema simulado se muestra en la Figura 3.11, la configuración del sistema se realizó con una duración de 10 segundos, para poder observar el comportamiento dinámico del sistema.

Característica de descarga de corriente nominal en 0.43478C (34.7826A)

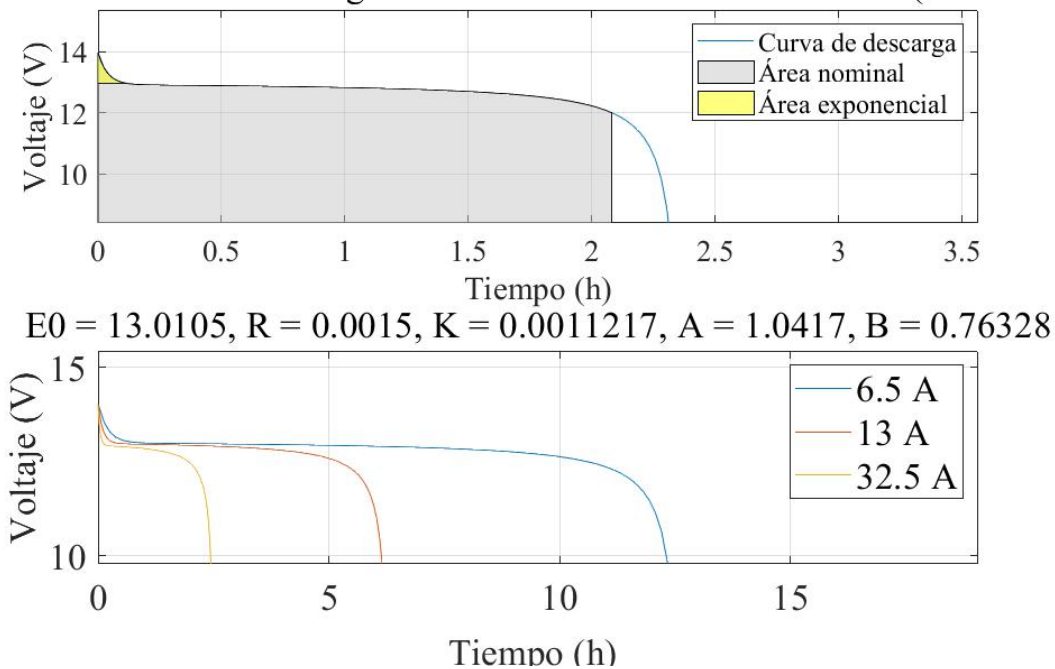


Figura 3.10: Simulación de las curvas de descarga de la batería de ácido-plomo LTH.

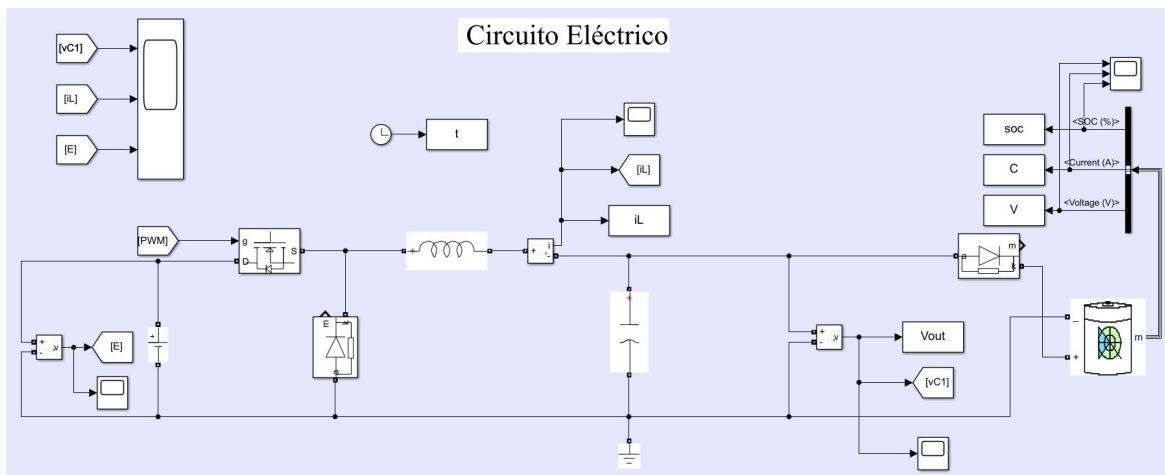


Figura 3.11: Circuito eléctrico del Buck.

En la Figura 3.12 se observa el programa del control que es capaz de ajustar la señal PWM para regular el interruptor del convertidor reductor, la ley de control toma como entrada la diferencia entre la corriente deseada I_d y la corriente real de la bobina i_L , y de esta manera se obtiene una señal de control que minimice este error y por lo tanto, se asegura la corriente deseada. La simulación se realizó con la batería a un estado de carga del 80% y a una corriente deseada de I_d .

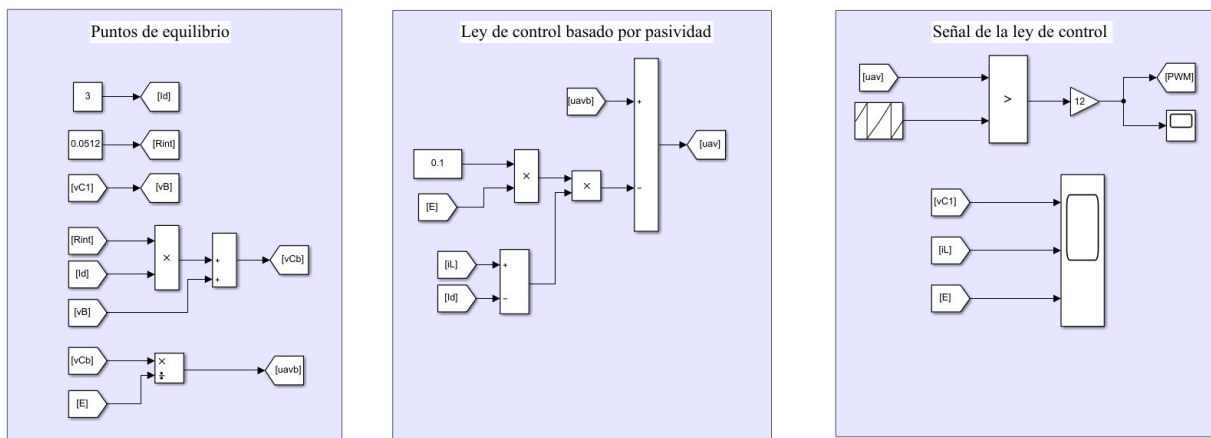


Figura 3.12: Programa a bloques de la implementación de la ley de control al convertidor reductor.

En las Figuras 3.13 y 3.14, se observa la corriente que transita por la bobina y la corriente con la que se carga la batería. Es importante mencionar que la corriente de carga (ver Figura 3.14) es negativa, puesto que, el modelo que utiliza el bloque de Matlab (Shepherd) la corriente de carga en el modelo matemático lo toma como negativo y por lado, cuando se descarga la batería la corriente es positiva. Además, se observa que para ambas corrientes, se logra alcanzar la referencia deseada y que el rizo de corriente en ambas corrientes es mínima.

En la Figura 3.15, se observa el comportamiento del voltaje de salida del convertidor reductor V_c a lo largo del tiempo, en la señal se observan pequeñas oscilaciones, sin embargo, estas son comunes en sistemas controlados por PWM debido a la conmutación. Por otro lado, el voltaje de la batería que se observa en la Figura 3.16 se mantiene estable y con ello asegura que la batería se cargará a un ritmo adecuado sin sobrecarga.

Por último, el sistema propuesto demuestra por medio de la simulación la capacidad efectiva para incrementar el estado de carga SOC (ver Figura 3.18) de la batería de forma estable y constante, lo que predice que el controlador implementado en el sistema y el convertidor buck están correctamente diseñados. Por lo tanto, los resultados de la simulación afirman que el controlador basado en pasividad implementado en un convertidor de potencia CD-CD reductor, da una regulación efectiva en la corriente y asegura una carga eficiente en la batería.

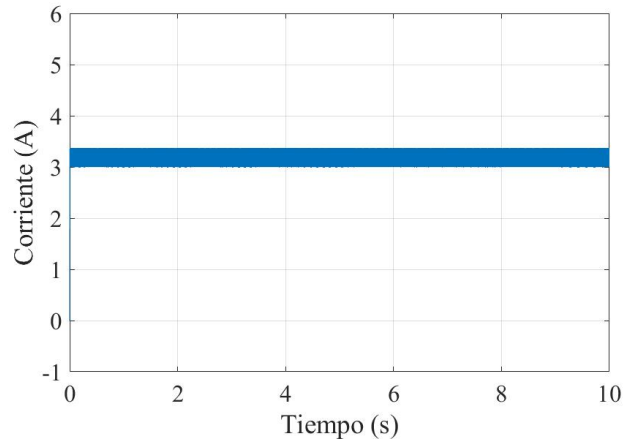
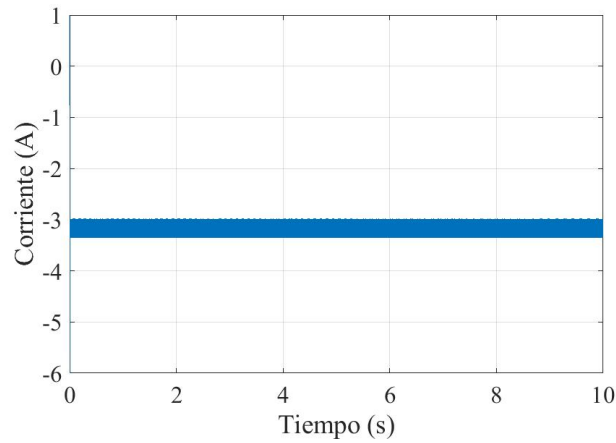
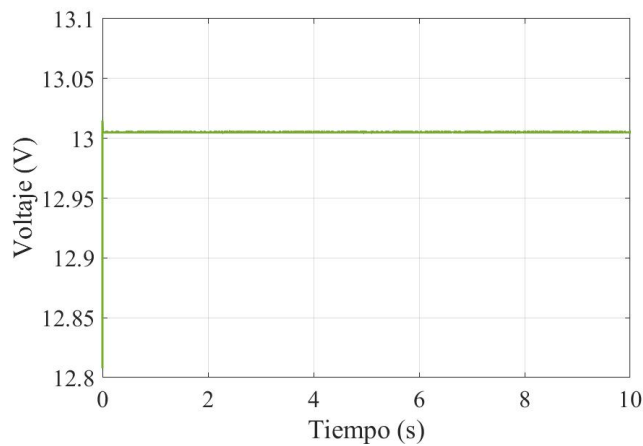
Figura 3.13: Corriente que fluye en la bobina i_L .

Figura 3.14: Corriente de la carga de batería en Simulación.

Figura 3.15: Voltaje de salida del capacitor V_c del convertidor Buck.

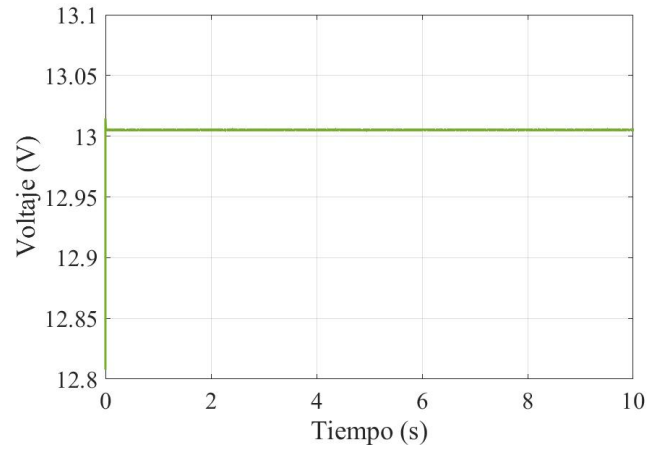


Figura 3.16: Voltaje de carga de la batería en simulación.

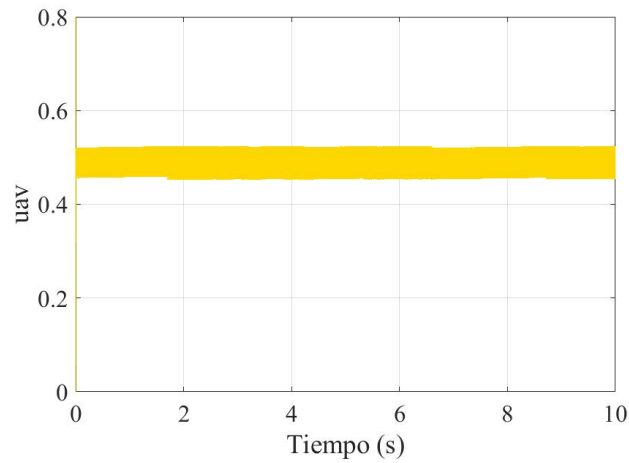


Figura 3.17: Señal de control uav del convertidor reductor.

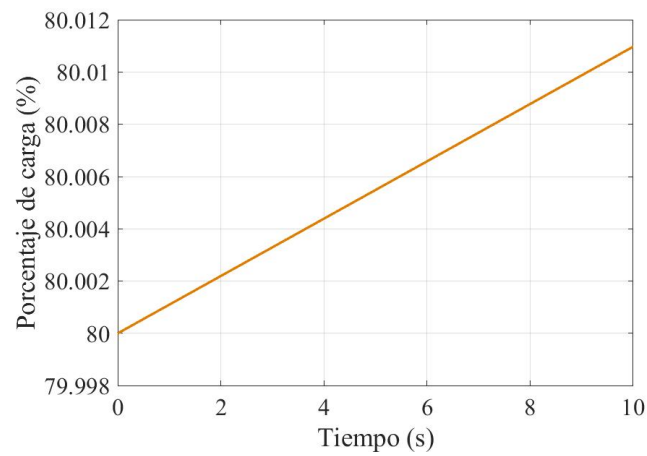


Figura 3.18: Estado de carga SOC en simulación.

CAPÍTULO 4

PLATAFORMA EXPERIMENTAL

El control por pasividad implementado en el convertidor de potencia reductor ha alcanzado el objetivo principal planteado por medio de simulaciones numéricas. Para verificar la validez de los resultados del sistema propuesto en entorno real, es necesario realizar una plataforma experimental del sistema regenerativo propuesto.

En el siguiente capítulo, se presenta el diseño y la construcción de la base experimental para la regeneración de energía en un sistema de motor BLDC montado en rueda. Se detalla el proceso de la planificación y el modelado de las partes físicas necesarias para soportar el sistema. Luego, se discute el diseño del hardware del circuito, que abarca la selección y disposición de componentes clave para asegurar el buen funcionamiento del convertidor reductor. Y finalmente, se habla de la implementación del programa en la tarjeta DSP Delfino, ya que es esencial para el control eficiente del sistema.

4.1. Plataforma experimental de hardware

La plataforma experimental de hardware se divide en dos aspectos principales: el diseño de la estructura experimental para la prueba de regeneración de energía con distintas cargas, y el diseño de la placa del convertidor reductor integrando sensores de corriente y voltaje.

4.1.1. Diseño y construcción de la base del sistema experimental

Para la experimentación de la regeneración de energía para el motor BLDC en rueda, se diseñó y construyó una base para montar dos motores. La finalidad del montaje es simular el comportamiento del motor BLDC como generador al ser impulsado por otro motor, el cual se utiliza un motor CD de la marca LEESON (ver Tabla 4.1.1).

En primer lugar, para la construcción de la base se realiza el diseño en SolidWorks (ver Apéndice D), este software de diseño asistido por computadora permite modelar la base con mayor precisión y por ende, asegurar que todos los componentes se integren adecuadamente y que el sistema sea funcional y estable. La base propuesta incluye: soportes para ambos motores, espacios para las poleas y banda de transmisión y puntos de fijación para asegurar una buena operación.

Tabla 4.1.1: Parámetros del motor CD de imanes permanentes modelo C4D17NK9C.

Parámetro	Valor
Velocidad máxima	1800 RPM
Voltaje máximo	24 V
Corriente máxima	13.5 A
Torque	11.7 ibf·in
Potencia	$\frac{1}{3}$ HP

La estructura está construida con PTR de acero A32 de 2 in y $\frac{1}{4}$ in de grosor y en la parte de la base del motor CD se usó una placa de acero de $\frac{1}{4}$ in de grosor. El acero A32 es conocido por su alta resistencia y durabilidad, por ello, es capaz de soportar cargas pesadas y minimizar desplazamientos indeseados por las vibraciones mecánicas causadas por la rotación del motor. Por otra parte, la placa de acero de $\frac{1}{4}$ in proporciona una base sólida y estable para el motor CD que se comportará como el maestro. Además, estos materiales ofrecen una buena relación costo-beneficio.

Montaje de los Motores

- Para el motor BLDC en rueda, se le acopla una polea de Volkswagen (vocho), dicha elección se basa en la disponibilidad del mercado, la compatibilidad del tamaño y el diseño de la polea con el motor BLDC.
- Para impulsar el motor BLDC se usa un motor CD al cual se le conecta una polea de motor de molino de $\frac{1}{2}$ in, esta polea se selecciona debido a sus características para manejar la transmisión de potencia necesaria.

- Ambos motores se conectan por medio de una banda de transmisión de 56 in, la cual es la encargada de transferir el movimiento rotacional del motor CD al motor BLDC.
- Para tensar la banda se realizó un mecanizado de 20 cm de largo por un $\frac{1}{4}$ in en la placa, donde se monta el motor de CD, y de esta manera se tensa la banda al posicionar correctamente el motor sobre la base y posteriormente se atornilla el motor al tener la banda calibrada.

El ensamblaje de la base se llevó a cabo asegurando que todos los elementos estuvieran correctamente sujetos, se realizaron ajustes precisos al momentos de acoplar las poleas tanto del motor BLDC y el motor CD, esto para evitar algún desbalance y deslizamiento. En la Figura 4.1 se observa la base ya finalizada.



Figura 4.1: Base para el montaje del motor BLDC en rueda y motor CD para simular las condiciones de regeneración.

4.1.2. Diseño de hardware del circuito del convertidor reductor de potencia

Para el diseño del circuito impreso ya se cuenta con los valores nominales de los componentes pasivos del convertidor de potencia (ver Tabla 3.1.1), por lo tanto, se entiende que ya se cumplen con los requisitos funcionales. Sin embargo, es necesario conocer los dispositivos electrónicos que serán implementados en el diseño, puesto que, se quiere conservar el buen funcionamiento del convertidor.

El diseño de la placa PCB del convertidor reductor contempla los componentes que se describen en la Tabla 4.1.2 y además en la Figura 4.2 se muestra de manera general los elementos importantes que integran a la tarjeta PCB.

Tabla 4.1.2: Dispositivos que integran el circuito impreso del reductor.

Nombre	Descripción	Cantidad	Valor
Bornera	2 bloques de terminales	4	5 mm
Cabezal de conector	Pin header pitch	6	2.54 mm
Capacitor	Electrolítico	1	470 μF
Resistencia	R_1 potencia de $\frac{1}{4}$ W	1	10 Ω
Resistencia	R_2 potencia de 1 W	1	1K Ω
Resistencia	R_3 potencia de $\frac{1}{4}$ W	1	320 Ω
IRF640N	Transistor MOSFET	1	-
PC923	Optoacoplador	1	-
MUR1560	Diodo de conmutación rápida	2	-

Es importante mencionar, que para minimizar pérdidas de conmutación se utiliza un MOSFET IRF640N, el cual tiene un resistencia de activación baja ($R_{DS(ON)} = 0.04 \Omega$) y una disipación de potencia de 125 W. Posteriormente, para activar y desactivar el MOSFET se utiliza un driver PC923 debido a su simplicidad de conexión, además, este dispositivo aísla la parte digital con la de potencia y de esta manera se evitan daños en la tarjeta de control y/o sensores. De igual manera, se usan dos diodos MUR1520, donde uno lo integra el modelo del convertidor reductor y el otro se usa como protección para el reductor de potencia. Para medir la corriente del convertidor reductor se utiliza el sensor de corriente NT-5 y para medir el voltaje de salida y el voltaje de la batería se utilizan dos sensores de voltaje ISO124P, respectivamente. Y por último, para redireccionar el voltaje de salida de la batería a una resistencia de potencia cuando la batería se encuentre completamente cargada, se utiliza un relevador RAS-1210.

