



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA**

**CONTROL CRUCERO  
DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO  
DE TRACCIÓN TOTAL  
BASADO EN MOTORES BLDC EN RUEDA**

Tesis para obtener el grado de:

**Maestro en Electrónica, Opción: Sistemas  
Inteligentes Aplicados**

Presenta:

**Ing. Jesús Salazar Oropeza**

Director de Tesis:

**Dr. Jesús Linares Flores**

Co-Director de Tesis:

**Dr. Carlos García Rodríguez**

H. Cd. de Huajuapán de León, Oaxaca, Marzo 2026



*A mis padres y hermanos,  
por su paciencia y apoyo incondicional.*



## Agradecimientos

Quiero expresar mi más sincero agradecimiento, ya que el presente proyecto de investigación pudo ser culminado gracias al apoyo de diversas personas e instituciones que contribuyeron de manera fundamental a mi formación académica a nivel de maestría.

En primer lugar, agradezco profundamente a mi familia, en especial a mis padres, Octavio Salazar Ramírez y Ana María Oropeza Soriano, por su apoyo incondicional, comprensión, consejos y paciencia a lo largo de esta etapa. De igual forma, agradezco a mis hermanos Susy, Lily, Diego y Gabo por su acompañamiento, apoyo constante y palabras de aliento durante el desarrollo de este trabajo.

Agradezco al Dr. Jesús Linares Flores y al Dr. Carlos García Rodríguez por la asesoría y dirección de esta tesis, así como por el valioso apoyo académico y económico brindado para la realización del proyecto.

A mi compañero de maestría y amigo Isaí Jiménez, por su apoyo, compañía y consejos a lo largo del desarrollo de este trabajo de investigación.

A mis amigos y compañeros de laboratorio, Saúl García, Monserrat Pérez y Alejandro Lima, por su apoyo, sugerencias, consejos, amistad y compañía durante el desarrollo del proyecto.

A los profesores Dr. José Antonio Juárez Abad, Dra. Esther Lugo González, M.C. Víctor Manuel Cruz y Dr. Arturo Hernández Méndez, por sus observaciones, recomendaciones y apoyo durante la culminación de la tesis de maestría.

A la Universidad Tecnológica de la Mixteca, por el apoyo institucional brindado, así como por el acceso al uso de laboratorios, herramientas, maquinaria, instrumentos e instalaciones necesarias para el desarrollo de esta investigación.

Finalmente, agradezco al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) por el apoyo económico otorgado durante el desarrollo de este proyecto de investigación, a través de la beca de estudios proporcionada dentro del programa de posgrado de esta universidad.



# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>5</b>
1.1. Estado del Arte . . . . .	7
1.2. Planteamiento del Problema . . . . .	9
1.3. Justificación . . . . .	10
1.4. Hipótesis . . . . .	11
1.5. Objetivos . . . . .	12
1.5.1. Objetivo General . . . . .	12
1.5.2. Objetivos Específicos . . . . .	12
1.6. Metas . . . . .	12
1.7. Limitaciones . . . . .	13
1.8. Metodología . . . . .	14
<b>2. Marco Teórico</b>	<b>17</b>
2.1. Sistemas avanzados de asistencia a la conducción . . . . .	17
2.2. Sistema de control crucero . . . . .	18
2.3. Modelado dinámico de un vehículo . . . . .	19
2.4. Modelado dinámico de una rueda de un vehículo . . . . .	22
2.5. Vehículos de tracción total y motores en rueda . . . . .	24
2.6. Modelo del motor BLDC . . . . .	27
2.7. Conmutación de un motor BLDC . . . . .	29

2.8. Sistema de disipación de calor para inversores trifásicos . . . . .	32
<b>3. Modelo dinámico del vehículo eléctrico de tracción total</b>	<b>35</b>
3.1. Dimensiones y características generales del vehículo . . . . .	35
3.2. Modelado del vehículo eléctrico . . . . .	37
3.2.1. Cinemática del chasis . . . . .	38
3.3. Diseño de la ley de control y cálculo de la referencia de velocidad . . .	42
3.3.1. Cálculo de la ley de control por el método de planitud diferencial	43
Parametrización diferencial del modelo matemático . . . . .	44
3.4. Implementación e integración del sistema de control en FPGA . . . . .	52
<b>4. Construcción y simulación de inversores y disipadores</b>	<b>55</b>
4.1. Diseño de la placa de circuito impreso (PCB) . . . . .	55
4.2. Ampacidad mediante la adición de placas de cobre . . . . .	57
4.3. Reacondicionamiento y adición de módulos de fuentes . . . . .	59
4.4. Análisis del disipador de calor en inversores . . . . .	60
<b>5. Resultados</b>	<b>65</b>
5.1. Resultado en simulaciones del motor BLDC . . . . .	65
5.2. Simulación de control crucero . . . . .	69
5.3. Resultados experimentales . . . . .	86
<b>6. Conclusiones</b>	<b>101</b>
6.1. Observaciones de los resultados . . . . .	101
6.2. Conclusiones Generales . . . . .	102
6.3. Trabajos futuros . . . . .	104
<b>Bibliografía</b>	<b>105</b>

<b>A. Inversores de corriente</b>	<b>109</b>
<b>B. Diagrama de bloques utilizado en simulación</b>	<b>113</b>
<b>C. Trabajos publicados</b>	<b>115</b>



# Índice de figuras

1.1. Estructura de Control . . . . .	11
1.2. Metodología . . . . .	15
2.1. Sistemas avanzados de asistencia a la conducción(ADAS) [1] . . . . .	18
2.2. Panel de Instrumentos de un sistema de control de velocidad crucero . . . . .	19
2.3. Elementos relacionados con el modelo de un vehículo [2] . . . . .	20
2.4. Modelo complejo de un automóvil [2] . . . . .	21
2.5. Estructuras principales en un neumático, <i>ring</i> (anillo), <i>carcass</i> (armazón) y <i>brushes</i> (cepillos) [3] . . . . .	22
2.6. Carga distribuida debido a la fuerza normal del suelo a la llanta[3] . . . . .	23
2.7. Configuración de tracción en vehículos convencionales . . . . .	24
2.8. Diagrama de trayectoria de las ruedas de un vehículo en un giro . . . . .	25
2.9. Sistema de diferencial electrónico y geometría de Ackermann . . . . .	26
2.10. Circuito equivalente del motor de corriente directa sin escobillas[4] . . . . .	27
2.11. Circuito equivalente de par mecánico del motor de corriente directa . . . . .	29
2.12. Diagrama de fases del motor BLDC . . . . .	30
2.13. Diagrama de inversor y motor BLDC . . . . .	31
2.14. Parámetros de motor utilizados en simulación . . . . .	32
2.15. PCB con refuerzo de cobre en las vías de alto flujo de corriente . . . . .	33
2.16. Maquinado de placa de cobre en CNC . . . . .	33
2.17. Placa de cobre maquinado en CNC para refuerzo de pistas . . . . .	34