El diseño del circuito impreso se realizó en Eagle CAD el cual se muestra en el Apéndice E, durante el diseño se tomo en cuenta la implementación de disipadores de calor para el MOSFET y los diodos. En la periferia del circuito se ubicaron: el voltaje de alimentación del reductor, señal de salida del sensor de corriente, entrada de la señal del PWM, señal de salida del sensor de voltaje y la conexión del inductor.

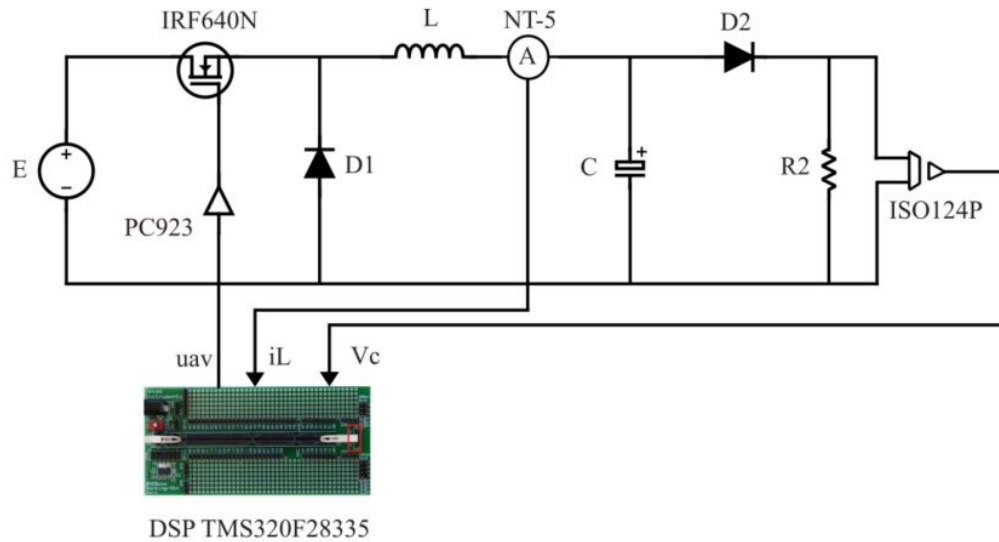


Figura 4.2: Diagrama general de la tarjeta PCB.

4.2. Plataforma experimental de software

En la siguiente sección se habla sobre el diseño del software, la cual se divide en tres subsecciones: Tarjeta de adquisición de datos, calibración de sensores y programación del encoder incremental y programación de la ley de control por pasividad.

4.2.1. Tarjeta de adquisición de datos

Para la implementación de las pruebas de regeneración y control del convertidor reductor de potencia, se programaron en la plataforma de software PSIM, dicho programa desarrollado por PowerSim es ampliamente reconocido por sus capacidades avanzadas para la simulación y ejecución de sistemas de potencia. Una de las características destacadas de PSIM es la generación automática del código en lenguaje C del código en bloques realizado en PSIM, esto reduce errores y agiliza el proceso de desarrollo del control.

Una vez con el programa en lenguaje C, es necesario una tarjeta de adquisición de datos, ya sea una DSP o algún microcontrolador. En este caso en particular, se utiliza la DSP Delfino Serie 2000, modelo TMS320F28335, desarrollado por Texas Instruments [59]. Dicha tarjeta concede buenas prestaciones y por ello se implementa en sistemas de control de potencia.



Figura 4.3: TMS320F28069 Experimenter C2000, Piccolo C28x MCU 32 bits.

Características de la DSP TMS320F28335:

- Su procesador es de alta velocidad, puesto que su frecuencia de reloj alcanza hasta 150 MHz .
- Incluye una unidad de punto flotante lo que aporta mayor precisión y eficiencia en los cálculos de mayor complejidad.
- Se tienen 16 canales ADC con una resolución de 12 bits teniendo mejor precisión en la señales analógicas.
- 18 canales de generación de señales de PWM, los cuales son indispensables para el control de sistemas de potencia.
- Tiene puertos SCI (Serial Communications Interface) para la comunicación serial.
- Contiene una memoria flash de 512 KB para el almacenamiento de programas y una RAM de 68 KB para datos y operaciones intermedias.

Configuración de la tarjeta DSP en PSIM

Para realizar correctamente las pruebas de regeneración y la implementación de la ley de control al convertidor reductor de potencia, es necesario configurar la tarjeta DSP en PSIM. Estas configuraciones para la DSP se realizan con bloques especializados en PSIM que se describen a continuación [59]:

1. DSP Config. Este bloque ajusta el reloj de la DSP, lo cual determina la velocidad de procesamiento de las señales de control.

2. Hardware Config. Este bloque configura los puertos digitales de salida y/o pines de para generar las señales PWM.
3. SCI Config. Con esta configuración se establece una comunicación serial para la transferencia de datos entre DSP y otros dispositivos, en este caso en particular se tiene 115200 bps.

4.2.2. Configuración y programación de los sensores y el encoder

En la Figura 4.4, se observa el bloque del ADC, este se configura para medir las señales de voltaje y corriente que se utilizan para implementar la ley de control del convertidor reductor y medir la corriente y voltaje generados por el motor. Para la ley de control se utilizan los pines A0 y A1 con la finalidad de medir el voltaje de salida del capacitor V_0 y la corriente de la bobina i_L , respectivamente. De igual forma, para la prueba de regeneración se utilizan los mismos sensores, puesto que, se realiza antes de la experimentación de carga de la batería implementando la ley de control.

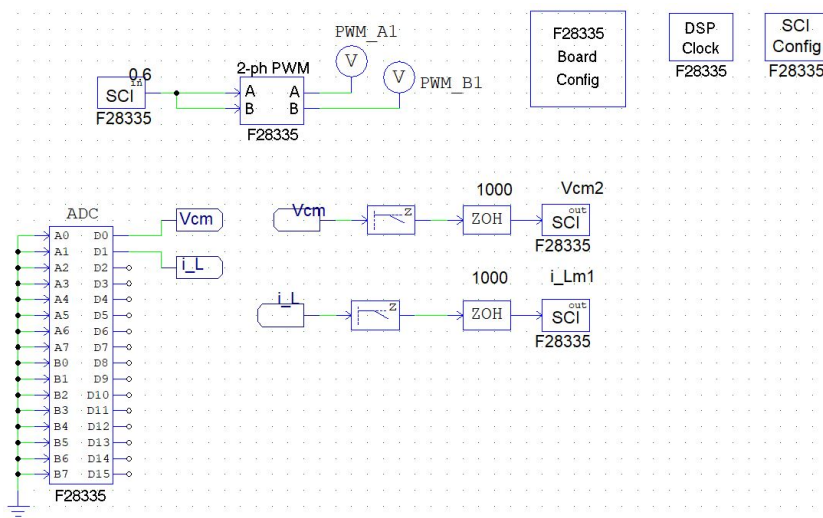


Figura 4.4: configuraciones de la tarjeta DSP TMS320F28335 en PSIM para la caracterización de los sensores de corriente y voltaje.

Por otro lado, al programa se le integra el modulo para medir la velocidad de giro del motor BLDC, usando un encoder incremental de la marca OMRON de 2000 pulsos por revolución (ver Figura 4.5). En el bloque de configuración que proporciona PSIM para implementar el encoder, se le indica el número de pulsos que genera el encoder por cada vuelta (resolución), siendo el valor de 2000 pulsos del encoder a utilizar, de igual forma se indica la frecuencia de muestreo que se obtiene con la ecuación (4.2.1), donde $V_{rpm} = 550$

RPM es la velocidad máxima en revoluciones por minuto que puede alcanzar el motor BLDC en rueda,

$$f_m = \frac{V_{rpm} \cdot \text{resolución}}{60} = \frac{550 \cdot 2000}{60} = 18333 \text{ Hz}, \quad (4.2.1)$$

posteriormente, en el bloque de encoder se configura las señales de cuadratura A y B del encoder, las cuales proporcionan información sobre la dirección y la velocidad del movimiento del motor BLDC.



Figura 4.5: Encoder incremental modelo E6B2-CWZ1X tipo TTL [5].

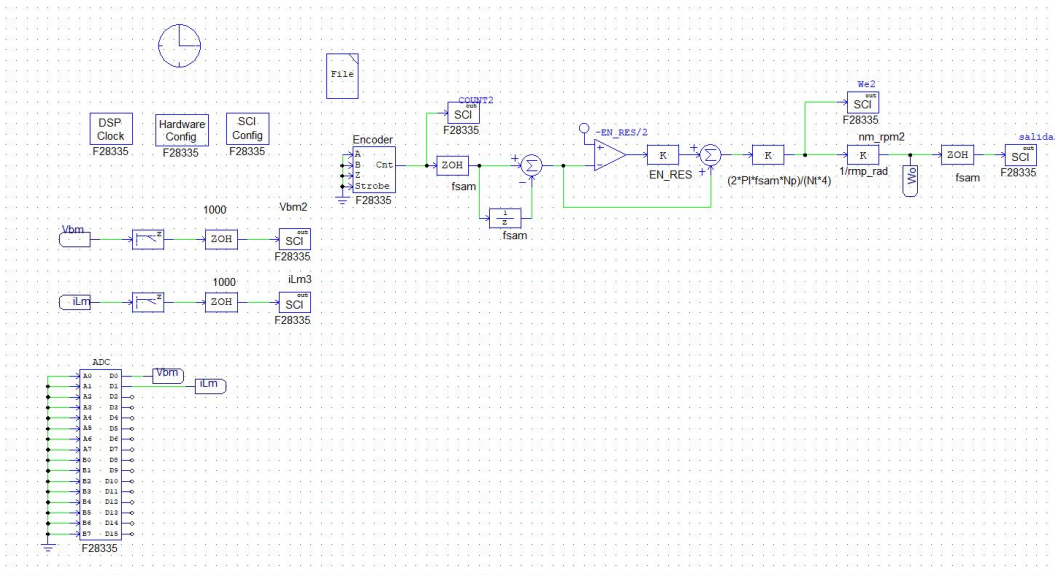


Figura 4.6: Calibración de los sensores y programación del encoder incremental.

Es importante mencionar, que los sensores utilizados para la medición del voltaje y la corriente requieren una calibración, la cual se logra con una relación entre la señal de salida del sensor y la magnitud física de la medición. Es preciso tener un buen ajuste en las ganancias de los sensores, puesto que las medidas adquiridas por los sensores son utilizadas para el algoritmo de control.

Tabla 4.2.1: Ajuste de la ganancia del sensor de corriente para el bloque ADC.

Voltaje medido de la señal del sensor (V)	Consumo de corriente de la fuente de alimentación (A)	Relación del voltaje medido y el consumo
1.957	2.3144	1.18262647
2.13	2.7283	1.28089202
2.298	3.1683	1.37872063
2.463	3.6338	1.47535526
2.691	4.1621	1.5466741
2.732	4.4858	1.64194729

Obteniendo el promedio de la relación del voltaje medido de la señal del sensor y el consumo de corriente de la fuente, se obtiene una ganancia de 1.417702627.

Tabla 4.2.2: Ajuste de la ganancia del sensor de voltaje para el bloque ADC.

Voltaje medido de la señal del sensor (V)	Voltaje en la carga (V)	Relación del voltaje medido y el voltaje de carga
0.471	4.6	9.766
0.5115	5.08	9.931
0.552	5.56	10.072
0.601	6.0399	10.049
0.650	6.52	10.0307

Se realizó de igual manera la caracterización del sensor de voltaje, (ver Tabla 4.2.2) y se obtuvo como resultado una ganancia de 9.96974. Finalmente, en PSIM se desarrolló la programación a bloques de la ley de control, se realizaron las configuraciones correspondientes ya antes mencionadas y al ADC se le agregaron las ganancias obtenidas en las caracterizaciones de los sensores de corriente y voltaje (ver Figura 4.7).

4.2.3. Programación de la ley de control por pasividad

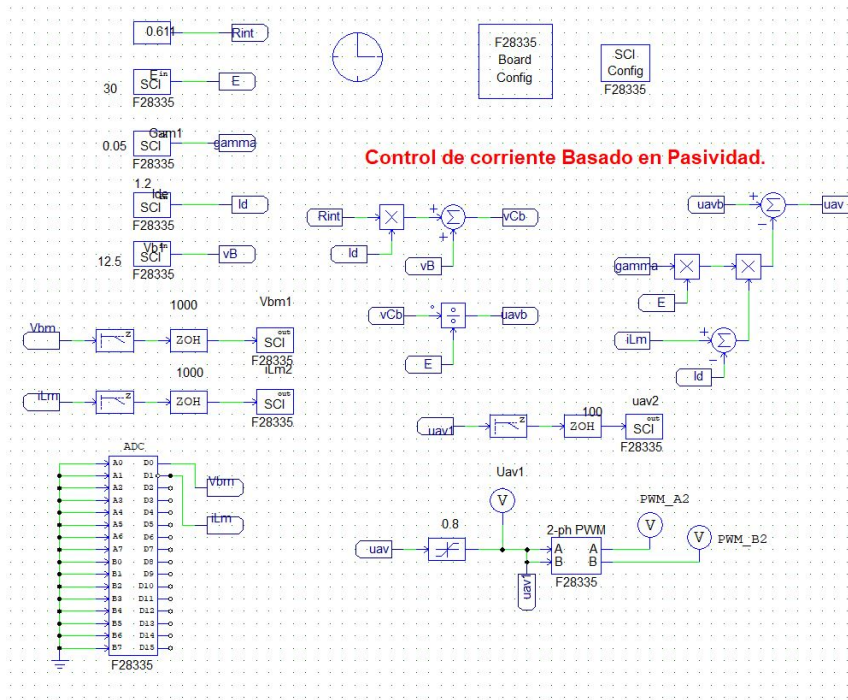


Figura 4.7: Simulación del sistema implementado el control de corriente basado en pasividad.

Para la programación de la tarjeta, se utilizan las ecuaciones derivadas durante el proceso de implementación del controlador bajo la ley de control por pasividad. La programación se lleva a cabo de forma modular mediante bloques, lo que simplifica su implementación. Es importante mencionar que en las señales del sensor i_L y v_C se le agregaron filtros pasa bajas de primero orden, puesto que, estas señales se utilizan para el cálculo de la ley control y pueden perjudicar el algoritmo de control si se tiene mucho ruido. Posteriormente, se genera el código en lenguaje C utilizando PSIM, una de sus características principales, ya que permite la creación automática de código a partir de una programación basada en bloques.

Una vez generado el código en PSIM, este se importa al software Code Composer Studio (CCS), desarrollado por Texas Instruments, para su compilación y carga en la tarjeta DSP. El compilador de CCS traduce el código C a un archivo ejecutable compatible con la DSP, completando así el proceso de programación.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se presentan los resultados experimentales obtenidos durante el estudio de regeneración de energía del motor BLDC en rueda. En primer lugar, se describe la prueba de regeneración del motor BLDC, a diferentes valores de carga. Posteriormente, se detallan las pruebas de carga de la batería, las cuales se llevan a cabo en tres escenarios diferentes para conocer la efectividad del sistema de regeneración de energía propuesto.

5.1. Pruebas de Regeneración del motor BLDC

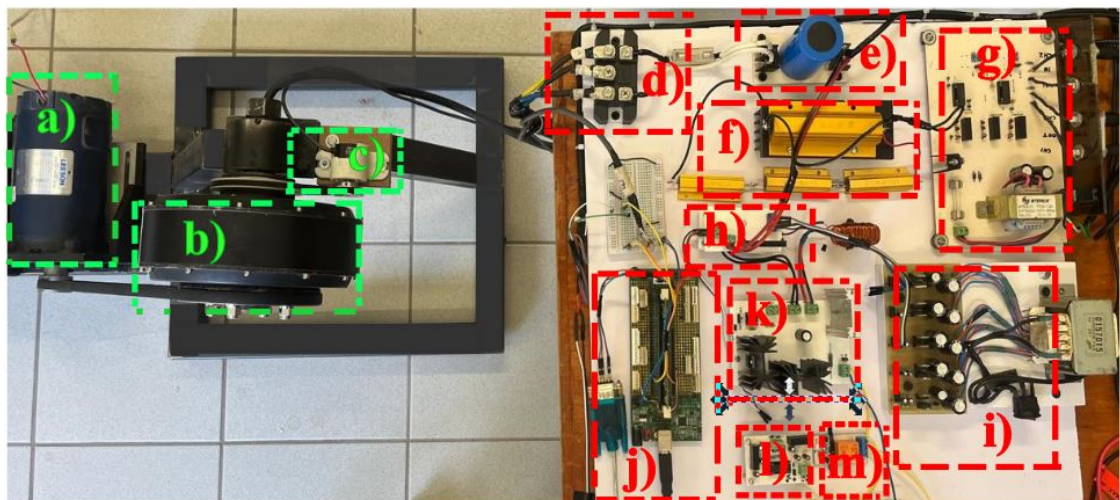


Figura 5.1: Planta experimental de regeneración del motor BLDC.

En la Figura 5.1 se muestra la plataforma experimental propuesta, con el fin de realizar las pruebas de regeneración de energía del motor BLDC en rueda. En la Tabla 5.1.1 se especifican los dispositivos utilizados únicamente para las pruebas de regeneración, es importante mencionar que para las pruebas se usaron tres distintas resistencias de carga, con el fin de tener resultados variados de la energía proporcionada por el motor al comportarse como generador.

Tabla 5.1.1: Componentes que integran a la planta de regeneración.

	Nombre del dispositivo	Descripción
a)	Motor de CC	Motor maestro para impulsar el motor BLDC en rueda
b)	Motor BLDC en rueda	Generador de energía
c)	Encoder incremental	Encoder para medir la velocidad angular del motor BLDC
d)	Inversor trifásico	Dispositivo para transformar de CA a CC
e)	Capacitor electrolítico	Filtro del voltaje generado
f)	Resistencia potencia	Carga para el motor generador con valores de $12\ \Omega$, $10\ \Omega$, $7\ \Omega$ a $100\ W$
g)	Sensor de voltaje	Sensor de voltaje para medición del voltaje generado
h)	Sensor de corriente	Sensor de corriente para medir la corriente generada
i)	Fuentes aisladas	Fuente de alimentación para el sensor de corriente de $12\ V$ a $-12\ V$
j)	Tarjeta DSP Delfino	Procesamiento digital para las mediciones y la ley de control
k)	Convertidor Buck	Convertidor de potencia CD-CD
l)	Sensor de voltaje	Sensor para medir el voltaje de salida del convertidor
m)	Relevador	Relé para redireccionar el voltaje de salida del convertidor

Como se menciona en la Subsección 3.1.2, se propone una corriente de $3\ A$ a $14.5\ V$ para la carga de la batería. Por ello, es importante conocer el valor del voltaje generado por el motor. Para esto, se realizan simulaciones de regeneración en PSIM al motor BLDC (ver Apéndice A). Estas simulaciones proporcionan una idea aproximada del comportamiento

de las señales de voltaje a diferentes velocidades. Posteriormente, se llevan a cabo pruebas experimentales físicas para analizar la cantidad de energía generada por el motor BLDC en rueda a diferentes velocidades y cargas. Estas pruebas son importantes porque permiten determinar a qué velocidad el motor puede generar aproximadamente una corriente de 3 A, asegurando así una carga efectiva a la batería de ácido-plomo con el convertidor reductor propuesto.

Para la regeneración de energía, se integra un rectificador trifásico pasivo de 1600 V MDS100A, el cual permite manejar altos voltajes generados por el motor sin riesgo de sobrecarga, además, otra característica es su óptima disipación de calor por su diseño. Asimismo, se incluye a la planta un capacitor de $1000\mu F$ a un voltaje de trabajo de 250 V, con el propósito de manejar las posibles fluctuaciones de voltaje generadas por el motor y con ello tener una corriente continua estable en la salida.

A continuación, se presentan los resultados del voltaje y corriente recuperados durante el funcionamiento del motor BLDC como generador girando a una cierta velocidad, dichos parámetros se obtienen al conectar en paralelo resistores de potencia de 7Ω , 10Ω y 12Ω de 100 W, a la salida del capacitor.

Prueba con carga de 7Ω

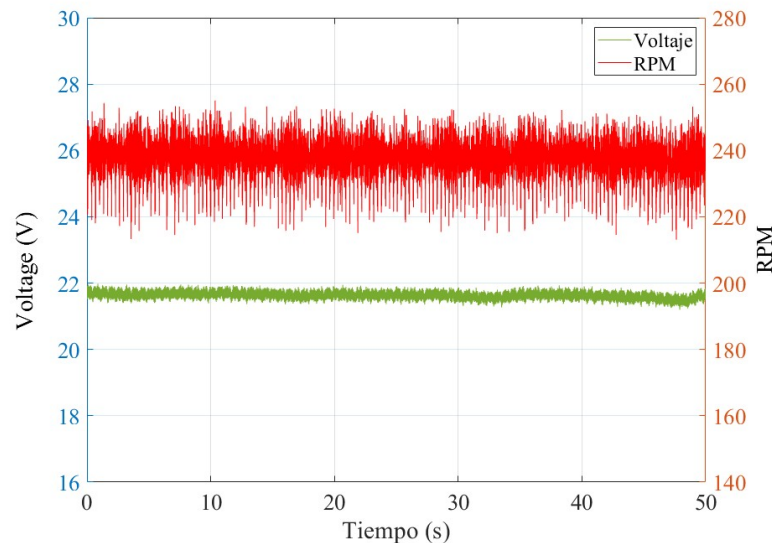


Figura 5.2: Resultado del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de 7Ω a una velocidad determinada.

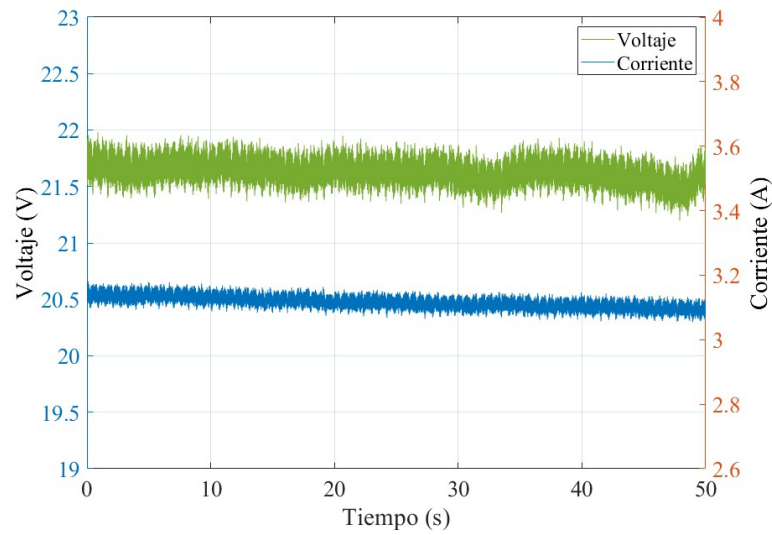


Figura 5.3: Comparativa del voltaje y la corriente generados en el motor BLDC con una carga de $7\ \Omega$.

Al conectar el resistor de $7\ \Omega$ como carga y el motor girando aproximadamente a 241.5 RPM, se obtiene un voltaje de 21.63 V y una corriente de 3.15 A.

Prueba con carga de $10\ \Omega$

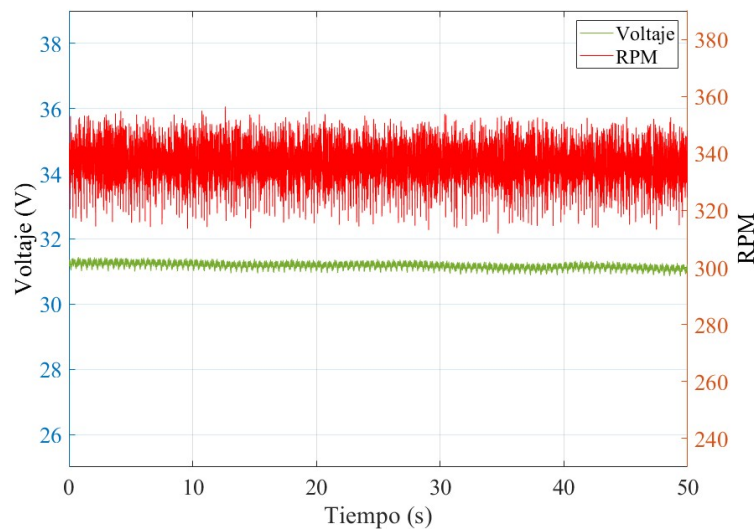


Figura 5.4: Resultado del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de $10\ \Omega$ a una velocidad determinada.

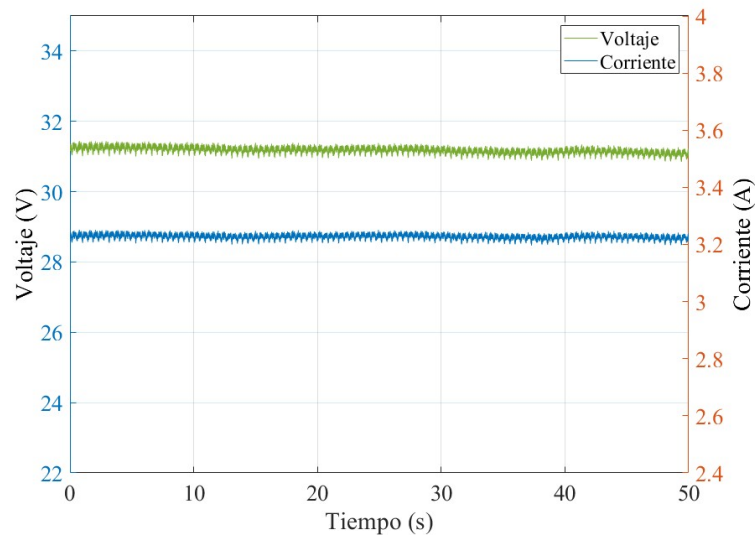


Figura 5.5: Comparativa del voltaje y la corriente generados en el motor BLDC con una carga de $10\ \Omega$.

Al tener un valor de $10\ \Omega$ en la carga y con el motor alcanzando 338.22 RPM, se genera un voltaje de 31.27 V junto con una corriente de 3.22 A. El aumento en la velocidad de rotación provoca un incremento en el voltaje, mientras que la corriente se mantiene cercana al valor de 3 A.

Prueba con carga de $12\ \Omega$

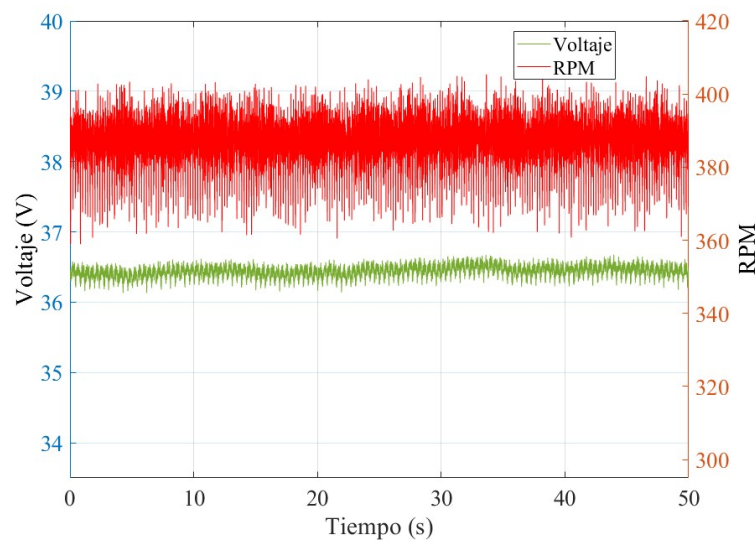


Figura 5.6: Resultado del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de $12\ \Omega$ a una velocidad determinada.

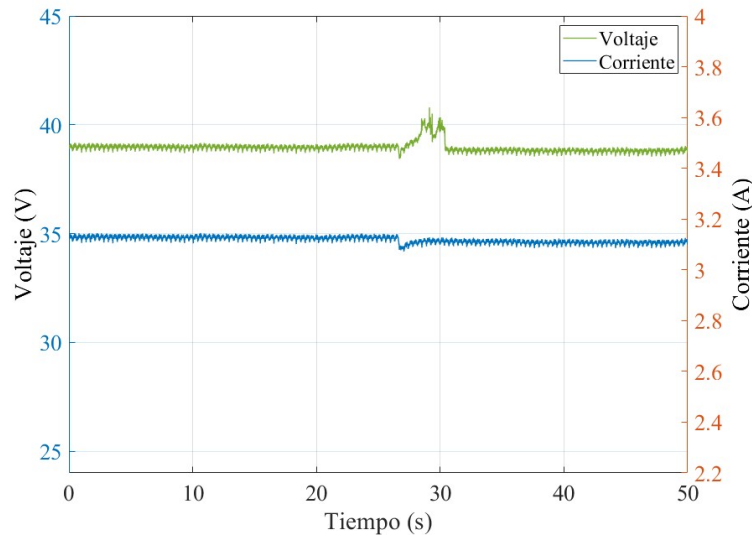


Figura 5.7: Comparativa del voltaje y la corriente generados en el motor BLDC con una carga de $12\ \Omega$.

Al conectar una resistencia de $12\ \Omega$, el motor alcanza una velocidad de 387.52 RPM, generando un voltaje de 36.45 V y una corriente de 3.13 A. En este caso, el aumento en la resistencia continúa disminuyendo la carga eléctrica sobre el motor, lo que permite que la velocidad de rotación siga incrementándose. Como resultado de la mayor velocidad, el voltaje generado también aumenta, alcanzando 36.45 V.

La corriente, aunque sigue cercana a los 3 A, tiende a decrementar en comparación con los valores obtenidos con resistencias más bajas. Esto se debe a que, aunque la velocidad y el voltaje han aumentado, la mayor resistencia limita el flujo de corriente, dando una reducción en el consumo de energía por parte del sistema. Este comportamiento da como resultado que a medida que la resistencia aumenta, el motor-generador trabaja con mayor eficiencia, girando más rápido y generando más voltaje, mientras que la corriente muestra solo pequeñas variaciones.

En la Tabla 5.1.2 se muestran los valores promedios obtenidos de voltaje, corriente y velocidad, respectivamente, tanto en la parte experimental como en la simulación (Apéndice A). Al comparar los resultados de ambos métodos, se observa que los valores son bastante similares en todas las pruebas realizadas. Las diferencias entre los datos experimentales y los de simulación son mínimas, indicando que el modelo de simulación es una representación precisa del comportamiento real del sistema. Esto sugiere una alta correlación entre los resultados experimentales y los simulados, validando la efectividad y precisión de los parámetros identificados del motor utilizado.

Tabla 5.1.2: Valores de corriente, voltaje y velocidad durante las pruebas.

Categoría	Valor de la carga	Velocidad	Voltaje	Corriente	Potencia
Simulación	7 Ω	240.51 RPM	21.86 V	3.12 A	68.21 W
	10 Ω	338.22 RPM	31.42 V	3.14 A	98.66 W
	12 Ω	387.52 RPM	36.16 V	3.01 A	108.88 W
Experimentación	7 Ω	240.51 RPM	21.63 V	3.15 A	68.13 W
	10 Ω	338.22 RPM	31.27 V	3.22 A	97.95 W
	12 Ω	387.52 RPM	36.45 V	3.13 A	114.09 W

5.2. Evaluación del sistema de regeneración de energía

A continuación, se presenta un análisis del funcionamiento del sistema de regeneración de energía para cargar la batería de 12 V, el cual se utiliza un motor BLDC y el convertidor de potencia reductor CD-CD. Como se ha mencionado anteriormente, el objetivo es mantener una carga a corriente constante. Por ello, estas pruebas se realizan para evidenciar cómo se regula la corriente a una cierta velocidad del motor, observando las variaciones en el voltaje de entrada y salida del convertidor, puesto que el sistema de regeneración esta en función de la velocidad del motor.

En la Figura 5.8 se muestra la gráfica de estabilización de la corriente en el convertidor reductor en un valor constante de 3 A. Esta corriente asegura la carga eficiente de la batería y mantener un flujo de energía constante. De igual forma, en la gráfica se muestra la señal de control del convertidor, que presenta una variación del 65 % aproximadamente. Esta variación se da por la ley de control utilizado, que busca ajustar continuamente el ciclo de trabajo del convertidor para mantener la corriente deseada, compensando posibles fluctuaciones en la carga o en las condiciones de entrada. Este comportamiento de la señal de control refleja la respuesta dinámica del sistema para lograr un control de la corriente.

Posteriormente, en la Figura 5.9 se observa la velocidad del motor BLDC en RPM. Durante la operación, la velocidad del motor oscila entre 300 y 400 RPM, lo que indica una fluctuación dinámica debido a pequeñas variaciones de velocidad, esto es relevante para la eficiencia del sistema de regeneración, ya que la cantidad de energía generada está directamente relacionada con la velocidad del motor.

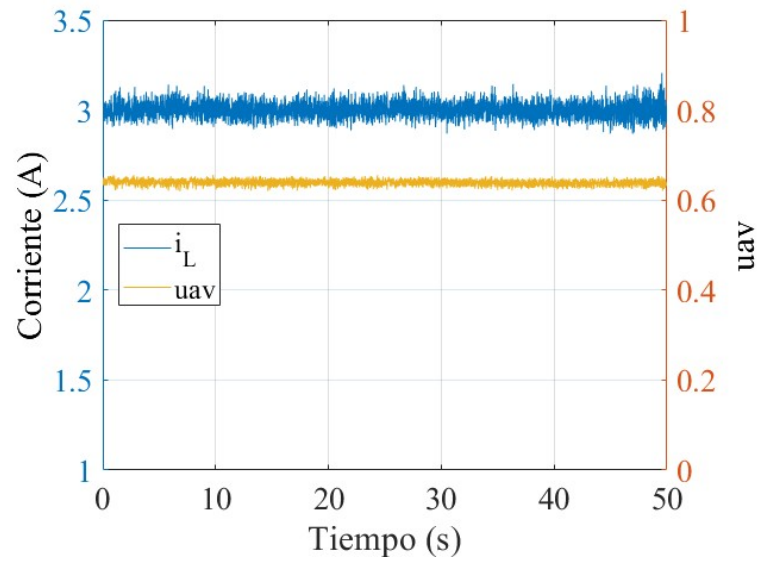


Figura 5.8: Corriente en el convertidor i_L y señal de control uav .

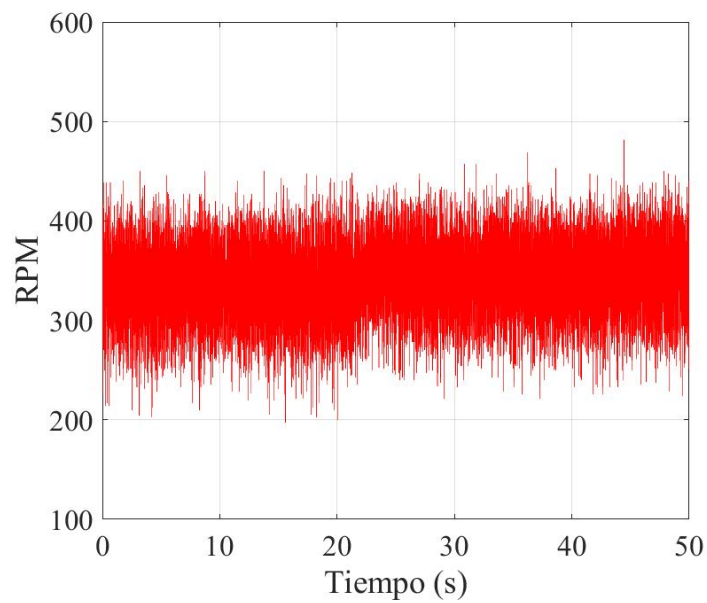


Figura 5.9: Velocidad del motor asumiendo el papel como generador.

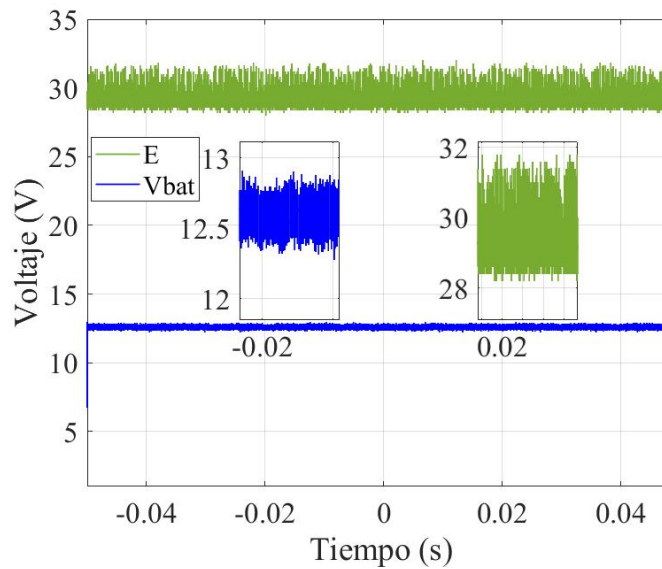


Figura 5.10: Voltajes de entrada del convertidor E y de carga de la batería v_{bat} .

La gráfica que se muestra en la Figura 5.10 representa el comportamiento de los voltajes involucrados en el proceso de carga de la batería. El voltaje de entrada del convertidor reductor, que es el mismo que el generado por el motor BLDC, oscila alrededor de 30 V. Esta fluctuación del voltaje de entrada se debe a las variaciones en la velocidad del motor y a los armónicos producidos durante la conversión de energía. Sin embargo, el convertidor reductor actúa como un filtro, atenuando los armónicos y suavizando la señal. En la salida del convertidor reductor, se observa que el voltaje de carga de la batería varía entre 12.5 V y casi 13 V. Este voltaje de salida garantiza la caída de voltaje para que la batería se cargue de manera segura, evitando sobrecargas.

En la Subsección 3.3.2, se realizó una simulación en Matlab/Simulink para modelar el comportamiento del sistema de regeneración de energía. Los resultados obtenidos en la simulación se aproximan con los datos experimentales, lo que valida la simulación numérica para condiciones reales de operación del sistema de regeneración.

5.3. Análisis del incremento de autonomía a través de la regeneración de energía

En esta sección, se presentan tres gráficas que muestran el proceso de carga de la batería a través de la regeneración de energía del motor BLDC. Se analiza cómo el voltaje de la batería cambia antes, durante y después del proceso de carga regenerativa.