---

2.18. Inversor con disipador . . . . .	34
3.1. Vistas principales del vehículo eléctrico . . . . .	36
3.2. Vista lateral del vehículo eléctrico de 4 ruedas . . . . .	38
3.3. Vista frontal de vehículo en pendiente y sin inclinación paralela a los ejes	39
3.4. Diagrama de cuerpo libre del Go-Kart eléctrico . . . . .	40
3.5. Diagrama de bloques del sistema de diferencial electrónico . . . . .	54
3.6. Diagrama de bloques del sistema de diferencial electrónico . . . . .	54
4.1. Versión actualizada de inversor de corriente . . . . .	56
4.2. Impresión de perfiles para maquinado de piezas . . . . .	58
4.3. Perfiles de cobre maquinados en CNC . . . . .	58
4.4. Modulo de fuentes para inversor de corriente . . . . .	59
4.5. Actualización de inversores de corriente . . . . .	60
4.6. Vista superior e inferior del disipador de temperatura . . . . .	60
4.7. Modelo 3D de disipador de temperatura e IGBTs . . . . .	61
4.8. Modelo 3D de disipador con mallado de 1mm . . . . .	62
4.9. Superficies afectadas por la aplicación de calor por convección . . . . .	63
4.10. Distribución del calor en el disipador . . . . .	64
4.11. Distribución del calor en vista superior . . . . .	64
4.12. Distribución del calor en vista frontal . . . . .	64
5.1. Diagrama de bloques de simulación . . . . .	66
5.2. Velocidad nominal del motor BLDC a 72 volts y carga nominal de 12 Nm	67
5.3. Velocidad del motor BLDC a 72 volts, carga máxima, a una potencia de 2000W . . . . .	68
5.4. Activación del sistema de control crucero mediante un switch de una señal de control, dos entradas y una salida . . . . .	70
5.5. Voltaje derivado de la acción del pedal . . . . .	71

5.6. Voltaje y velocidad del vehículo . . . . .	72
5.7. Voltaje de entrada . . . . .	73
5.8. Velocidad del motor BLDC en lazo abierto . . . . .	74
5.9. Selección de señales para lazo abierto y cerrado de los motores . . . . .	75
5.10. Ley de control . . . . .	76
5.11. Ley de control y voltaje de entrada . . . . .	77
5.12. Ley de control con el sistema de control crucero activado en dos periodos	79
5.13. Ley de control y voltaje de entrada en los motores . . . . .	80
5.14. Comparación de Ley de control y voltaje de entrada . . . . .	81
5.15. Rango de voltaje de actuación en control de velocidad . . . . .	82
5.16. Velocidad del motor BLDC . . . . .	83
5.17. Velocidad y velocidad de referencia en pruebas de simulación . . . . .	83
5.18. Error de velocidad en pruebas de simulación . . . . .	84
5.19. Velocidad real y estimada en pruebas de simulación . . . . .	85
5.20. Error de estimación de la velocidad en pruebas de simulación . . . . .	85
5.21. Gráfica del voltaje del pedal y la curva de velocidad de referencia . . .	87
5.22. Efecto de la velocidad en la ley de control en lazo abierto . . . . .	88
5.23. Gráfica de la ley de control durante las pruebas experimentales . . . . .	89
5.24. Variaciones de ciclo de trabajo de la ley de control durante las pruebas experimentales . . . . .	90
5.25. Velocidad deseada y actual en el motor BLDC 1 durante pruebas de experimentación . . . . .	91
5.26. Velocidad deseada y actual en el motor BLDC 2 durante pruebas . . .	93
5.27. Velocidad deseada y actual en el motor BLDC 3 durante pruebas . . .	93
5.28. Velocidad deseada y actual en el motor BLDC 4 durante pruebas de experimentación . . . . .	94
5.29. Gráficas de error de velocidad durante la prueba experimental . . . . .	95
5.30. Graficas del error de estimación de la velocidad . . . . .	96

5.31. Velocidad actual y deseada del motor BLDC con aplicación de perturbaciones en pruebas de experimentación . . . . .	97
5.32. Respuesta de la ley de control a las perturbaciones externas con la activación de control . . . . .	98
5.33. Error de velocidad durante las pruebas experimentales bajo perturbaciones	99
5.34. Error de estimación de la velocidad durante la activación del control con perturbaciones . . . . .	100
A.1. Diagrama de inversor . . . . .	110
A.2. Inversores instalados en parte posterior de la plataforma de circuitos electrónicos . . . . .	111
A.3. Diagrama eléctrico . . . . .	111
A.4. Diagrama eléctrico . . . . .	111
B.1. Indicadores de velocidad y activación del control crucero . . . . .	113
B.2. Diagrama eléctrico . . . . .	114

# Índice de Tablas

2.1. Lógica de conmutación . . . . .	30
--------------------------------------	----



# Resumen

En este documento se presenta el proyecto de investigación nombrado “Control crucero de un vehículo eléctrico de tracción total basado en motores BLDC en rueda”, el cual tiene como objetivo realizar la implementación de una técnica de control en un sistema de tracción eléctrica compuesta por cuatro motores de corriente directa sin escobillas con voltaje nominal de 72 V, velocidad punta de aproximadamente 55 km/h y 2 kW de potencia máxima, acoplado a un inversor de corriente con IGBTs como elementos de conmutación en cada motor.

Se utiliza un control por rechazo activo de perturbaciones (ADRC, por sus siglas en inglés), para contrarrestar las perturbaciones, dicha técnica de regulación de velocidad se conforma por un control de velocidad por planitud diferencial y un observador de estado extendido, cuyo propósito de este último es dotar al sistema de robustez mediante la aproximación de los valores cambiantes durante la aplicación de perturbaciones. Adicionalmente se agregaron disipadores pasivos al sistema de potencia actualizado (inversores), presentando un breve análisis de el fenómeno calorífico en estado estable. Por otro lado se realizó el acoplamiento del sistema de control al los motores con condiciones de velocidad iniciales distintas de cero. Finalmente se presentan pruebas experimentales ante la activación del sistema de control crucero, realizando comparativas del mismo con la ley de control activada y con perturbaciones externas controladas, ante el sistema en estado normal (controlado por el pedal de aceleración).



# Capítulo 1

## Introducción

En la actualidad, los problemas derivados de la contaminación ambiental han impulsado la búsqueda de alternativas tecnológicas más sostenibles, con el fin de preservar la calidad de vida y reducir el impacto ambiental. En este contexto, el desarrollo de tecnologías limpias ha cobrado gran relevancia, especialmente en el sector del transporte, debido a su papel fundamental en la vida cotidiana. Entre estas alternativas destacan los vehículos eléctricos, que se posicionan como una solución prometedora frente a las emisiones contaminantes generadas por los combustibles fósiles [5].