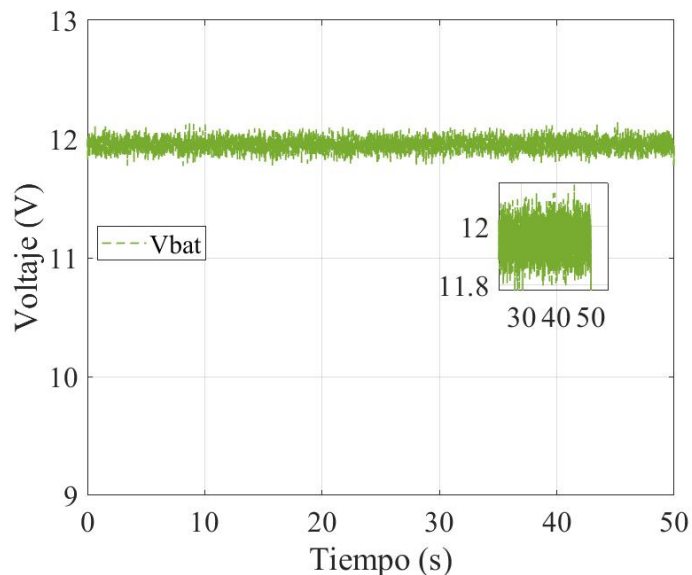


Figura 5.11: Voltaje inicial de la batería.

En la Figura 5.11 se muestra la gráfica del estado inicial del voltaje de la batería antes de comenzar el proceso de carga regenerativa, la cual aproximadamente se encuentra entre un rango del 40 % al 50 % de carga. Se utiliza como referencia para entender el nivel de carga disponible en la batería al inicio del experimento. Aquí, el voltaje se encuentra en un nivel bajo, lo que indica la necesidad de recargar la batería.

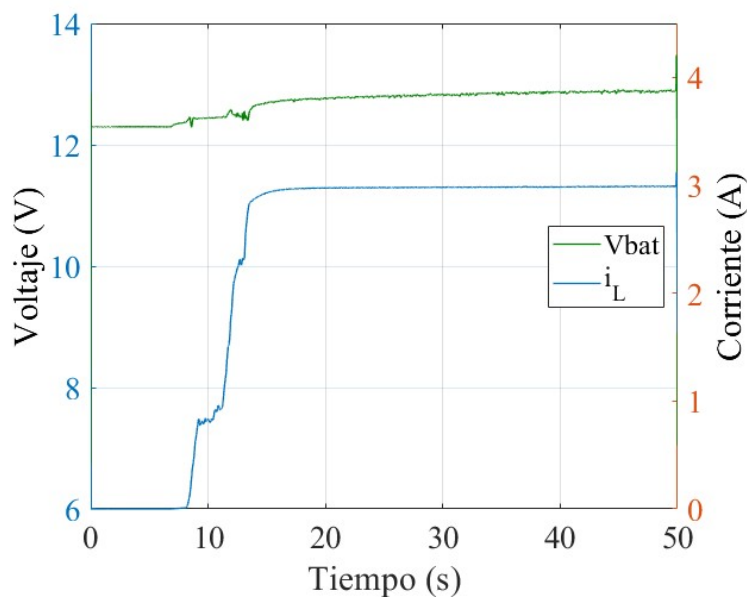


Figura 5.12: Gráfica del voltaje de la batería durante la regeneración.

Después se realiza el proceso de regeneración de energía, durante esta fase, el voltaje de la batería aumenta gracias a la conversión de la energía recuperada del motor BLDC mediante el convertidor reductor. En la Figura 5.12 se muestra la gráfica la cual se evalúa la eficiencia del sistema en la transferencia de energía desde el motor hasta la batería.

En la Figura 5.13 presenta el voltaje de la batería al final del proceso de carga regenerativa. En esta gráfica, se demuestra un incremento en el voltaje respecto al valor inicial, lo que confirma que la energía recuperada se ha almacenado en la batería. Después de un tiempo, una vez que finalizó la regeneración, el voltaje de la batería alcanzó su punto de equilibrio, estabilizándose en un nivel superior al inicial. Este aumento en el voltaje demuestra una mejora en la carga de la batería, contribuyendo a una mayor autonomía del sistema.

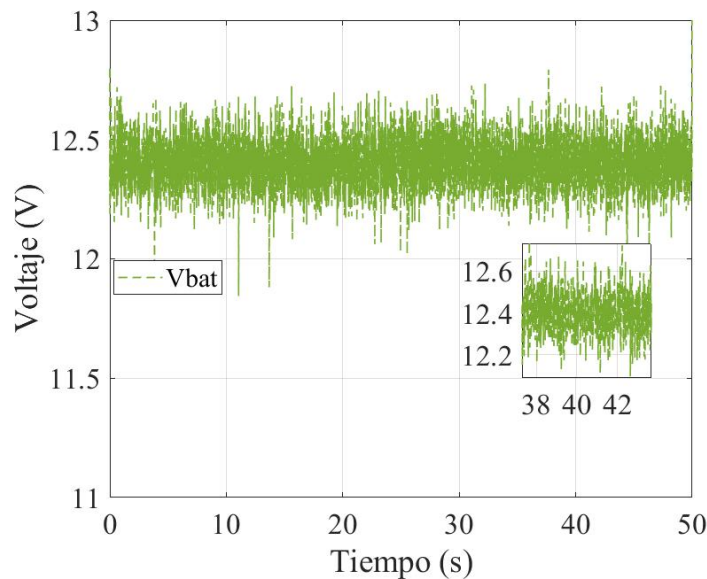


Figura 5.13: Voltaje de la batería después de la regeneración.

Posteriormente, se procede a utilizar el método de ajuste lineal para obtener la curva del SOC, de esta forma se busca una recta que se ajuste un conjunto de datos [40]. Se propone la siguiente ecuación [35],

$$SOC(V_{bat}) = a \cdot \text{sen}(V_{bat} - \pi) + b \cdot (V_{bat} - 10)^2 + c \quad (5.3.1)$$

donde V_{bat} es el voltaje de la batería durante la carga, a , b , y c , son constantes que deben ajustarse al modelo. Se define el estado de carga dependiendo del cambio que se da por el cambio de voltaje mostrado en la Tabla 5.3.1.

Tenemos un SOC aproximadamente del 40%, puesto que tenemos un voltaje de 12.17

V, así que con esta condición se proceden ajustar los parámetros a , b , y c :

1. En $V_{bat} = 12.17$, el SOC es aproximadamente 40 %:

$$a \cdot \sin(12.17 - \pi) + b \cdot (12.17 - 10)^2 + c = 40$$

2. En V_{bat} , el SOC debe ser 100 %:

$$a \cdot \sin(12.7 - \pi) + b \cdot (12.7 - 10)^2 + c = 100$$

3. Pendiente constante (derivada de la función) para mantener la linealidad:

$$a \cdot \cos(12.17 - \pi) = 100$$

Así que, resolviendo el siguiente sistema de ecuaciones se obtienen las constantes, en el Apéndice D se muestra el Scrip en Matlab realizado.

Tabla 5.3.1: El estado de carga aproximado de una batería de ácido-plomo [15].

Voltaje de la batería en vacío	Estado de carga aproximado
12.7 V o más	100 %
12.5 V	75 %
12.30 V	50 %
12.10 V	25 %
11.9 V o menos	0 %

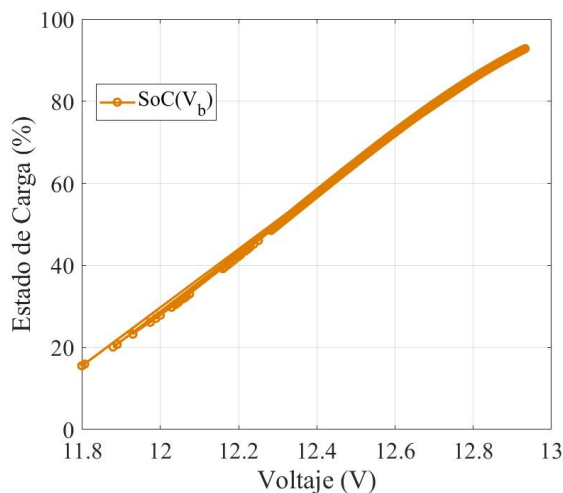


Figura 5.14: SOC en función del voltaje de la batería durante la carga.

La gráfica mostrada en la Figura 5.14 se ve el voltaje de la batería durante el proceso de regeneración. Indica un rango de voltajes observado (12.17V a 12.9V). Es importante mencionar que el tiempo de regeneración se realizó durante un tiempo de 50 s, como se muestra en la Figura 5.12. Sin embargo, lo que se busca determinar es si hay un incremento de voltaje durante el proceso de regeneración. Los resultados mostraron un incremento significativo en el voltaje de la batería después de la regeneración (ver Figura 5.13). A partir de esta observación, se calculó el SOC de la batería en su punto de equilibrio (ver Figura 5.15).

Estos resultados indican un aumento en la carga de la batería y por lo tanto se tiene una mejora en la autonomía de la misma.

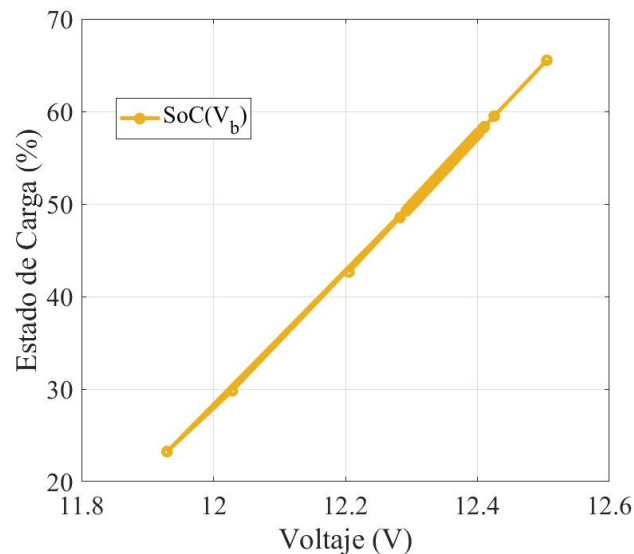


Figura 5.15: SOC en función del voltaje de la batería en su punto de equilibrio.

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

La investigación presentada en este documento ofrece una descripción de un sistema de regeneración de energía para vehículos eléctricos, específicamente mediante el uso de un motor BLDC en rueda y un convertidor reductor de potencia CD-CD. A través de un enfoque integral que combina simulaciones, diseño experimental y pruebas prácticas.

6.1. Conclusiones

- Las pruebas experimentales confirmaron que el motor BLDC genera una corriente significativa con diferentes resistencias de carga y que el voltaje generado aumenta con la velocidad del motor y la resistencia de carga. Los resultados coinciden con las simulaciones en PSIM, validando la precisión del modelo simulado para representar el comportamiento real del sistema de regeneración de energía.
- La simulación en Matlab/Simulink coincidió con los resultados experimentales, lo que valida la aproximación numérica utilizada para modelar el sistema de regeneración de energía. Esto refuerza la confianza en la precisión de los modelos utilizados y en el diseño del sistema experimental.
- El convertidor reductor DC-DC ha demostrado ser altamente eficaz en la regulación de la corriente de carga del sistema de regeneración de energía, manteniendo una corriente constante de 3 A incluso ante fluctuaciones de voltaje provocadas por

variaciones en la velocidad del motor. Este convertidor no solo ha sido capaz de regular la corriente, sino que también ha reducido efectivamente el voltaje de entrada generado por el motor BLDC, adaptándolo a los niveles necesarios para una carga eficiente de la batería.

- Para el sistema se ha implementado un control basado en pasividad, lo cual ha demostrado ser efectivo para cargar la batería con una corriente constante de 3 A. Este resultado evidencia la eficiencia del sistema para manejar la regeneración de energía de manera estable y confiable. Además, el modelado del controlador ha resultado ser más sencillo en comparación con otras leyes de control más complejas vistas durante la revisión de la literatura. Su implementación y sintonización requieren solo una ganancia, lo que simplifica notablemente el proceso de ajuste.
- Mediante el uso de PSIM basado en bloques modulares, la programación de la tarjeta DSP facilita la implementación de la ley de control, ya que permite la generación automática de código en lenguaje C. Esta característica simplifica el desarrollo del trabajo. Además, la integración con Code Composer Studio (CCS) de Texas Instruments proporciona una transición fluida para compilar y cargar el código en la tarjeta DSP, demostrando así la factibilidad de su uso en este tipo de aplicaciones.
- Los resultados obtenidos confirman que el sistema de regeneración de energía incrementa el voltaje de la batería, proporcionando un aumento de 12.17 V a 12.40 V aproximadamente en equilibrio. Este proceso contribuye a una mayor autonomía de la batería, demostrando la efectividad del enfoque propuesto para optimizar la regeneración de energía en motores de tracción eléctrica.

Por lo tanto, Las pruebas experimentales y las simulaciones confirman que el motor BLDC, junto con el convertidor de potencia CD-CD tipo reductor y el control basado en pasividad, permiten una regeneración eficiente de energía eléctrica. El sistema fue capaz de generar corriente significativa, regular el voltaje y cargar la batería de ácido plomo de manera estable, validando la hipótesis propuesta.

6.2. Trabajos futuros

En base a la investigación realizada del sistema de regeneración de energía con motor BLDC, se proponen los siguientes trabajos futuros:

- En la parte de rectificación de la corriente generada por el motor BLDC, se propone

integrar un rectificador activo, esto para reducir la presencia de armónicos en el voltaje generado y además, de alguna forma controlar el nivel de voltaje obtenido.

- Implementar un dispositivo para la protección de la batería durante la carga, como el Battery Management System (BMS, por sus siglas en inglés).
- Experimentar con las baterías de Ion de Litio, puesto que en la literatura se observó que hoy en día se están utilizando en los vehículos eléctricos.
- Proponer otra ley de control para comparar los resultados obtenidos en esta investigación y de esta manera saber si se puede mejorar el sistema propuesto.
- Implementar una estimación del estado de carga más eficiente, para monitorear de forma más segura la carga de la batería.

REFERENCIAS

- [1] Acadenas (2020). *Como saber la resistencia interna batería: Reto electrónico*. <https://www.youtube.com/watch?v=9KY1WX1AE3k>. Consultado: 2023-12-16.
- [2] Bahrami, Mansour, Mokhtari, Hossein y Dindar, Amin. (2019). *Energy regeneration technique for electric vehicles driven by a brushless dc motor*. IET Power Electronics, 12(13):3397-3402.
- [3] Batarseh, I. (2004). *Power electronic circuits*. John Wiley.
- [4] Canteli, Mario M. *Regulación, control y protección de máquinas eléctricas*. <https://ocw.unican.es/pluginfile.php/1986/course/section/2310/convertidores.pdf>. Consultado: 2022-12-10.
- [5] Castro, Omar, García, Carlos, et al. *Diseño e implementación de un diferencial electrónico para un vehículo eléctrico de tracción de cuatro ruedas*. (2022). REPOSITO- RIO NACIONAL CONACYT.
- [6] Conversion from Hexadecimal to Single Precision Float in LabVIEW. <https://knowledge.ni.com/KnowledgeArticleDetails?id=kA00Z000000kKoNSAU&l=es-MX>. Consultado: 2023-12-07.
- [7] Cipriano, M. (2008). *Factorización de N: recuperación de factores primos a partir de las claves pública y privada*. In XIV Congreso Argentino de Ciencias de la Computación.
- [8] Chang, S., Young, K. H., y Lien, Y. L. (2017). *Reviews of European patents on nickel/metal hydride batteries*. Batteries, 3(3), 25.

-
- [9] Chau, Kwok T. (2015). *Electric vehicle machines and drives: design, analysis and application*. John Wiley & Sons.
- [10] Chougale, Rahul y Lakade, C. (2017). *Regenerative braking system of electric vehicle driven by brushless DC motor using fuzzy logic*. IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering.
- [11] Cortés-Romero, J., Luviano-Juárez, Alberto y Sira-Ramírez, H. (2010). *Fast identification and control of an uncertain Brushless DC motor using algebraic methods*. IEEE International Power Electronics Congress.
- [12] Cremades Oliver, L. V., Canals Casals, L., y Amante García, B. (2017). *Informe de modelos de reutilización de baterías*.
- [13] Cueva, E., Lucero, J., Guzmán, A., Rocha, J., y Espinoza, L. (2018). *Revisión del estado del arte de baterías para aplicaciones automotrices*. Enfoque UTE, 9(1), 166-176.
- [14] Curiel, Gonzalo el al. (2019). *Diseño y construcción del sistema de tracción eléctrica basado en motores de cd sin escobillas para un vehículo de dos ruedas*. REPOSITORIO NACIONAL CONACYT.
- [15] Daniel, C., y Besenhard, J. O. (Eds.). (2012). *Handbook of battery materials*. John Wiley y Sons.
- [16] Durán, Iván C., Guerra, Agustín M., Monroy, Cristian y Siachoque, Cristian A. (2020). *Estudio Comparativo del Sistema de Freno Regenerativo y Regeneración con Energía Cinética Constante en Vehículos Eléctricos de Batería*. Ingeniería, 25(3):305-322.
- [17] Ehsani, Mehrdad, Gao, Y., Stefano, Longo y Kambriz, Ebrahimi. (2018). *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles*. CRC press.
- [18] Elavarasi, R. (2014). *An FPGA based regenerative braking system of electric vehicle driven by BLDC motor*. Indian Journal Of Science and Technology, 7(57):1-5.
- [19] Endemaño Ventura, L. (2016). *Análisis global de los sistemas de almacenamiento de energía eléctrica*. [tesis de Maestría].
- [20] Godfrey, Joseph y Sankaranarayanan, V. (2018). *A new electric braking system with energy regeneration for a BLDC motor driven electric vehicle*. Engineering science and technology, an international journal.
-

-
- [21] Gómez, S y Pleguezuelos Sánchez, C. (1992). *Electricidad del automóvil: batería, arranque, carga y encendido*. Jaraíz de la Vera (Cáceres): CEP de Jaraíz, 1992.
- [22] Han, X., Ouyang, M., Lu, L., Li, J., Zheng, Y., y Li, Z. (2014). *A comparative study of commercial lithium ion battery cycle life in electrical vehicle: Aging mechanism identification*. Journal of power sources, 251, 38-54.
- [23] Hanselman, Duane C. (2003). *Brushless permanent magnet motor design*. The Writers' Collective.
- [24] Hart, D. W., Vuelapluma y Bautista, A. B. (2001). *Electrónica de potencia*. Prentice Hall Madrid, España.
- [25] Hashemnia, Nasser y Asaei, Behzad. (2008). *Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles*. International Conference on Electrical Machines.
- [26] Hernández Méndez, A. (2018). *Control descentralizado adaptable para convertidores elevadores alimentados por paneles fotovoltaicos e interconectados en una micro-red de cd*. REPOSITORIO NACIONAL CONACYT.
- [27] Hung, Yi-Hsuan y Wu, Chien-Hsun. (2015). *A combined optimal sizing and energy management approach for hybrid in-wheel motors of EVs*. Applied Energy.
- [28] Jeong, Chae-Lim y Hur, Jin. (2016). *A novel proposal to improve reliability of spoke-type BLDC motor using ferrite permanent magnet*. IEEE Transactions on Industry Applications.
- [29] Joice, Sheeba y Kumar, Jawahar S. (2012). *Digital control strategy for four quadrant operation of three phase BLDC motor with load variations*. IEEE transactions on industrial informatics, 9(2):974-982.
- [30] Juárez, José et al. (2022). *Diseño de un controlador de corriente para un inversor multinivel asimétrico conectado a la red eléctrica: una implementación en FPGA*, REPOSITORIO NACIONAL CONACYT.
- [31] Keeping, Steven. (2019). *Introducción al control del motor CC sin escobillas*.
- [32] Kumar, Satyendra y Revankar, Shripad T. (2017). *Development scheme and key technology of an electric vehicle: An overview*. Renewable and Sustainable Energy Reviews.