El auge de los vehículos eléctricos ha dado lugar a una amplia variedad de configuraciones y aplicaciones, las cuales varían en tamaño, potencia y sistema de tracción según el tipo de vehículo y su propósito. Aunque la mayoría de estos vehículos comparten principios tecnológicos similares, como el uso de motores de inducción o motores síncronos de imanes permanentes, existen configuraciones alternativas que buscan optimizar el rendimiento y la eficiencia. Un ejemplo de ello son los sistemas con motores de corriente directa sin escobillas (*Brushless DC*, *BLDC*) montados directamente en las ruedas, los cuales permiten eliminar la transmisión mecánica y aprovechar su alto par de torsión, lo que resulta ideal para vehículos eléctricos de baja potencia, como el prototipo de tipo Go-Kart desarrollado en este proyecto [6].

En un sistema de tracción con cuatro motores en rueda, la ausencia de mecanismos

mecánicos de distribución del par (como diferenciales o cajas de cambio) implica que la sincronización entre las ruedas debe realizarse de forma electrónica. Esto requiere la implementación de una red de comunicación que coordine el funcionamiento de todos los motores. En este trabajo, dicha coordinación se lleva a cabo mediante un diferencial electrónico dentro de una estructura de control jerárquico, con el propósito de mantener un control estable de la velocidad. Este esquema puede evolucionar para incluir funcionalidades adicionales, como un sistema de control de velocidad crucero [7].

Los vehículos eléctricos presentan características de conducción distintas a los vehículos de combustión interna, principalmente debido a la naturaleza de los motores eléctricos y a la entrega inmediata del par motor. En un vehículo convencional, el control de la velocidad implica cambios de marcha y variaciones en las revoluciones del motor, mientras que en un vehículo eléctrico con transmisión directa, la velocidad depende de manera continua del rango de movimiento del pedal del acelerador. Esto puede incrementar la demanda de atención y esfuerzo por parte del conductor. Para mejorar la experiencia de conducción, se implementan sistemas que ofrecen mayor comodidad, entre los cuales destaca el control de velocidad crucero.

El sistema de control de velocidad crucero permite mantener una velocidad constante sin la necesidad de accionar el pedal del acelerador, brindando mayor confort durante la conducción. Generalmente, se activa mediante un botón en el panel de control del vehículo y se desactiva al presionar el freno o el mismo botón. Existen variantes más avanzadas, como los controles de velocidad adaptativos, sin embargo, en este proyecto se implementará un sistema de control de velocidad crucero convencional, cuyo objetivo será mantener constante la velocidad de desplazamiento dentro de los límites definidos por la potencia y el par de los motores, así como por el peso total del vehículo.

## 1.1. Estado del Arte

La industria de los vehículos eléctricos ha mostrado un crecimiento sostenido en los últimos años, impulsado principalmente por la reducción o eliminación de emisiones contaminantes en comparación con los vehículos de combustión interna. Este crecimiento ha motivado el desarrollo de nuevas tecnologías orientadas a mejorar la eficiencia, seguridad, autonomía y costos de producción de estos vehículos [8].

A medida que los vehículos eléctricos incorporan más sistemas electrónicos, la conducción se vuelve cada vez más asistida por tecnologías automatizadas, lo que ha dado origen a los llamados Sistemas Inteligentes de Transporte (*Intelligent Transportation Systems, ITS*). Estos sistemas integran diversos mecanismos de asistencia al conductor, conocidos como Sistemas Avanzados de Asistencia a la Conducción (*Advanced Driving Assistance Systems, ADAS*), entre los que destacan el control de velocidad crucero adaptativo (*Adaptive Cruise Control, ACC*), el sistema de evasión de colisiones (*Collision Avoidance System, CAS*) y el sistema de advertencia de salida de carril (*Lane Departure Warning System, LDWS*) [7]. Dichos sistemas contribuyen a una conducción más segura y confortable, al reducir significativamente el error humano, considerado una de las principales causas de accidentes de tránsito [9].

Diversas investigaciones recientes abordan el diseño de sistemas de control de velocidad crucero, tanto para vehículos eléctricos como híbridos, utilizando diferentes estrategias de control, tales como control por modos deslizantes [10] o control adaptativo [11]. Sin embargo, gran parte de los detalles de implementación no son públicos debido a restricciones de propiedad intelectual o secreto industrial [9]. Además, la gran variedad de configuraciones de tracción (trasera, delantera, total) y tipos de motores (de inducción, de imanes permanentes o BLDC) obliga a diseñar soluciones de control específicas para cada caso.

En sistemas de tracción multimotor, como el propuesto en este proyecto, es indispensable implementar estrategias de sincronización entre motores para garantizar un

comportamiento coordinado. En la literatura existen diversas propuestas de estructuras de control enfocadas en este objetivo [12, 13], siendo las estructuras jerárquicas una de las alternativas más utilizadas por su robustez y escalabilidad [7].

En el presente trabajo se plantea la implementación de un sistema de control de velocidad cruceo sobre una planta experimental con tracción integral basada en cuatro motores BLDC en rueda. Cada motor será controlado individualmente mediante su propia referencia de velocidad, coordinada a través de una red de comunicación interna. Para ello, se emplearán modelos dinámicos de motores individuales previamente caracterizados, los cuales serán integrados en un sistema completo de control. Trabajos previos en esta línea, como los presentados en [16], [6], [4] y [17], demuestran la viabilidad de este tipo de arquitecturas en vehículos eléctricos ligeros, lo que sienta las bases para el desarrollo del presente proyecto.

## 1.2. Planteamiento del Problema

Actualmente los automóviles eléctricos han tomado mucho protagonismo en el transporte de personas, esto debido a la lucha que se está llevando a cabo para mitigar la contaminación ambiental por  $CO_2$  causada por los motores de combustión interna, por lo cual es cada vez más necesaria la tecnología en el desarrollo en este sector. Muchas empresas automotrices han comenzado a competir con proyectos de última tecnología dentro de su producción de autos, sin embargo, estas técnicas y tecnologías siguen siendo confidenciales y sin acceso al público en general, por lo que es necesario el desarrollo de distintas alternativas [8]

Por otra parte, tanto en los vehículos eléctricos como en los de combustión interna, se presentan varios inconvenientes durante el pilotaje. Por ejemplo, cuando son utilizados para viajar distancias muy largas a velocidad constante, lo cual fatiga enormemente al conductor. De ahí viene la idea de control crucero para vehículos eléctricos y de combustión interna, ya que mediante esta función de control el conductor del vehículo puede viajar más cómodo y prestar más atención al camino, evitando posibles accidentes. A la fecha se han reportado algunos esquemas de “control crucero” para vehículos eléctricos [7], a diferencia de los esquemas de control reportados, en este proyecto de investigación, se desarrollará un esquema de “control crucero” para un vehículo eléctrico Go-Kart que se compone por cuatro motores en rueda del tipo BLDC. Se contemplará primero resolver el problema de sincronización de posición y velocidad de los cuatro motores en rueda, y posteriormente resolver el problema de robustez del control de velocidad del vehículo, llamado “control crucero”. Por otro lado, será necesario caracterizar el vehículo eléctrico para calcular un modelo aproximado, donde se analizarán las fuerzas internas y externas que influyen sobre el vehículo eléctrico las cuales causan que se perturbe el sistema constantemente a través de caminos irregulares (dinámica no modelada, fricciones desconocidas, medio ambiente, etc..).

### 1.3. Justificación

Como se mencionó anteriormente, los vehículos eléctricos son ya una tendencia de la población mundial, a causa de ello industrias buscan la mejor manera de desarrollar las tecnologías relacionadas con esta área. Uno de los factores más importantes cuando se habla de transporte de personas en vehículos, es la seguridad, la cual debe estar presente en el diseño de cualquier vehículo y sistema de control, por ejemplo, control de estabilidad o de velocidad.

Hoy en día, los vehículos son cada vez más seguros debido a todas las ayudas electrónicas que las grandes industrias automotrices ponen a disposición de sus clientes. En este trabajo, uno de los beneficios radica en la seguridad y el confort que se le brinda al conductor proporcionando una conducción asistida en donde el error humano se ve reducido puesto que con la ayuda de control crucero se puede evitar rebasar el límite de velocidad además de mantener un rendimiento óptimo y preciso sobre la marcha del vehículo.

Por otro lado, el desarrollo de esta investigación brindará una forma alternativa de abordar la implementación de un control crucero en un sistema de tracción integral de 4 ruedas y motores BLDC tomando en cuenta las fuerzas externas que influyen sobre el sistema, el cual ha sido poco trabajado debido a que normalmente estos motores se utilizan en vehículos de mediana y baja potencia en el área de transporte de personas.

Finalmente, el objetivo de obtener una nueva forma de implementar un control de velocidad o control crucero recae en la aplicación de esta técnica en los nuevos tipos y configuraciones de vehículos eléctricos desarrollados por la comunidad científica y específicamente aplicarlo sobre un prototipo previamente desarrollado y construido. El

sistema de control crucero propuesto para este proyecto tendrá como función principal conseguir una velocidad constante de desplazamiento a partir de su activación desde el panel de instrumentos mientras el vehículo se encuentra en movimiento, este sistema será desactivado al pisar el pedal del freno o directamente desde los controles.

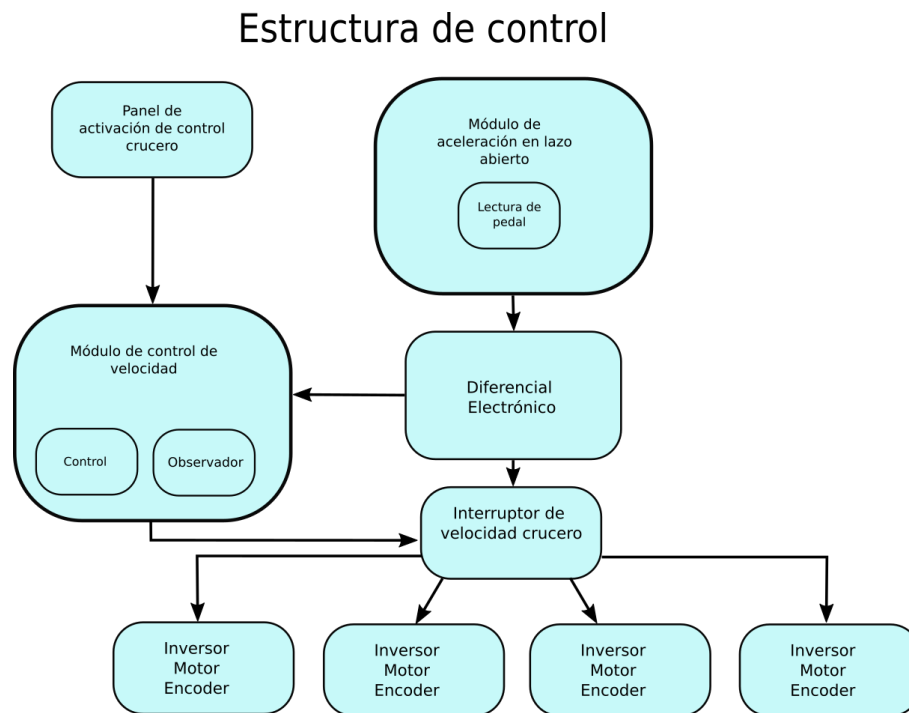


Figura 1.1: Estructura de Control

## 1.4. Hipótesis

Se tiene una ley de control capaz de mantener el sistema de tracción eléctrica a una velocidad constante de un vehículo eléctrico de cuatro ruedas, aun cuando presente perturbaciones de fuerzas internas y externas debidas al cambio de pendiente, fricción de rose con la carretera, fuerza del viento, dinámicas no modeladas, dimensiones y peso del vehículo.

## 1.5. Objetivos

### 1.5.1. Objetivo General

- Diseñar e Implementar un control crucero en un vehículo eléctrico de tracción total basado en motores BLDC y el uso del Control por Rechazo Activo de Perturbaciones utilizando observadores de estado extendido.

### 1.5.2. Objetivos Específicos

- Calcular el modelo del sistema de tracción integral.
- Validar el modelo del sistema de tracción eléctrica comparado con simulaciones.
- Realizar la sincronización de los motores.
- Proponer una ley de control por Rechazo Activo de Perturbaciones.
- Realizar simulaciones sobre el sistema controlado.
- Validar la ley de control del sistema.
- Realizar pruebas en el sistema físico (Go-Kart).

## 1.6. Metas

- Construir un módulo de hardware integrado en el vehículo eléctrico para el control de velocidad crucero.
- Alcanzar la funcionalidad del asistente de manejo en un ambiente controlado.
- Alcanzar el funcionamiento del sistema de control crucero en un camino real.
- Realizar una publicación de un artículo en un congreso especializado sobre el tema.

## 1.7. Limitaciones

- El sistema de control crucero funcionará en caminos rectos pronunciadas.
- Las pendientes máximas del camino serán acotadas en función de la potencia del vehículo.

## 1.8. Metodología

Para desarrollar el proyecto que se presenta en la Figura 1.2 se proponen 7 etapas distintas que se explican a continuación. El proyecto se basa en el control de velocidad crucero en un vehículo eléctrico (Go-kart), el cual se encarga de regular la velocidad en una referencia deseada previamente establecida en donde se deben mantener los cuatro motores BLDC en rueda a pesar de posibles perturbaciones.

**Cálculo del modelo matemático:** En previas investigaciones en el desarrollo del vehículo eléctrico basado en motores BLDC en rueda, se ha analizado y calculado un modelo matemático correspondiente al sistema eléctrico, es decir, un sistema de ecuaciones en donde se incluye la dinámica de los motores. Sin embargo, en este proyecto se complementará el modelo incluyendo las características de la carrocería del vehículo y fuerzas externas.