-
- [33] J. Linares-Flores, J. L. Barahona-Avalos, H. Sira-Ramírez, y M. A. Contreras Ordaz *Robust passivity-based control of a buck-boost converter/dc-motor system: An active disturbance rejection approach*. IEEE Transactions on Industry Applications, 48(6):2362–2371, 2012.
- [34] Long, Teak, Hyoung y Chong (2014). *Energy Regenerative Braking Control of Electric Vehicles Using Three-Phase Brushless Direct-Current Motors*. Energies, pp:99-114.
- [35] MathWorks. (n.d.). *Custom linear models*. <https://la.mathworks.com/help/curvefit/custom-linear-models.html>. Consultado: 2024-06-10.
- [36] Martínez-López, A. Linares-Flores, J. Hernández Méndez, A. Orantes Molina, A. Juárez Abad, J. A. y Barahona Avalos, J. L. (2022). *Passivity-based controller for charging of Lithium-ion battery model 18650*. Congreso Nacional de Control Automático.
- [37] Mastragostino, M., y Soavi, F. (2007). *Strategies for high-performance supercapacitors for HEV*. *Journal of Power Sources* 174, 89-93.
- [38] Mayoral, Rosalino, Juárez, José, Aguilar, Beatriz, Linares, Jesús y Barahona, Luis. (2020). *Control de velocidad de un motor síncrono de imanes permanentes accionado por un inversor trifásico multinivel*. Ingenius. Revista de Ciencia y Tecnología.
- [39] Mohammad, A., y Khan, M. Z. R. (2015). *BLDC motor controller for Regenerative Braking*. En 2015 International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT) (pp. 1-6). IEEE.
- [40] Montgomery, D. C., Peck, E. A., y Vining, G. G. (2021). *Introduction to linear regression analysis*. John Wiley y Sons.
- [41] Monmasson, Eric, Idkhajine, Lahoueine y Wissem, Mohamed. (2011). *FPGA-based controllers*. IEEE Industrial Electronics Magazine.
- [42] Morales, Marco. *Energía eólica y diseño de control de voltaje y frecuencia para un convertidor de potencia con topología CA/CD-CD/CD-CD/CA* [tesis de doctorado].
- [43] Morichetti, Gerardo, Oggier, Germán, Bossio, Guillermo, De Angelo, Cristian y García, Guillermo. (2002). *Implementación de un convertidor reductor-elevador bidireccional para vehículos eléctricos*. Congreso Argentino de Control Automático.
- [44] Murali, Bala y Mallikarjuna, Rao. (2018). *Adaptive sliding mode control of BLDC motor using cuckoo search algorithm*. International Conference on Inventive Systems and Control.
-

- [45] Naseri, Farshid, Farjah, Ebrahim y Ghanbari Teymoor. (2016). *An efficient regenerative braking system based on battery/supercapacitor for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles with BLDC motor*. IEEE Transactions on Vehicular Technology.
- [46] Oliveira, André, Bertoti, Elvis, Javorski, Jony, Yassuda, Rodrigo, Costa, Eduardo, Correa, Ludmila y Dedini, Franco G. (2016). *Evaluation of energy recovery potential through regenerative braking for a hybrid electric vehicle in a real urban drive scenario*. Technical report, SAE Technical Paper.
- [47] Ortega, R., Perez, J. A. L., Nicklasson, P. J., y Sira-Ramirez, H. J. (2013). *Passivity-based control of Euler-Lagrange systems: mechanical, electrical and electromechanical applications*. Springer Science and Busine.
- [48] Peña Acosta, Andrés. *Diseño e implementación de un emulador de baterías de Plomo-Ácido de propósito general* [tesis de licenciatura].
- [49] Peña, Carlos. (2011). *Estudio de baterías para vehículos eléctricos*.
- [50] Peña Ordóñez, C. *Estudio de baterías para vehículos eléctricos*. <https://earchivo.uc3m.es/handle/10016/11805preview>. Consultado: 2023-12-10.
- [51] Phaneedrababu, Bobb y Rajagopal, K. (2010). *compact regenerative braking scheme for a PM BLDC motor driven electric two-wheeler*.
- [52] R. B. *Manual de baterías BOSCH*. Robert Bosch GmbH, Ed.
- [53] Reddy, T. B. (2011). *Lindens handbook of batteries*. McGraw-Hill Education.
- [54] Sebastià, J. P., y Vizcaíno, J. R. L. (2012). *LabView: entorno gráfico de programación*. Marcombo.
- [55] Sira-Ramirez, H. J. (1998). *A general canonical form for feedback passivity of nonlinear systems*. International Journal of Control, 71(5), 891-905.
- [56] Sira-Ramirez, H. J., y Silva-Ortigoza, R. (2006). *Control design techniques in power electronics devices*. Springer Science y Business Media.
- [57] Shepherd, C. M. (1965). *Design of primary and secondary cells: II. An equation describing battery discharge*. Journal of the electrochemical society, 112(7), 657.
- [58] Shepherd, C. M. (1965). *Design of primary and secondary cells: II. An equation describing battery discharge*. Journal of the electrochemical society, 112(7), 657.

-
- [59] Texas Instruments. TMS320F28335, TMS320F28334 (2020). *Technical Reference Manual*. <https://www.ti.com/lit/ug/sprui07/sprui07.pdf?ts=1718049602999>. Consultado: 2024-05-10.
- [60] Tremblay, O., y Dessaint, L. A. (2009). *Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications*. World electric vehicle journal, 3(2), 289-298.
- [61] LabVIEW Programming Reference Manual (2023). *Type Cast Function*. <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/labview-api-ref/page/functions/type-cast.html>. Consultado: 2023-12-10.
- [62] Van der Schaft, A. (2000). *L2-gain and passivity techniques in nonlinear control*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg.
- [63] Vázquez, J. (2012). *Arquitectura de computadoras I*. Recuperado de http://www.affiliat.org.mx/BibliotecasDigitales/sistemas/Arquitectura_computadoras_I.pdf.
- [64] Xia, Chanliang y Li Zhiqiang. (2009). *A control strategy for four-switch three-phase brushless DC motor using single current sensor*. IEEE Transactions on Industrial Electronics.
- [65] Ye, M. (2008). *Robust control for regenerative braking of battery electric vehicle*. IET Control Theory & Applications.
- [66] Zhao, J. *Brushless DC Motor Fundamentals Application Note*. <https://www.monolithicpower.com/media.pdf>. Consultado: 2022-12-10.

APÉNDICE A

SIMULACIÓN DEL MOTOR BLDC COMO GENERADOR

A.1. Identificación de parámetros del motor BLDC

Para conocer el voltaje generado por el motor QS tipo E-Car de la compañía SiAECOSYS, se realizó una simulación del motor en el software PSIM, esto para tener una idea de la señal de voltaje que se puede obtener. Este motor BLDC trifásico cuenta con devanados con conexión estrella de 24 pares de polos, un voltaje nominal de 72 V y un par máximo de 161.9 Nm. Los parámetros que se acaban de mencionar son todos los que brinda la ficha técnica, no obstante, no son suficientes para realizar la simulación ya que el bloque del motor requiere de más parámetros para realizar la simulación. Así que, para conocer los parámetros se sigue el procedimiento que describen Castro [5] y Curiel [14]. Se hace la medición de la resistencia (R_a) e inductancia de la armadura (L_a), dando los valores de $R_a = 0.2 \Omega$ y $L_a = 160 \mu H$.

La inductancia mutua M es un valor negativo y cuando el valor es desconocido se calcula de la siguiente manera:

$$M = -0.4L_a = -64 \mu H. \quad (\text{A.1.1})$$

Para el cálculo de la constante eléctrica k_e , se utilizan los parámetros proporcionados

por Castro [5], siendo, $\tilde{u} = 71.8$ V el voltaje, $\tilde{i} = 2.17$ A la corriente en estado estable, \tilde{r}_a = la resistencia entre fases y $\tilde{\omega}$ la velocidad en estado estable. Por lo tanto, resolviendo la ecuación (A.1.2) se obtiene k_e :

$$k_e = \frac{\tilde{u} - r_a \tilde{i}}{\tilde{\omega}} = 0.10295 \frac{V}{\text{RPM}}. \quad (\text{A.1.2})$$

Posteriormente, para hallar la constante mecánica k_t se utiliza el valor de k_e , puesto que esta es en función de la constante k_e por la conservación de la energía electromecánica y por lo tanto son equivalentes [14]. Dicha relación se muestra a continuación:

$$k_t = k_e \left(\frac{V}{\frac{\text{rad}}{s}} \right) = 9.5493 k_e \left(\frac{V}{\text{RPM}} \right) = 0.983 \left(\frac{Nm}{A} \right). \quad (\text{A.1.3})$$

Para la fricción viscosa B_u se utiliza la ecuación,

$$B_u = \frac{k_t \tilde{i}}{\tilde{\omega}} = 0.00309062 \frac{kgm^2}{s}, \quad (\text{A.1.4})$$

recordando que, los parámetros \tilde{i} y $\tilde{\omega}$ se encuentran en estado estable.

Castro [5] menciona que la constante de tiempo mecánica (t_m) se mide cuando la velocidad nominal del motor se encuentra al 63.2%, según su experimentación cuando el motor logra su velocidad máxima le toma aproximadamente 1.4195 s, así que, haciendo los cálculos cuando se tiene 63.2% de la velocidad máxima se tiene un tiempo mecánico de $t_m = 0.8971$ s. Lo anterior se realiza para calcular el momento de inercia del motor J , por lo tanto, su valor se obtiene con la ecuación,

$$J = \frac{t_m (r_a B_u + k_e k_t) - L_a B_u}{r_a} = 0.22976 \text{ kgm}^2. \quad (\text{A.1.5})$$

A.2. Simulación de la regeneración de energía

Una vez teniendo estos parámetros se realiza la simulación en PSIM (véase en la Figura A.1), en la simulación se tienen dos motores BLDC con las mismas características, además, se encuentran conectados entre sí por medio de un eje. La máquina (a) hace referencia al dispositivo que moverá al motor (b), el cual inercialmente presenta un giro y por medio de este movimiento mecánico se produce energía eléctrica. Se pretende que con la ayuda de la simulación se pueda tener un acercamiento de lo que se obtendrá de forma física, puesto que, los parámetros que se integraron en el bloque del motor de la simulación,

corresponden de forma aproximada a los valores reales de la máquina BLDC que se está trabajando.

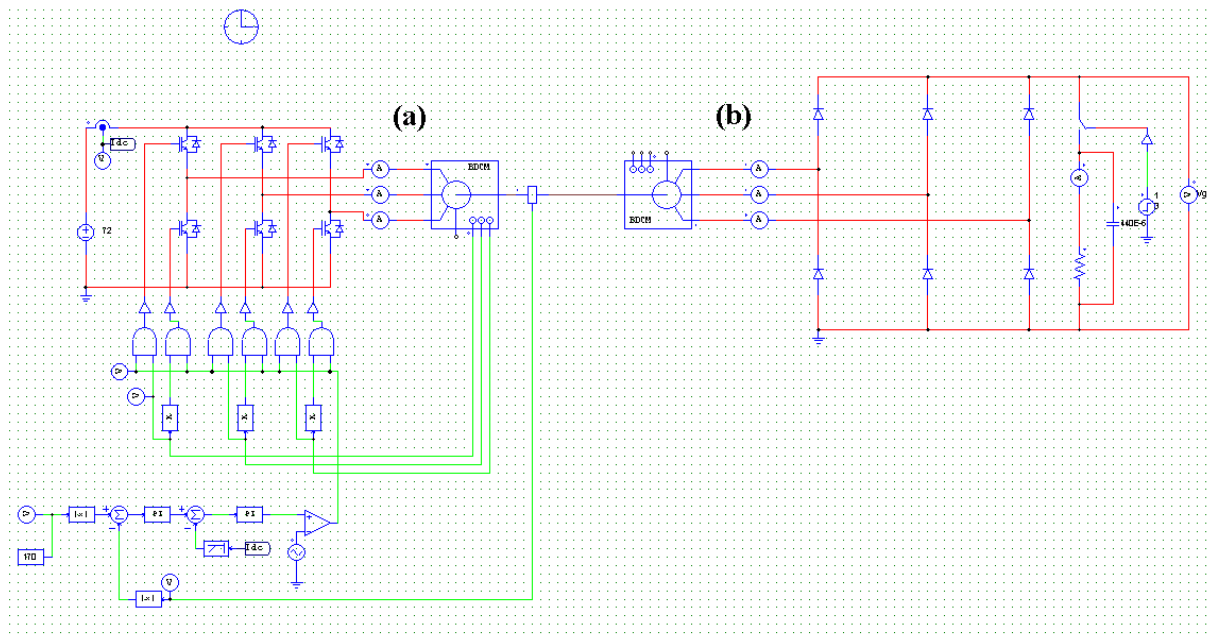


Figura A.1: Simulación del motor impulsor (a) y del motor BLDC en rueda QS 260 como generador eléctrico (b).

La simulación se realizó a diferentes velocidades, en la Figura A.2 se observa las gráficas de los voltajes generados y en la Tabla los valores correspondientes al voltaje generado por la velocidad simulada, respectivamente. La velocidad máxima que puede alcanzar el motor es de $40 \frac{km}{h}$ [5], por ello, para realizar la simulación se inició a partir de esta velocidad.

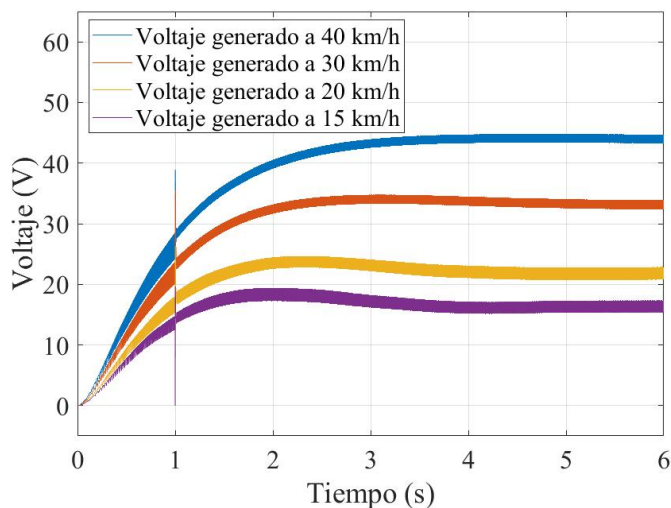


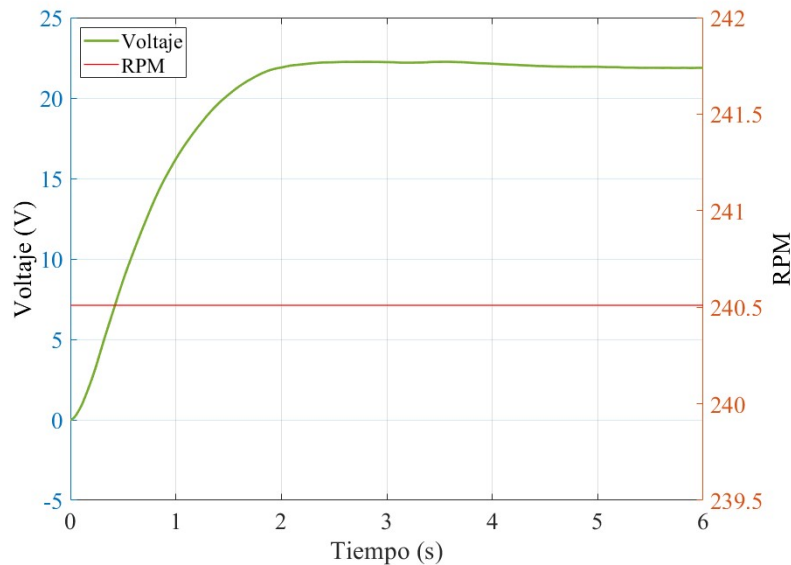
Figura A.2: Voltaje generado por el motor BLDC a distintas velocidades.

Tabla A.2.1: Valores de los voltajes dados por la simulación en PSIM a diferentes velocidades.

Velocidad	Voltaje
$40 \frac{km}{h}$	44.426 V
$30 \frac{km}{h}$	33.7968 V
$20 \frac{km}{h}$	21.1167 V
$15 \frac{km}{h}$	17.2688 V

Por otro lado, se realiza una simulación en PSIM con el objetivo de determinar la velocidad a la cual se obtiene una corriente de 3 A al conectar diferentes resistencias de potencia (7Ω , 10Ω y 12Ω) a la salida del rectificador. Para ello, se llevaron a cabo tres pruebas distintas, cada una con una resistencia específica, para analizar cómo varía la corriente generada con respecto a la velocidad del motor.

En cada prueba, se ajustó la velocidad del motor en la simulación hasta alcanzar una corriente de 3 A en la carga resistiva. Esta prueba permite identificar la relación entre la velocidad del motor y la corriente generada para diferentes condiciones de carga, dando un acercamiento del comportamiento físico del sistema de regeneración de energía.

Figura A.3: Simulación del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de 7Ω a una velocidad de 240.51 RPM.

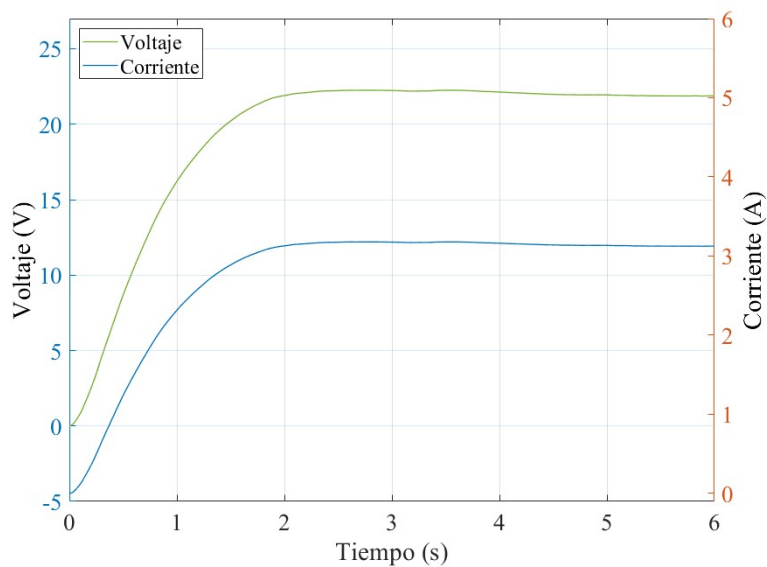


Figura A.4: Simulación del voltaje y la corriente generada por el motor BLDC con una carga de $7\ \Omega$.

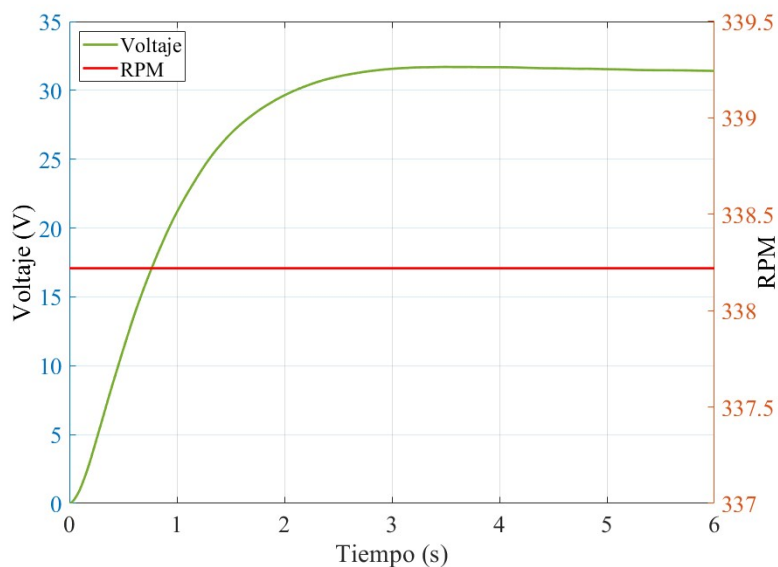


Figura A.5: Simulación del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de $10\ \Omega$ a una velocidad 338.22 RPM.