**Validación del modelo matemático:** En esta fase se realiza la simulación del modelo matemático y se verifica el funcionamiento tomando en cuenta las características físicas de la carrocería y fuerzas externas como el peso y oposición del viento. Cabe mencionar que esta prueba se realizará sin la ley de control implementada.

**Verificación de la sincronización de los motores:** Un paso previo a la implementación de una ley de control sobre el sistema es verificar que exista sincronía en los motores, es decir que las velocidades correspondientes a cada rueda coincidan mediante el uso de un diferencial electrónico desarrollado en investigaciones previas. Una vez corroborada la funcionalidad del sistema de tracción, se asegura que no existen derrapes ni desfases lo cual se traduce en el control de una trayectoria a partir de un punto de referencia.

**Cálculo de una ley de control robusto (ADRC):** En este paso del desarrollo

se calcula una ley de control con un nivel de prioridad más alto que el sistema de control de velocidad, lo que implica comandar este sistema manipulado por el conductor a través de los instrumentos de manejo. Adicionalmente se calcularán estimadores para rechazar las fuerzas que afectan la dinámica del sistema debido a las perturbaciones del entorno.

**Simulación del sistema completo:** Se realizará una simulación del sistema en conjunto con la ley de control utilizando el software LabView y Power Sim y se someterá a perturbaciones acotadas para observar el comportamiento y la recuperación del sistema. Así mismo se realizarán ajustes en ganancias y parámetros para obtener una dinámica del error conveniente.

**Validación del control implementado:** en esta etapa se implementa el control en el kart eléctrico de tracción integral y se realizarán pruebas en condiciones controladas en busca de ajustes en el error de velocidad y rangos de operación.

**Realizar pruebas en el vehículo:** Por último, una vez ajustados los parámetros a los valores reales, el vehículo se somete a pruebas en el medio ambiente con condiciones promedio para verificar su comportamiento y documentar los resultados.

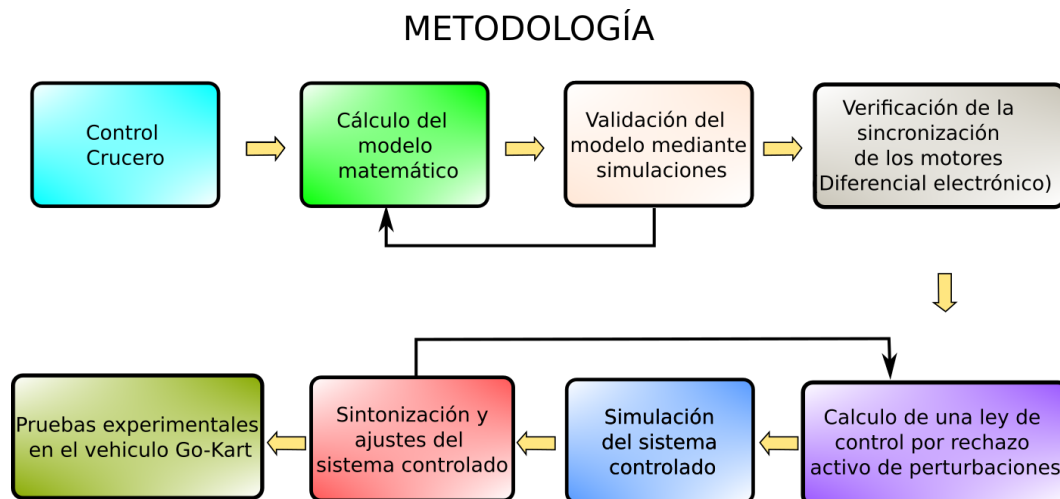


Figura 1.2: Metodología



# Capítulo 2

## Marco Teórico

### 2.1. Sistemas avanzados de asistencia a la conducción

Actualmente los sistemas avanzados de asistencia a la conducción (ADAS) están presentes en todos los vehículos con la finalidad de ofrecer una conducción más segura y confortable para los usuarios. Es por esto que es cada vez más frecuente contar con opciones de equipamiento para complementar un vehículo. Los sistemas ADAS pueden ser considerados como sistemas o subsistemas que buscan la autonomía completa en la conducción.

Algunos sistemas que se adaptan a esta definición pueden ser sistemas de control crucero adaptativo, en donde la principal diferencia con el convencional radica en que este sistema se utiliza aun estando en tráfico y con la finalidad de realizar un ajuste de velocidad inteligente dependiendo de los vehículos involucrados, además existen monitores de punto ciego, entre otros sistemas para asistir la conducción. Por otro lado, uno de los objetivos principales de los ADAS es ayudar a prevenir errores humanos, dar advertencias sobre situaciones potenciales de riesgo y proveer ayudas para mejorar el rendimiento en las tareas que implica la conducción [18][19][20].



Figura 2.1: Sistemas avanzados de asistencia a la conducción(ADAS) [1]

## 2.2. Sistema de control crucero

Los sistemas de control crucero se diseñaron para mejorar la comodidad en periodos de conducción que implican trayectos con poca variación en la velocidad, como son caminos amplios y autopistas. Un sistema de control crucero es un sistema de lazo cerrado para la asistencia de la conducción, el cual que tiene como propósito permitirle al conductor del vehículo fijar la referencia de velocidad y dejar que el sistema mantenga controlada la velocidad a menos que se cumplan ciertos requisitos para desactivar este aditamento, como se menciona adelante.

Usualmente las acciones para desactivar un control de velocidad crucero consisten en presionar el pedal del freno o desactivarlo directamente desde el panel de instrumentos del sistema. Por otro lado, los sistemas de control crucero deben cumplir con ciertas condiciones para su activación, entre las más comunes se encuentran: superar un límite mínimo de velocidad y trabajar por debajo de un máximo además de utilizar una aceleración máxima fija para el caso en que se permite un aumento o disminución de velocidad mientras se ejecuta el sistema de control de velocidad crucero convencional [21][11][22][23].



Figura 2.2: Panel de Instrumentos de un sistema de control de velocidad crucero

### 2.3. Modelado dinámico de un vehículo

Actualmente los sistemas electrónicos están presentes en todos los vehículos con la finalidad de ofrecer una conducción más segura y confortable para los usuarios. Es por esto que cada vez es más frecuente contar con opciones de equipamiento para complementar un vehículo

Antes de empezar con el estudio de los fenómenos que interactúan con un vehículo en la implementación de un control de velocidad crucero, es necesario conocer cuál es la dinámica que rige el comportamiento de un vehículo y su modelo. Para esto, a continuación, se muestran los principales principios y características en el modelado de un sistema automotriz [24].

La dinámica de un vehículo es el estudio de las fuerzas involucradas en durante su movimiento, así como las fuerzas resultantes correspondientes al camino, las cuales están en función de la geometría y peso de la unidad, en este caso un vehículo eléctrico con tracción total tipo Go-Kart. El modelado de un sistema automotriz puede tener dos enfoques, uno teórico, en donde se calcula un modelo que describe el comportamiento del sistema a partir de las leyes físicas, y otro modelo real que deriva del teórico con los parámetros de la planta identificados mediante pruebas en laboratorio, sin embargo,

ambos de estos sistemas tienen relación con los siguientes elementos:[2][25]

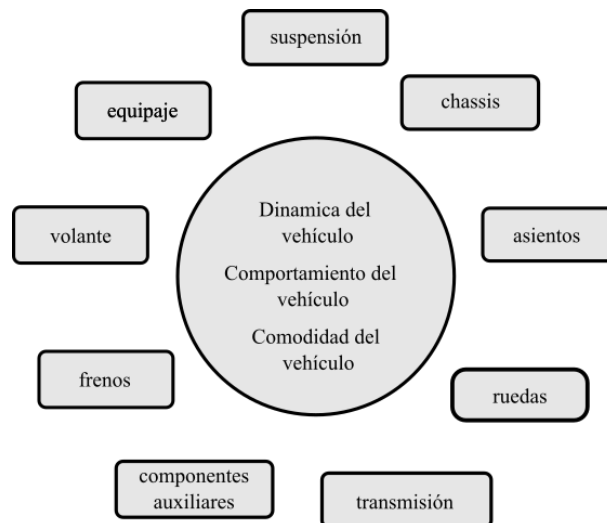


Figura 2.3: Elementos relacionados con el modelo de un vehículo [2]

Haciendo énfasis en el vehículo tratado en el desarrollo de esta investigación, estarán involucrados de igual manera que en el diagrama anterior para un caso general: la dinámica de la suspensión, el chasis, los asientos, las llantas o ruedas, los frenos, la caja de dirección, la carga y quedará removida la transmisión, esto debido a que esta unidad presentará una configuración de cuatro motores en rueda con una distribución de potencia mediante un diferencial electrónico, sin embargo, el modelo sigue siendo muy parecido al de un vehículo convencional con características similares.

Por otra parte, el modelo dinámico complejo de un vehículo tiene interacción con el entorno generando fuerzas de reacción al aire y al suelo, mientras que en cuanto a las variables de entrada tenemos a la posición del acelerador, el freno y el ángulo de giro de la dirección[2].

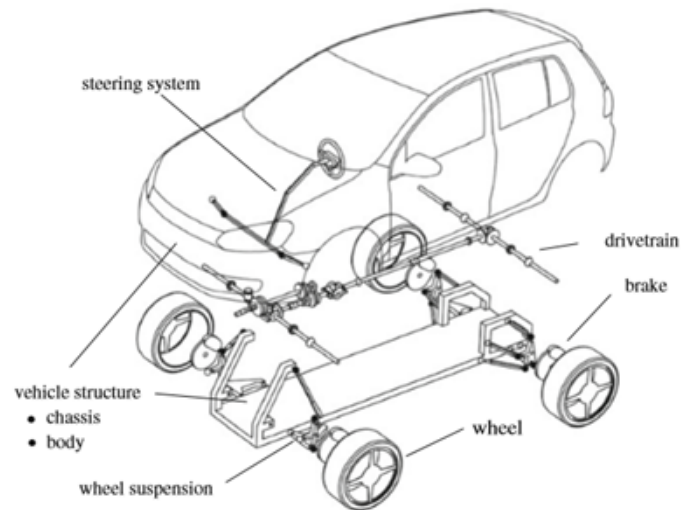


Figura 2.4: Modelo complejo de un automóvil [2]

Una de las ventajas del sistema complejo es que es un sistema compuesto de sistemas más pequeños, los cuales, a menudo pueden analizarse de forma separada, para después ser unidos en un solo modelo. Cabe mencionar que este tipo de modelo será implementado en esta investigación. Debido a que un vehículo circulando a baja velocidad presenta fuerzas de fricción al aire relativamente bajas, estas pueden ser despreciables, dejando como principal fuerza de actuación con el vehículo, la fuerza relacionada al contacto del neumático con el suelo[3][26].

## 2.4. Modelado dinámico de una rueda de un vehículo

Cabe mencionar que realizar el modelo de un neumático es muy complicado debido a que es un elemento muy sensible a las características de su entorno como: temperatura, presión, etc., es por esto se trabaja con modelos simplificados tomando en cuenta los fenómenos de mayor importancia.

Para el modelado de un neumático, se puede hacer una distinción de tipos de estructura como parte de la misma, en donde algunas partes son puramente estructurales, mientras que otras se encargan de tener contacto con el suelo, en este caso, para determinar el agarre y así los índices de fricción de acuerdo a las propiedades de los materiales que la componen.

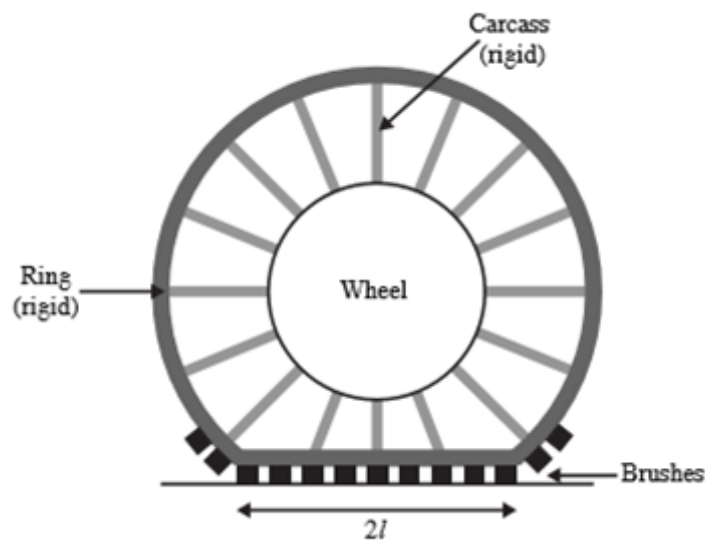


Figura 2.5: Estructuras principales en un neumático, *ring* (anillo), *carcass* (armazón) y *brushes* (cepillos) [3]

Como se aprecia en la Figura 2.5, se supone un anillo y armazón rígidos dejando como zona de contacto un área rectangular de longitud  $2t$  compuesto por cepillos que simbolizan el canal de una llanta. El neumático está sujeto a dos fuerzas, la fuerza generada al momento del giro y por otro lado la fuerza normal al piso, sin embargo, en

este trabajo de tesis se desarrollará un sistema de control crucero, el cuál será aplicado en caminos rectos en donde un ángulo de giro puede llegar a ser incluso insignificante, debido a esto, por conveniencia, el proyecto incluye únicamente la fuerza relacionada al suelo.