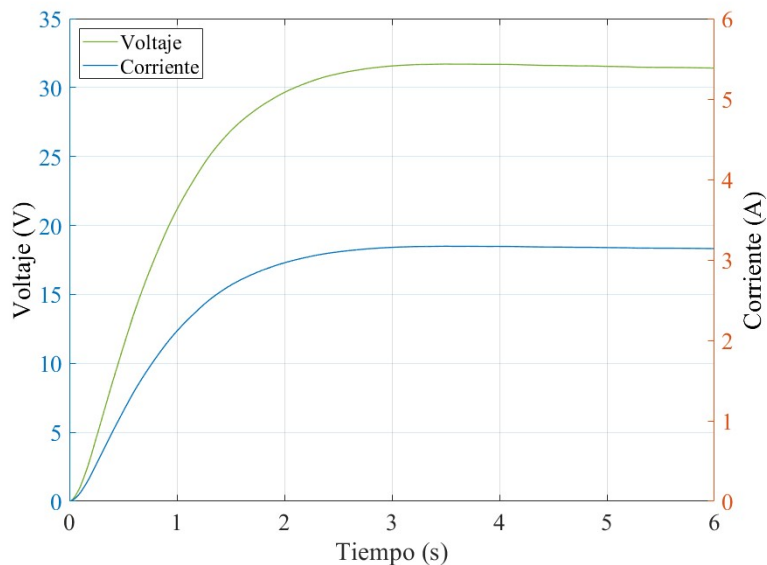


Figura A.6: Simulación del voltaje y la corriente generada por el motor BLDC con una carga de $10\ \Omega$.

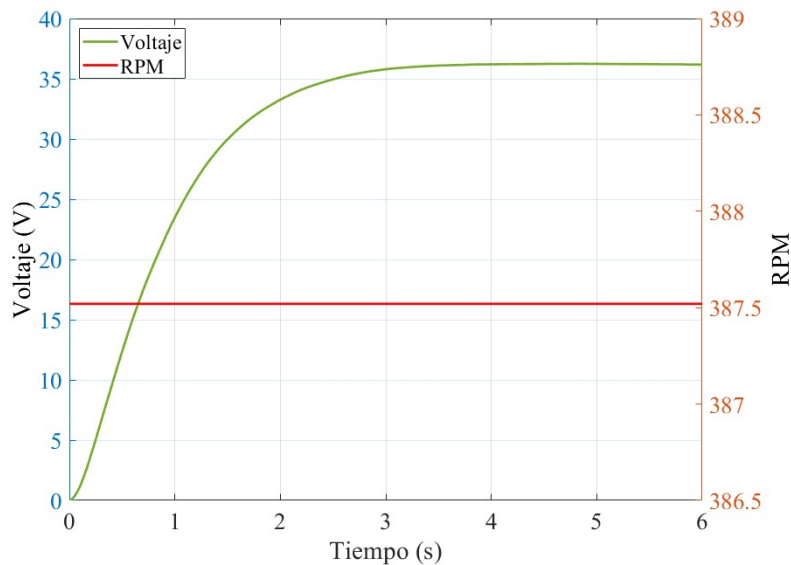


Figura A.7: Simulación del voltaje generado por el motor BLDC con una carga de $12\ \Omega$ a una velocidad de 387.52 RPM.

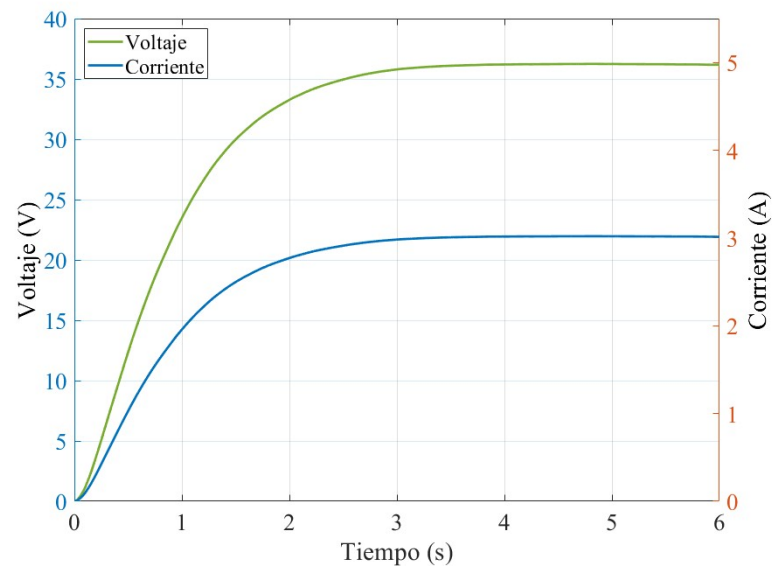


Figura A.8: Simulación del voltaje y la corriente generada por el motor BLDC con una carga de $12\ \Omega$.

APÉNDICE B

DISEÑO DE LA BOBINA TOROIDAL

Este tipo de bobina brinda buenas propiedades en comparación con las demás, una de las ventajas principales es la baja pérdida de flujo magnético, puesto que aísla el campo magnético dentro del núcleo. Además, el valor de la inductancia se mantiene estable en amplios rangos de frecuencias y condiciones de carga, lo que provoca mejor precisión. También estas bobinas tienen la capacidad de manejar altas corrientes sin llegar a la saturación.

En este caso en particular se diseña la bobina para un núcleo toroidal T-157-26, donde el código de color amarillo-blanco indica el material de fabricación el cual es de polvo de hierro. A continuación, en la siguiente lista se presentan los parámetros necesarios para el diseño de la bobina.

- Material: Tipo 26 (polvo de hierro)
- Diámetro exterior (D_0): 0.03988 m
- Diámetro interior (D_i): 0.021 m
- Altura (h): 0.01118 m
- Inductancia deseada L : 1.5 mH
- Permeabilidad relativa μ_r : 75
- Densidad de flujo de saturación B_{sat} : Aproximadamente 1 T

- Corriente máxima $i_{Lmax} : 6 A$

En primer lugar, se calcula el área de sección transversal (A):

$$A = h \left(\frac{D_0 - D_i}{2} \right) = 0.01118 \cdot \left(\frac{0.03988 - 0.021}{2} \right) = 105.54 \times 10^{-6} m^2, \quad (B.0.1)$$

posteriormente, se se determina la longitud media del camino magnético (l_m):

$$l_m = \pi \left(\frac{D_0 - D_i}{2} \right) = \pi \cdot \left(\frac{0.03988 - 0.021}{2} \right) = 0.0956 m, \quad (B.0.2)$$

luego, se calcula el número de vueltas (N) necesarias para tener la inductancia deseada, para ello se utiliza la siguiente ecuación:

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l_m}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}}, \quad (B.0.3)$$

sin embargo, la permeabilidad del vacío μ_0 es,

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \frac{H}{m}, \quad (B.0.4)$$

por lo tanto, se tiene:

$$N = \sqrt{\frac{1.5 \times 10^{-3} \cdot 0.0956}{4\pi \times 10^{-7} \cdot 75 \cdot 105.54 \times 10^{-6}}} \approx 120 \text{ vueltas.} \quad (B.0.5)$$

Un punto importante es saber si nuestro diseño no excede el nivel de saturación B_{sat} , para ello, se calcula este nivel para saber si sobrepasa el límite permisible del núcleo que se utiliza el cual es: $B_{sat} \approx 1$ con una $i_{Lmax} = 6 A$,

$$B = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot N \cdot i_{Lmax}}{l_m} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \cdot 75 \cdot 120 \cdot 6}{0.0956} = 0.7101 T \quad (B.0.6)$$

La densidad de flujo es de $0.7101 T$, lo cual está por debajo del valor de saturación del material, por lo tanto, el diseño es adecuado para el convertidor buck.

Por otro lado, para conocer la cantidad de cable que se va a utilizar para enrollar la bobina toroidal, es necesario conocer la longitud promedio de una vuelta L_{vuelta} , la cual esta en función del perímetro interior y exterior del núcleo, por lo que, $L_{vuelta} = l_m = 0.0956 m$, por ende, la cantidad total es:

$$L_{total} = N L_{vuelta} = 120 \cdot 0.0956 = 11.4840 m. \quad (B.0.7)$$

Por último, la selección del calibre del cable es importante para el diseño de la bobina, en la literatura se encontraron los diferentes calibres de cable de cobre que hay en el mercado y la corriente que pueden soportar. El calibre seleccionado es el AWG 18, se escoge debido a es fácil de manipular para la construcción de la bobina, además, la capacidad de corriente que soporta es de 10 A.



Figura B.1: Diseño de la bobina toroidal.

APÉNDICE C

CARACTERIZACIÓN DE LA BATERÍA ÁCIDO-PLOMO

C.1. Caracterización de la batería

Para realizar la adquisición de datos precisos entre Arduino y LabView, se requiere la conversión de punto flotante dado por la norma IEEE754. El código en Arduino es el encargado de realizar las lecturas analógicas de los sensores, convierte los valores leídos a voltajes, luego, almacena los voltajes en variables y los muestra en formato hexadecimal a través de la comunicación serial. Cada lectura se separa por una nueva línea para facilitar la interpretación de los datos en una interfaz realizada en LabVIEW.

Para el desarrollo del algoritmo del programa se siguieron los siguientes pasos:

1. Definir una estructura de datos llamada `dual_t` utilizando una unión. Esta estructura permite almacenar tanto un número de coma flotante (`float`) como un arreglo de 4 bytes (`uint8_t`).
2. Declarar variables para almacenar datos relacionados con las lecturas de sensores de corriente y voltaje.
3. Configurar la comunicación serial en la función `setup()`, estableciendo una velocidad de transmisión de 115200 baudios.

4. Leer las entradas analógicas de los pines A0 y A1, utilizando analogRead(), en la función loop(). Estos valores se almacenan en variables enteras (corriente y voltaje).
5. Realizar una conversión de los valores leídos a voltajes utilizando diferentes fórmulas y escalas y se almacenan en variables de tipo float.
6. Asignar los valores de los voltajes a los miembros value de las uniones correspondientes.
7. Realizar bucles para imprimir en formato IEEE754 que componen cada uno de los miembros de las uniones. Estos bytes representan los voltajes convertidos.
8. Imprimir una nueva línea en la comunicación serial para separar las lecturas de cada iteración del bucle principal.

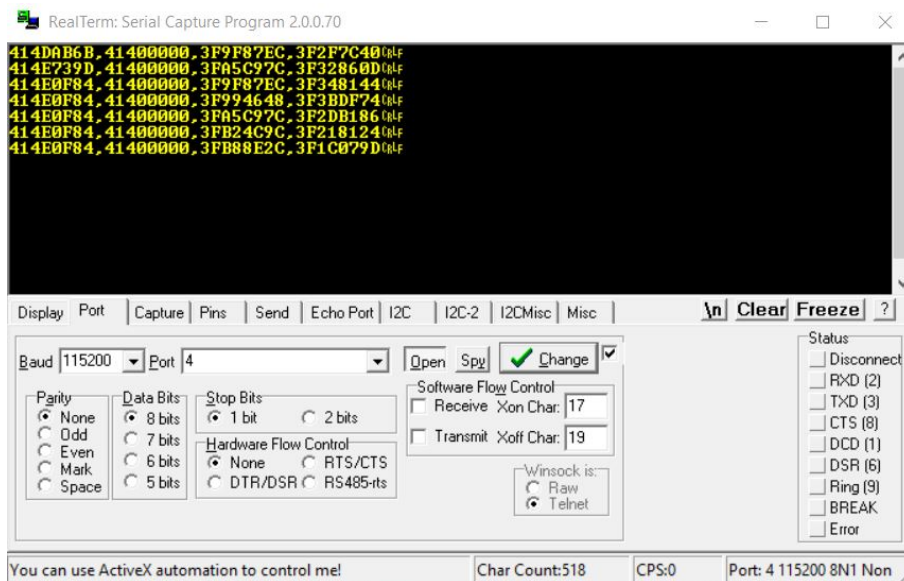


Figura C.1: Lectura de las mediciones enviados por Arduino y traducidos bajo la norma IEEE754.

En la Figura C.1, se observan los datos obtenidos por el Arduino transformados a la norma IEEE754, dichos parámetros son observados por medio del software Realterm. Se observa que los datos leídos por el puerto serial está la interpretación de los valores de los sensores en un byte, luego cada interpretación esta separada por una coma y en la última trama se tiene el salto de línea, donde la secuencia de lectura es: Voltaje de la batería en vacío, corriente de la carga, voltaje de la carga y valor de la resistencia interna.

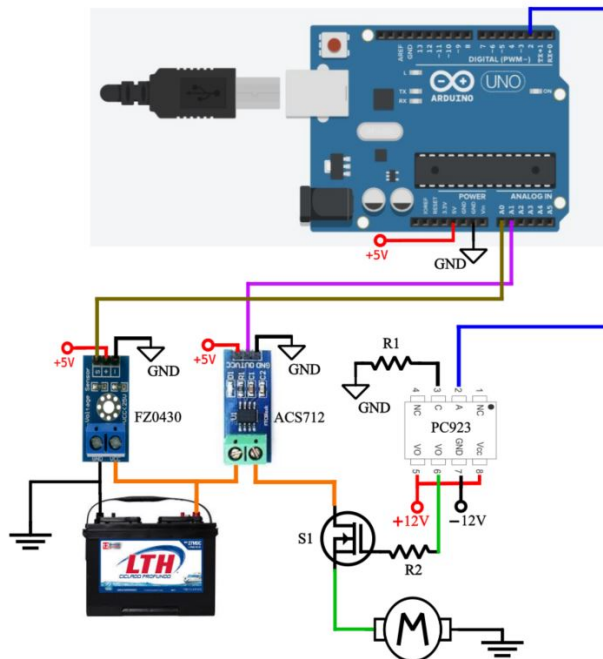


Figura C.2: Diagrama eléctrico para la caracterización de la resistencia interna R_{int} de la batería.

C.1.1. Desarrollo de la interfaz en LabVIEW

Posteriormente, en LabVIEW se desarrolla la interfaz gráfica para mostrar los valores leídos de los sensores y el valor de la resistencia R_{int} de manera gráfica. Para su implementación, es necesario integrar los siguientes módulos:

1. *NI-VISA*: Con esta librería se puede configurar y establecer la comunicación con el puerto serial del Arduino, lo cual permite recibir los datos enviados desde Arduino a través de la comunicación serial y procesarlos dentro de una interfaz de LabVIEW.

La implementación de NI-VISA en LabVIEW podría involucrar la configuración de un recurso VISA correspondiente al puerto serial utilizado por Arduino, así como la configuración de parámetros de comunicación, como la velocidad de transmisión y los protocolos de comunicación [54].

2. *VISA Read*: Esta función puede devolver menos del número de bytes solicitados en caso de que la función llegue al final del búfer alcance un carácter de terminación o se agote el tiempo de espera.

Si los datos se leen de forma síncrona o asíncrona depende de la plataforma. Cuando

transfiere datos desde o hacia un controlador de hardware sincrónicamente, el subproceso de llamada se bloquea durante la transferencia de datos. Dependiendo de la velocidad de la transferencia, esto puede dificultar otros procesos que requieren el subproceso de llamada. El valor predeterminado de LabVIEW es E/S asíncrona [54].



Figura C.3: Bloque de la función VISA Read en LabVIEW.

3. *Hexadecimal String To Number*: Interpreta los caracteres del 0 al 9, de la “A” a la “F” y de la “a” a la “f” en una cadena que comienza en el desplazamiento como un entero hexadecimal y lo devuelve en número.

El panel conector muestra los tipos de datos predeterminados para esta función polimórfica [6].

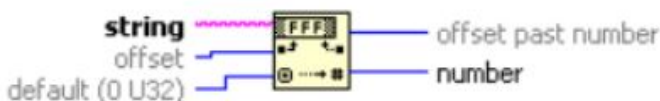


Figura C.4: Bloque del hexadecimal string to number de LabVIEW.

4. *Type Cast*: Convierte x al tipo de datos `type`, aplanándolo y desacoplando, utilizando el nuevo tipo de datos. Si la función debe reinterpretar los datos en lugar de transformarlos, LabVIEW usa un búfer temporal. Esta función tiene el riesgo de reinterpretar los datos. A diferencia de la función *Coerce To Type*, la función *Type Cast* permite la conversión entre tipos de datos incompatibles acoplando y deshaciendo los datos de entrada, lo que permite una reinterpretación radical de los datos [61].

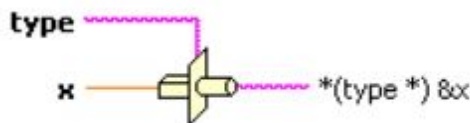


Figura C.5: Bloque de la función Type Cast de LabVIEW.

Para el diseño del programa en LabVIEW, en primer lugar se agrega un ciclo while, posteriormente, se integra un modulo Visa Resource Name y luego se conecta el bloque de puerto serial para que de esta manera se pueda abrir el puerto serial.

Para realizar la conversión de hexadecimal a decimal se utiliza la función Type Cast y la función Hexadecimal String to Number en LabVIEW, haciendo los pasos siguientes:

1. Colocar la función de cadena hexadecimal a número en el diagrama de bloques.
2. Conectar el bus de la cadena leída por el bloque Visa Read a la terminal de entrada de cadena de la función Hexadecimal String To Number.
3. Implementar la función Type Cast en el diagrama de bloques.
4. Conectar el terminal de salida de número de la función de cadena hexadecimal a número al terminal de entrada x de la función Type Cast.
5. Colocar una constante numérica DBL en el diagrama de bloques y déjela como 0. Hacer clic derecho en la constante numérica 0 DBL y seleccionar Representación»SGL.
6. Conectar la constante numérica SGL al terminal de entrada de tipo de la función Type Cast, este número indica cada cuando inicia una trama incluyendo el separador (,).
7. Luego, se le da clic derecho a la terminal de salida `*(type*)&x` de Type Cast Function y se selecciona Create»Indicator. Este indicador mostrará la representación de precisión simple de la cadena hexadecimal de entrada en el panel frontal [61], dicha conexión se muestra en la Figura C.6.

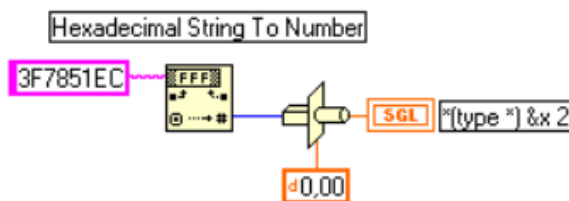


Figura C.6: Hexadecimal a flotante de precisión simple.

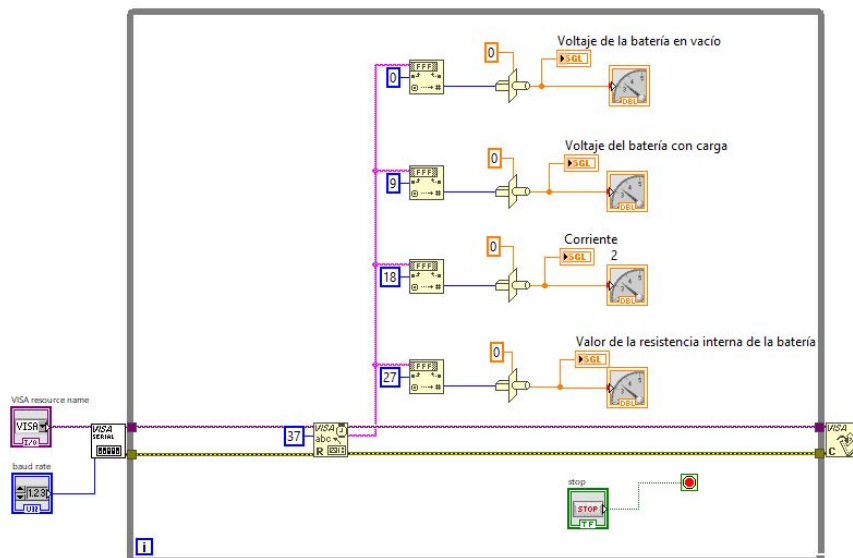


Figura C.7: Programación a bloques en LabVIEW.