Se supone una fuerza distribuida uniforme en cada una de las ruedas, en donde debido al área de contacto se puede medir la fuerza por unidad de longitud y así reconstruir una fuerza puntual. Por otro lado, al existir una fuerza de contacto entre la llanta y el piso, esta nos permite mantener una fricción alta ante el deslizamiento y así proveer de tracción al sistema a partir de las fuerzas de reacción longitudinales[3].

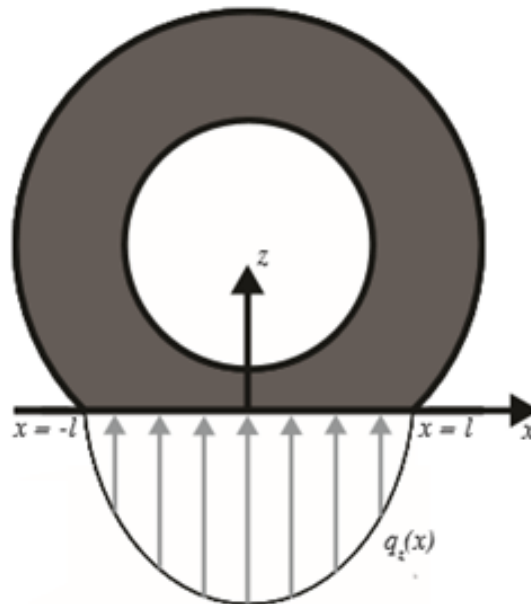


Figura 2.6: Carga distribuida debido a la fuerza normal del suelo a la llanta[3]

Una de las interacciones más importantes de un vehículo es la fuerza longitudinal, la cual deriva de la entrega de potencia del motor o motores hacia las llantas, las cuales mantienen un punto de contacto con el suelo y gracias a su tracción permiten al vehículo avanzar[27].

## 2.5. Vehículos de tracción total y motores en rueda

Existen distintas formas de distribuir la potencia de los vehículos tales como los que funcionan con motores de combustión interna, tanto como los eléctricos por lo que se han desarrollado distintas configuraciones de sistemas de transmisión de par mecánico para aplicar la potencia al piso de una forma más eficiente dependiendo de las condiciones de cada terreno y características de cada automóvil.

En la Figura 2.7 se muestran algunas de las principales configuraciones para vehículos convencionales, es decir, automóviles que utilizan mecanismos para transmitir el par del motor a las ruedas, de las cuáles, la tracción delantera y la tracción trasera son de las más simples debido a que estas utilizan un único eje para transmitir la fuerza de rotación generada por la caja de velocidades, sin embargo en la tracción total o también llamada tracción integral se necesitan tres ejes para transmitir el movimiento, dos para unir las dos ruedas de cada extremo, y uno más para unir estos dos ejes a una sola entrada de potencia.

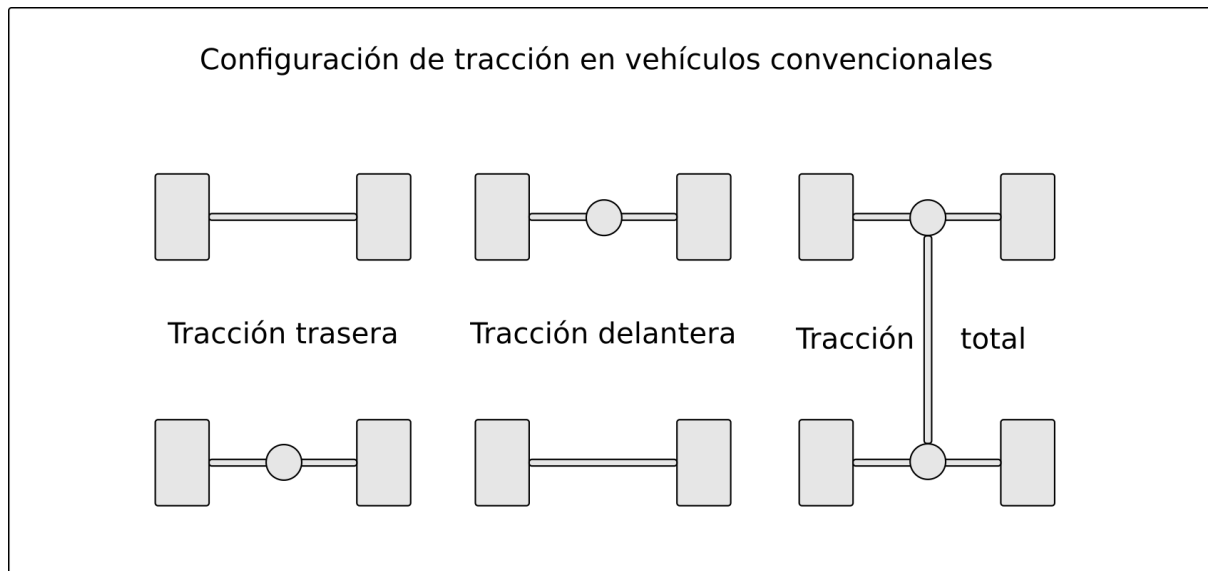


Figura 2.7: Configuración de tracción en vehículos convencionales

Los mecanismos comúnmente utilizados para la transmisión de movimiento a las ruedas son uno o más sistemas de engranes diferenciales dependiendo de la configura-

ción de la transmisión, este sistema se encarga de balancear la velocidad de cada rueda en los giros debido a la diferencia en la distancia recorrida por cada rueda, como se muestra en la Figura 2.8, es decir, para mantener una velocidad de giro del vehículo, se necesitan dos velocidades, en este caso,  $v_1$  y  $v_2$  donde, la velocidad de  $v_1$  es mayor a  $v_2$  debido a que recorre mayor distancia en el mismo tiempo.

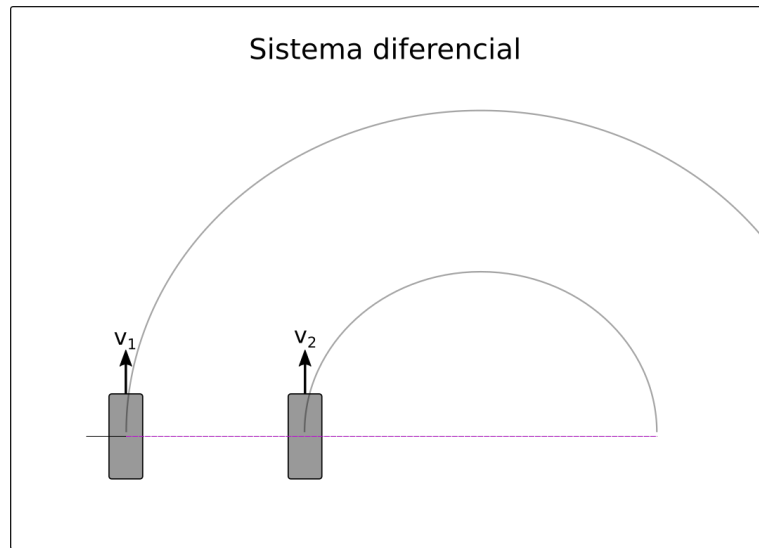


Figura 2.8: Diagrama de trayectoria de las ruedas de un vehículo en un giro

Una de las ventajas de utilizar motores en rueda, es la eliminación de los sistemas de ejes de transmisión y engranes diferenciales con los cuales se consume energía extra debido a la resistencia a la rodadura e inercia del mecanismo, sin embargo, este problema se elimina con motores independientes en cada rueda [28].