Finalmente, en la Figura C.7 se tiene el código realizado en LabVIEW,

APÉNDICE D

CÓDIGO MATLAB PARA ESTIMAR EL SOC

```
1 clear all
2 % Se carga los valores obtenidos en la experimentacion
3 load voltajebateriaSOC.txt
4 v = voltajebateriaSOC(:,1); % Se cargan los valores del voltaje
   durante la carga
5 % Definir las ecuaciones a resolver
6 syms a b c
7
8 % Ecuaciones basadas en las condiciones dadas
9 eq1 = a * sin(12.17 - pi) + b * (12.17 - 10)^2 + c == 40; % SoC =
   40% en x = 12.17
10 eq2 = a * sin(13.5 - pi) + b * (13.5 - 10)^2 + c == 100; % SoC =
   100% en x = 12.7
11 eq3 = a * cos(13.5 - pi) == 100; % Pendiente constante para
   linealidad
12
13 % Resolver las ecuaciones para obtener a, b y c
14 sol = solve([eq1, eq2, eq3], [a, b, c]);
15 a = double(sol.a);
16 b = double(sol.b);
17 c = double(sol.c);
```

```
18 voltajes_vector = v; % Ejemplo de vector de voltajes
19
20 % Calcular la funcion de SoC utilizando el vector de voltajes
21 soc_fun_vector = a * sin(voltajes_vector - pi) + b * (
    voltajes_vector - 10).^2 + c;
22
23 % Graficar el resultado
24 figure;
25 plot(voltajes_vector, soc_fun_vector, '-o', 'LineWidth', 2);
26 xlabel('Voltaje (V)');
27 ylabel('Estado de Carga (%)');
28 title('Estado de Carga (SoC) en funcion del Voltaje');
29 grid on;
30 legend('SoC(V_b)');
```

APÉNDICE E

FICHA TÉCNICA DE LA BATERÍA

En el siguiente apéndice se muestra la ficha técnica de la batería ácido-plomo de la marca LTH que se utiliza para el trabajo de investigación.



LTH Ciclado Profundo - Aplicaciones Marinas

Los acumuladores LTH Ciclado Profundo para aplicaciones marinas han sido diseñados para soportar un alto número de descargas profundas y ser recargados sin afectar su desempeño.

Estos acumuladores son ideales para proveer energía eléctrica a todos los dispositivos adicionales que demanden energía a la embarcación, y que no cuenten con un sistema de generación propia o excedan la capacidad del sistema eléctrico. Por ejemplo: sistemas de navegación, equipos de radiocomunicación, troleadores, etc.

También pueden ser utilizados en aplicaciones como sistemas fotovoltaicos y bancos de respaldo.



Especificaciones del Producto

Dimensiones

Garantía (meses)

BCI	Aplicación	Voltaje	Polaridad	Largo	Ancho	Alto*	Peso (kg)	Sin Costo	Prorrata
24	Ciclado Profundo	12	(+) / (-)	278	174	228	20.6	12	0

Amperios/Hora

Descarga (Amperios)

Capacidad de Reserva (minutos)

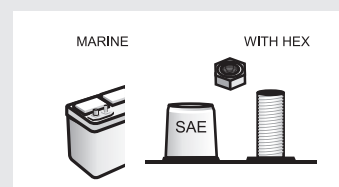
Energía (kWH)

@5hrs	@10hrs	@20hrs	@100hrs	@5hrs	@10hrs	@20hrs	@100hrs	@25Amps	@56Amps	@75Amps	@5hrs	@20hrs	@100hrs
66	72	80	89	13.1	7.2	4.0	0.9	140	--	39	0.79	0.96	1.06

Ajustes de voltaje de cargadores (@ 25° C)

Voltaje del Sistema	6V	12V	24V	36V	48V	60V
Carga Lenta	7.40	14.80	29.60	44.40	59.20	74.00
Carga Flotante	6.60	13.20	26.40	39.60	52.80	66.00
Carga Nivelación	7.75	15.50	31.00	46.50	62.00	77.50

Terminales



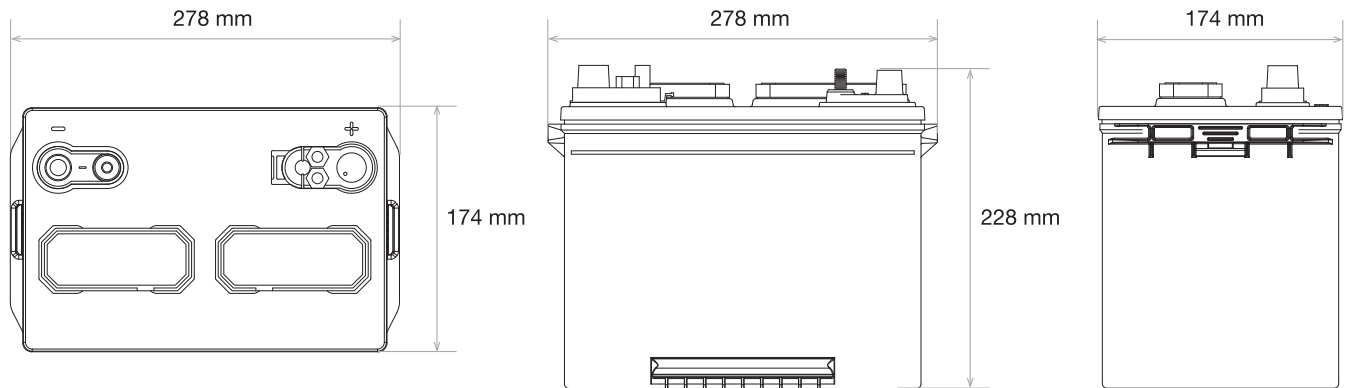
*La altura máxima incluye el poste.

Otras Aplicaciones

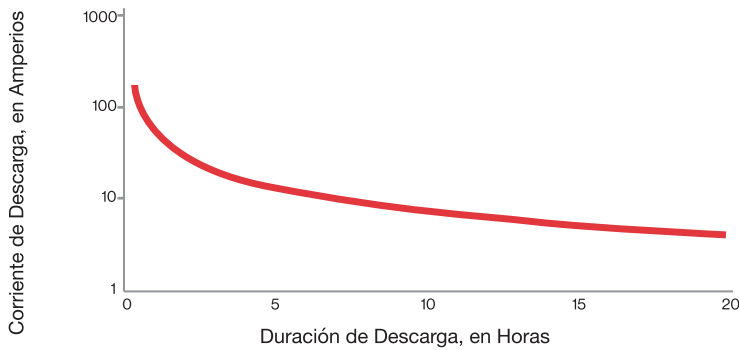




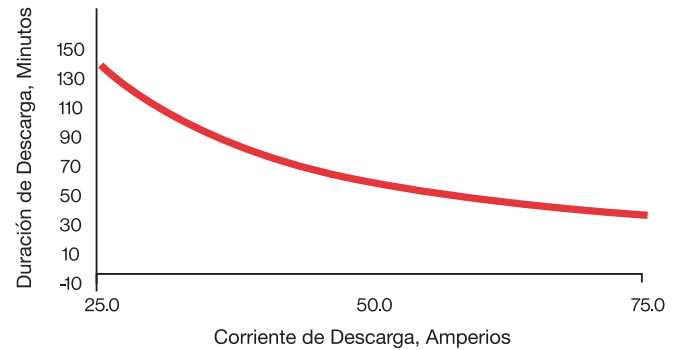
Medidas



DESCARGA (AMPERIOS) SEGÚN PERÍODO DE HRS.*



CAPACIDAD DE RESERVA SEGÚN DESCARGA*



*Para fines de estimación solamente

Recomendaciones sobre uso y mantenimiento

- Recargue la batería al término de la jornada. No la guarde descargada.
- Antes de recargar la batería, asegúrese que el nivel del electrolito es el correcto. Si necesita agregar agua, procure que ésta sea totalmente libre de minerales. Aún así es preferible agregarle agua potable a no agregarle.
- Mantenga la batería limpia y libre de humedad.
- Limpe las terminales de la batería, cables y accesorios.



Recicla tu
acumulador usado

E-MAIL: centrodeenlace@clarios.com

www.lth.com.mx

 CLARIOS



APÉNDICE F

DISEÑO DE LAS PLACAS IMPRESAS EN PCB

Para el diseño de la placa del circuito reductor, se optó en separar la parte de los sensores, puesto que, no se quería tener un diseño de grandes dimensiones y además, al ser independientes es más fácil detectar fallas, ya sea eléctricas o de diseño.

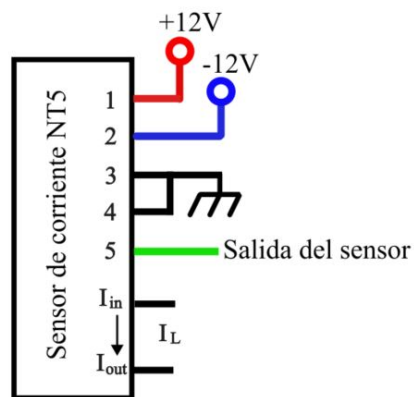


Figura F.1: Diagrama del sensor de corriente NT-5.

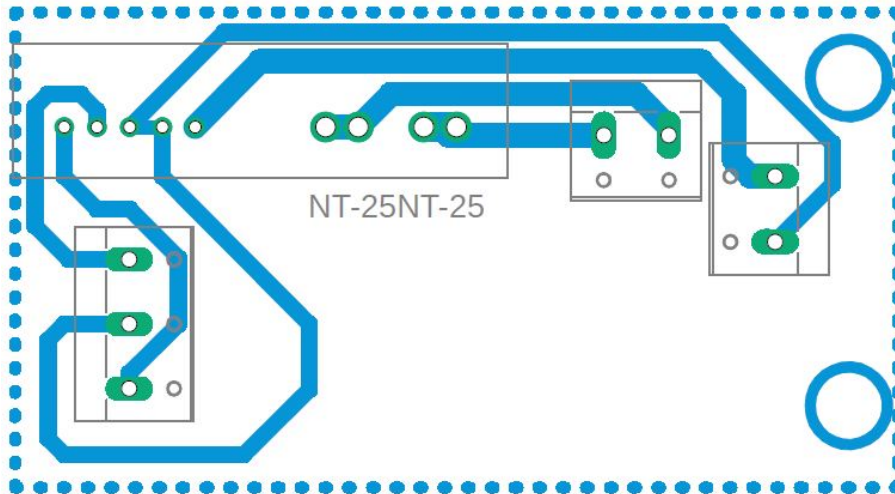


Figura F.2: Diseño del circuito impreso del sensor NT-5 de la plataforma de hardware.

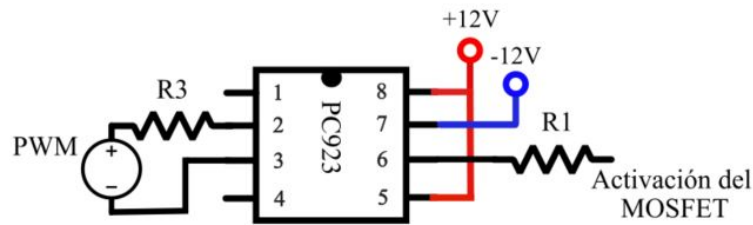


Figura F.3: Conexión eléctrica del optoacoplador PC923.

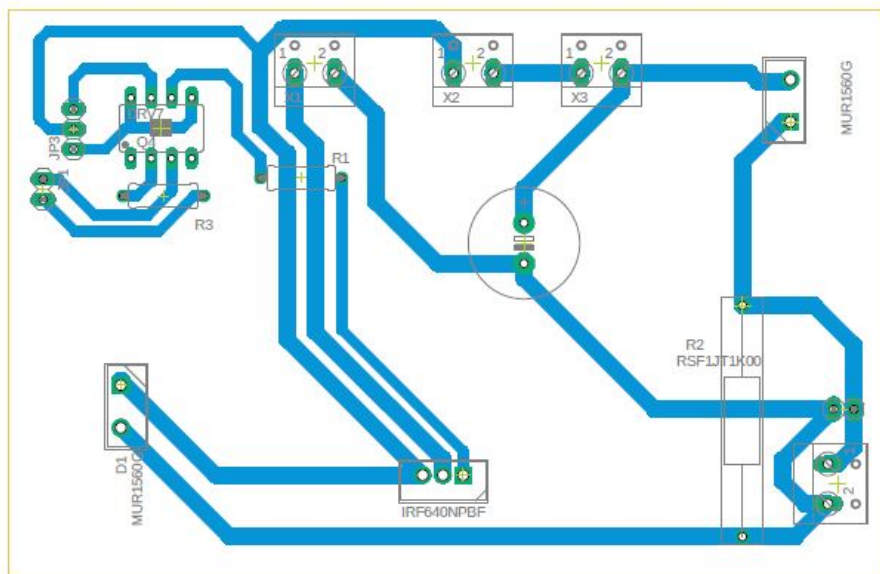


Figura F.4: Diseño del circuito impreso del reductor de la plataforma de hardware.

APÉNDICE G

PLANOS DE LA ESTRUCTURA EXPERIMENTAL

En esta parte se presentan los planos detallados de la base diseñada para la experimentación de la regeneración de energía en el motor BLDC, dichos planos fueron realizados en SolidWorks. La intención de estos planos es mostrar detalladamente las medidas de los elementos que componen a la estructura, facilitando la replicación del experimento y mostrando su ensamblaje detalladamente.

4 3 2 1

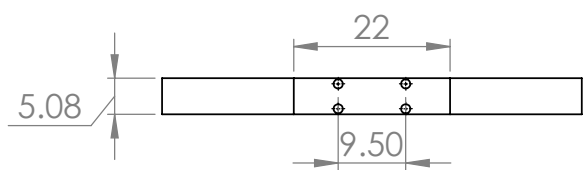
F

F



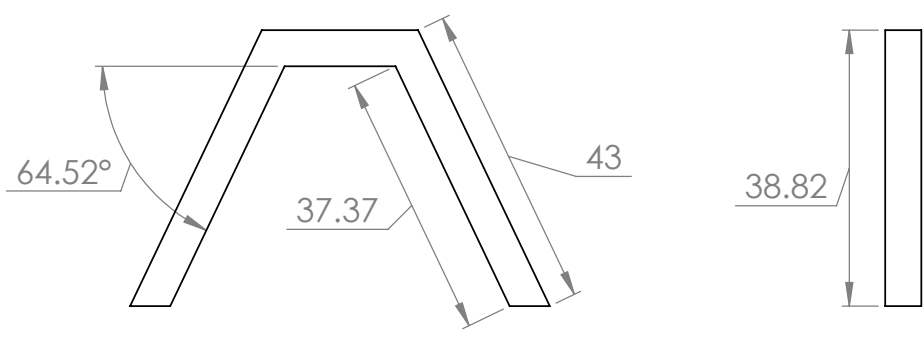
E

E



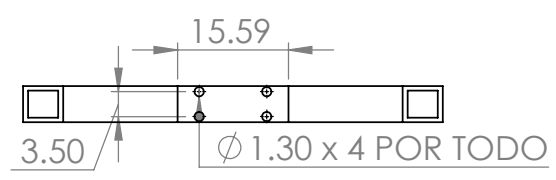
D

D



C

C



B

B

TÍTULO:

Travesaño de la base

A

A

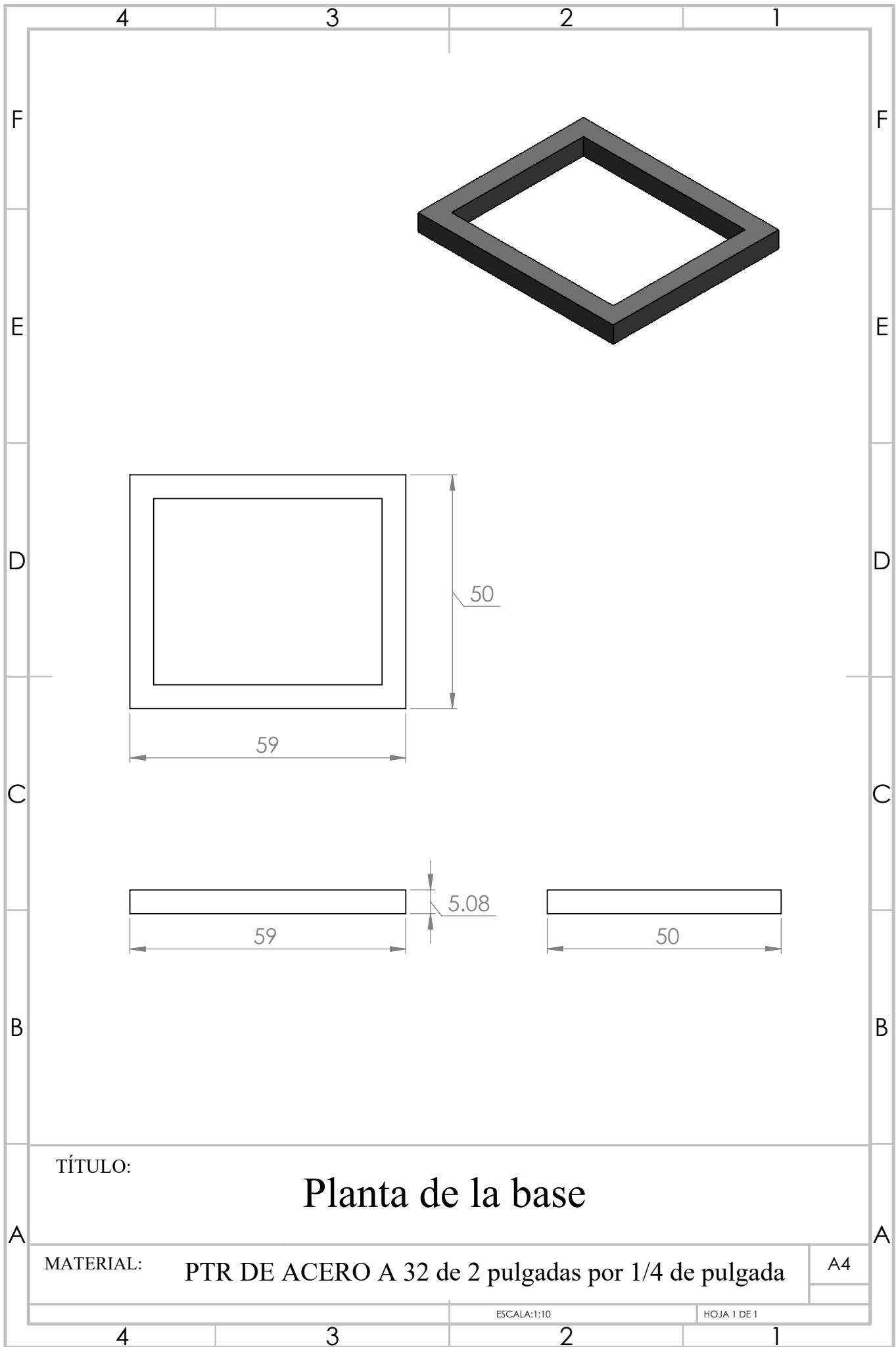
MATERIAL: PTR DE ACERO A 32 de 2 pulgadas por 1/4 de pulgada

A4

ESCALA: 1:10

HOJA 1 DE 1

4 3 2 1



TÍTULO:

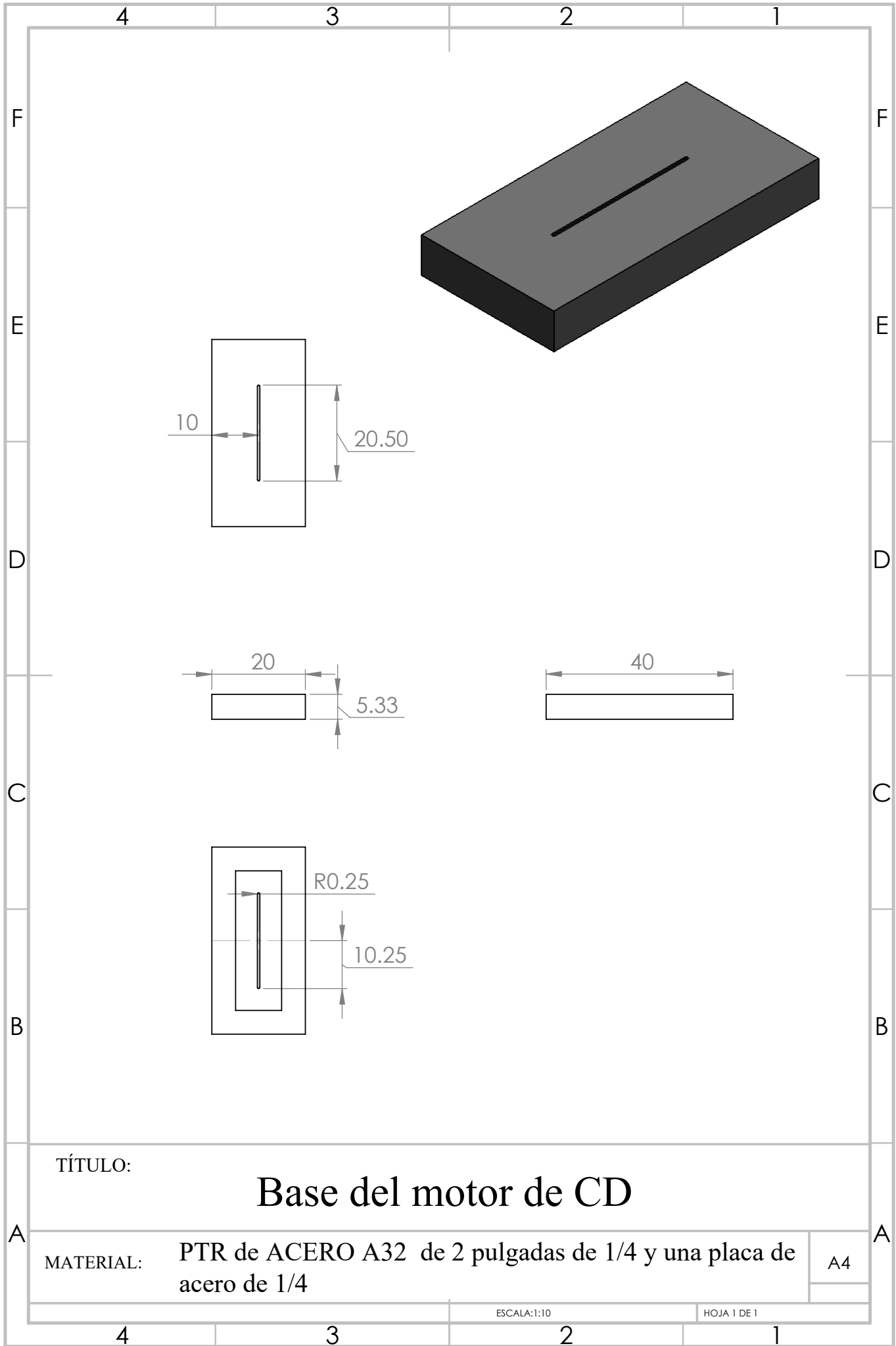
Planta de la base

MATERIAL: PTR DE ACERO A 32 de 2 pulgadas por 1/4 de pulgada

A4

ESCALA: 1:10

HOJA 1 DE 1



TÍTULO:

Base del motor de CD

MATERIAL: PTR de ACERO A32 de 2 pulgadas de 1/4 y una placa de acero de 1/4

A4

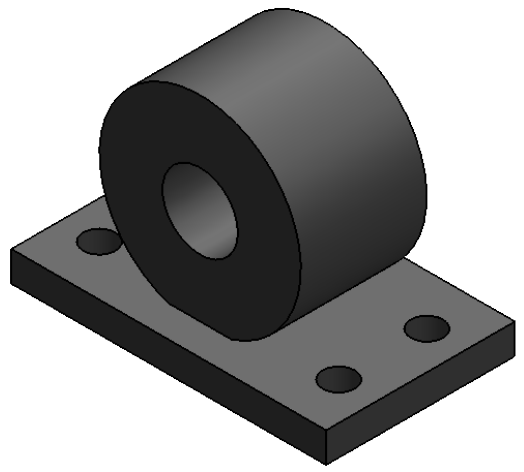
ESCALA: 1:10

HOJA 1 DE 1

4 3 2 1

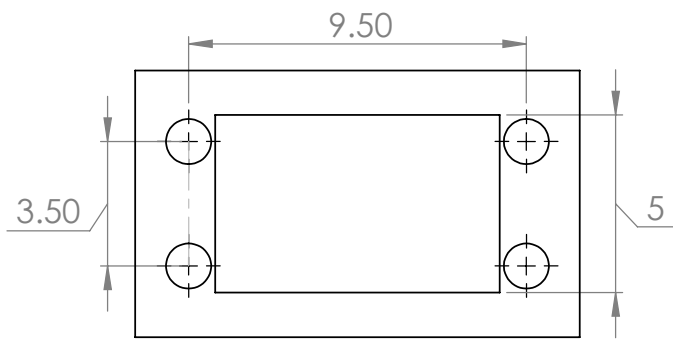
F

F



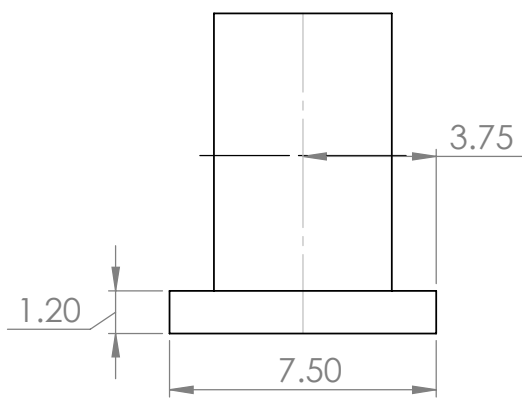
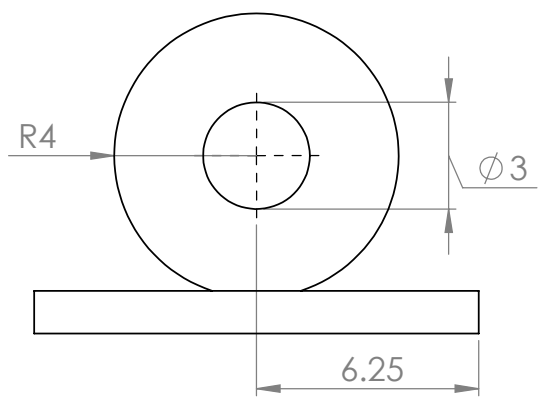
E

E



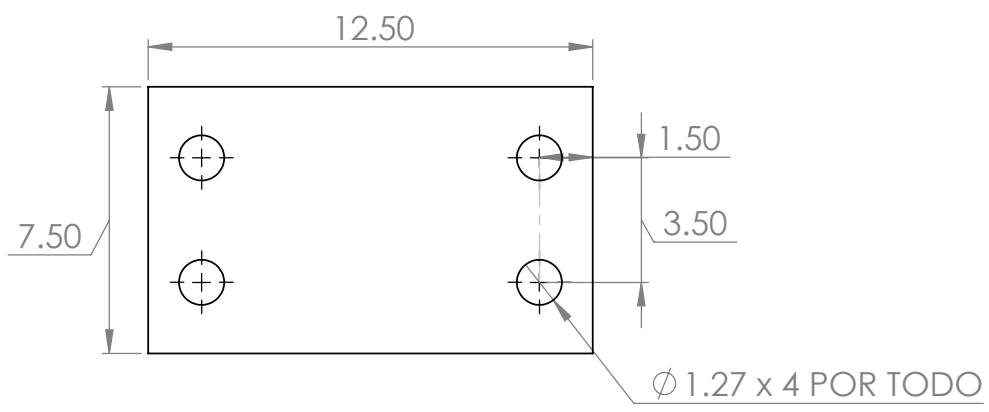
D

D



C

C



B

B

A

A

TÍTULO:

Soporte del motor BLDC

MATERIAL:

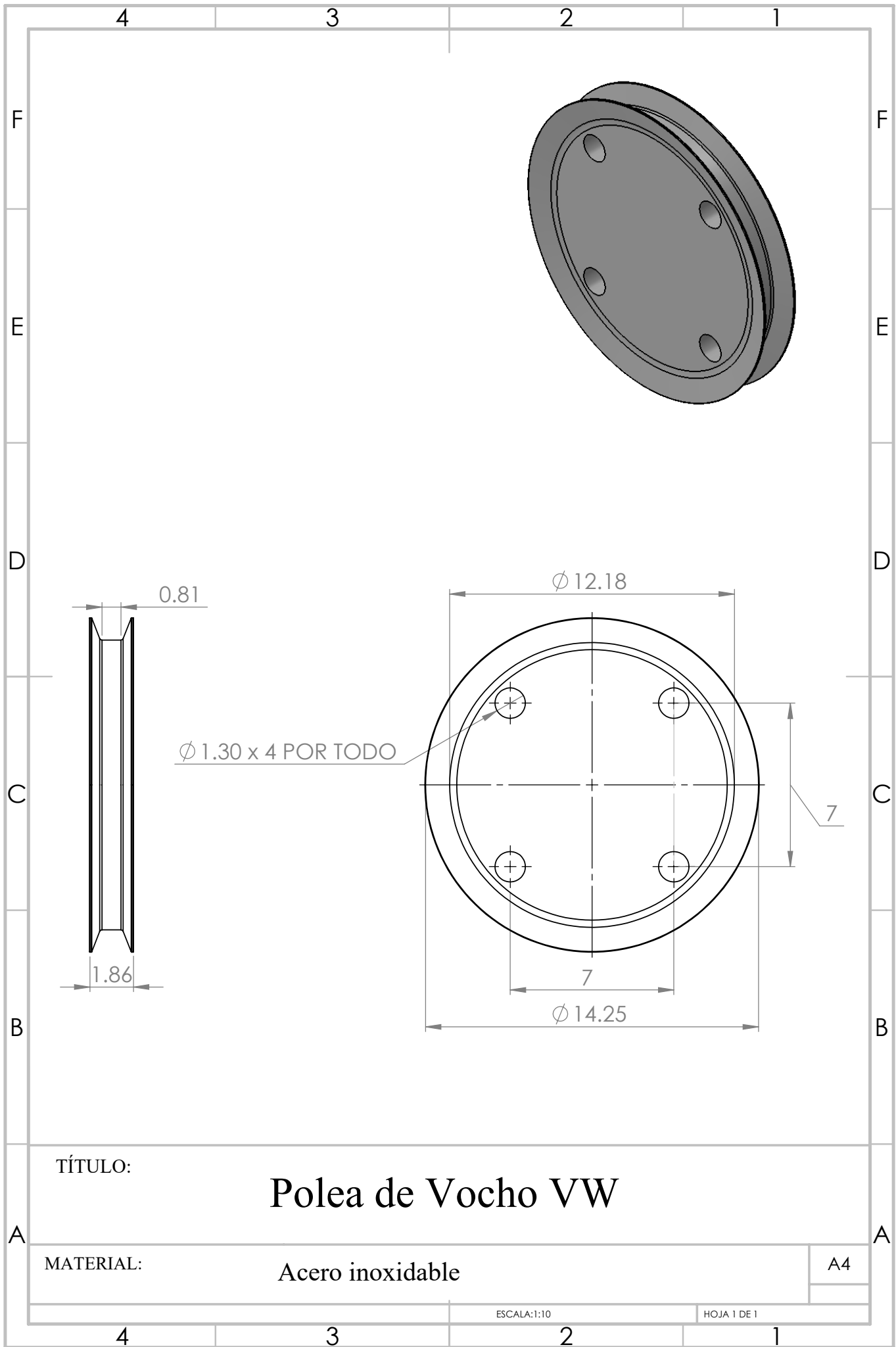
Placa de acero de 1/4 y acero

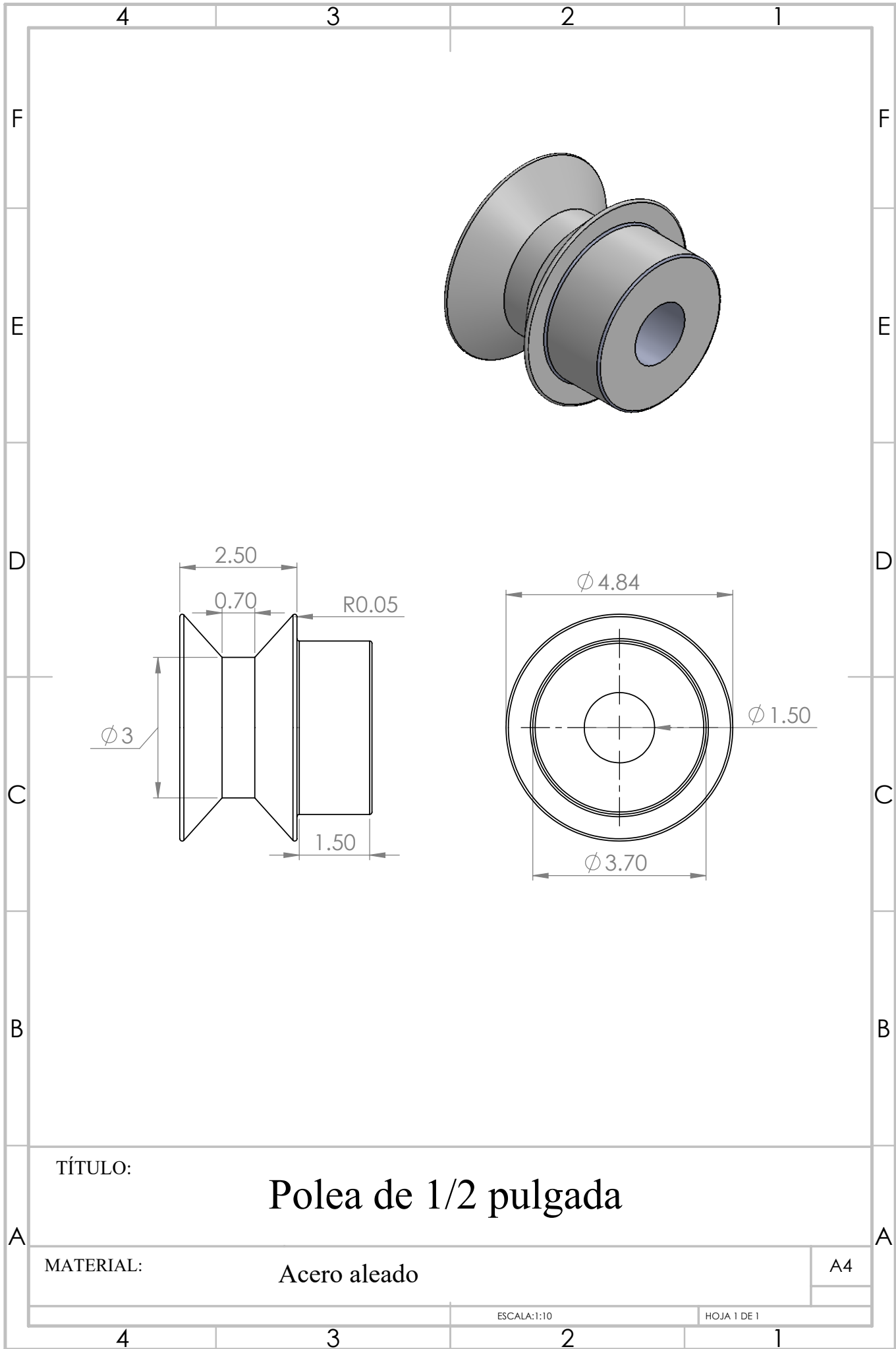
A4

ESCALA: 1:10

HOJA 1 DE 1

4 3 2 1





TÍTULO:

Polea de 1/2 pulgada

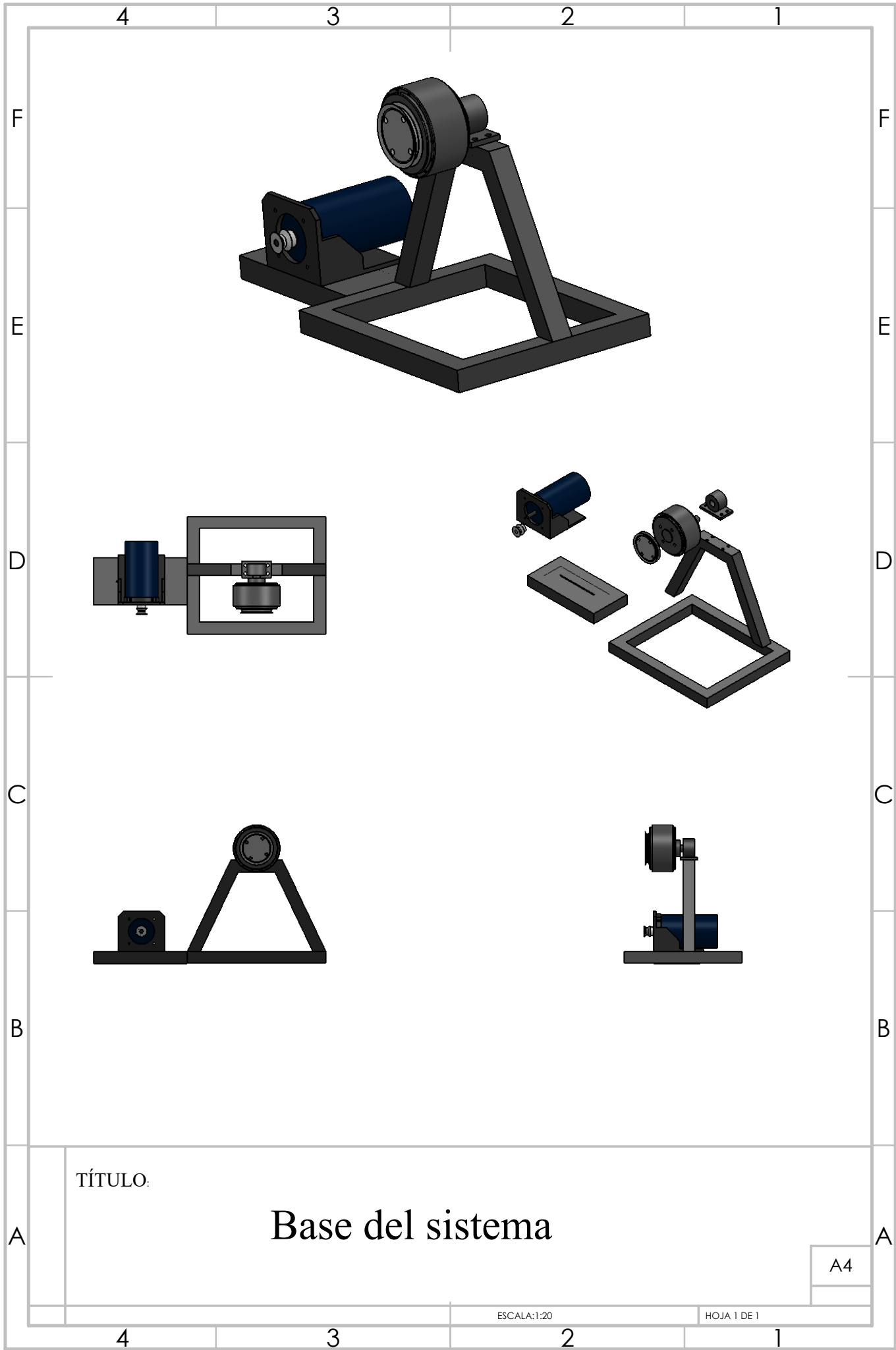
MATERIAL:

Acero aleado

A4

ESCALA: 1:10

HOJA 1 DE 1



TÍTULO:

Base del sistema

A4