A continuación se presenta la configuración de sistema de diferencial electrónico desarrollado en el vehículo Go-kart con motores en rueda, por lo cual no se representan los sistemas de transmisión, solo las proyecciones de puntos de sujeción del chasis a las ruedas. Como se puede apreciar en la Figura 2.9, para una velocidad  $V$  y un ángulo de giro de dirección  $\theta$ , se obtienen las velocidades angulares y lineales de cada una de las cuatro ruedas como se desarrolló en [29], por lo tanto se tienen como datos de entrada, la velocidad del vehículo, el ángulo de las ruedas con respecto al centro, además de las dimensiones que influyen en la trayectoria y radio de giro del automóvil así como la

distancia entre ejes  $L$  y el ancho de vía  $B$ .

Así, las expresiones que describen la trayectoria de cada rueda a través de la velocidad angular, conocidas como Geometría de Ackermann se muestran a continuación en función del ángulo y la velocidad lineal debido a que son variables medidas conocidas.

$$\begin{aligned}
 w_1 &= \frac{V}{r} \sqrt{1 + \frac{B}{L} \tan \theta + \left(1 + \frac{B^2}{4L^2}\right) \tan^2 \theta} \\
 w_2 &= \frac{V}{r} \sqrt{1 - \frac{B}{L} \tan \theta + \left(1 + \frac{B^2}{4L^2}\right) \tan^2 \theta} \\
 w_3 &= \frac{V}{r} \left(1 + \frac{B}{2L} \tan \theta\right) \\
 w_4 &= \frac{V}{r} \left(1 - \frac{B}{2L} \tan \theta\right)
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

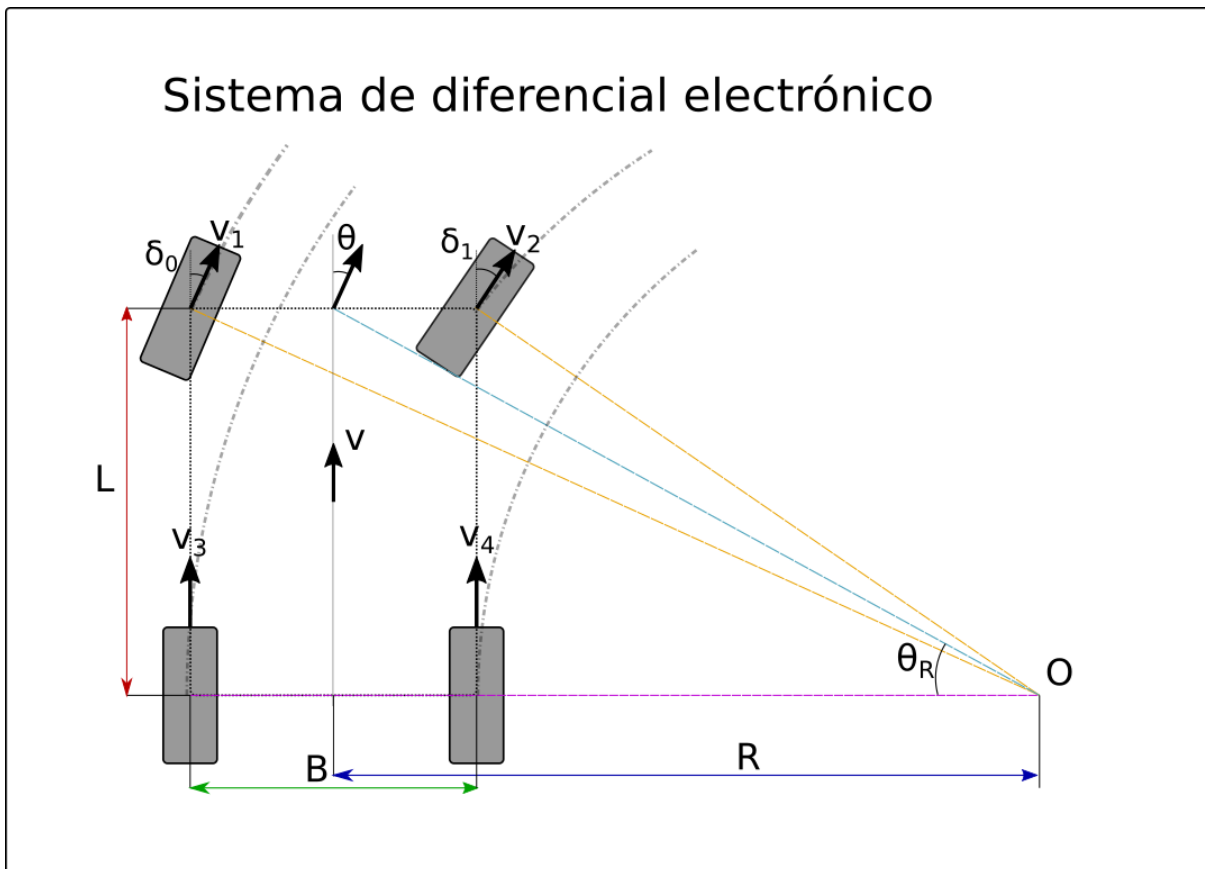


Figura 2.9: Sistema de diferencial electrónico y geometría de Ackermann

## 2.6. Modelo del motor BLDC

En este proyecto se realiza el control de cuatro motores de corriente continua sin escobillas de imanes permanentes, el cual cuenta con varias semejanzas al motor de corriente directa, por lo que, como se menciona en [30], se puede apreciar que el motor BLDC es similar a un motor de corriente directa con una configuración distinta, esto por que en el motor DC los imanes se encuentran en el estator, mientras que en el motor de DC sin escobillas se encuentran en el rotor y el devanado en el estator[31]. A diferencia del motor de DC, el motor BLDC es trifásico por lo que es necesario aplicar el voltaje entre las fases para hacerlo girar, debido a esto se debe seguir una secuencia de conmutación basada en la posición actual del rotor. Para construir esta secuencia se mide la posición del rotor a partir de sensores, comúnmente sensores de efecto hall sensibles al campo magnético, para después dependiendo de la configuración de los devanados y polos magnéticos seguir un patron de activación que permita el giro del rotor a través de la polarización de los polos. En la Figura 2.10 se muestra el diagrama eléctrico del motor de corriente continua sin escobillas, cabe destacar que este motor cuenta con una conexión en los devanados de cada fase de tipo estrella, y en la conmutación utilizada en esta investigación se inyecta un voltaje entre dos fases a la vez[32][33].

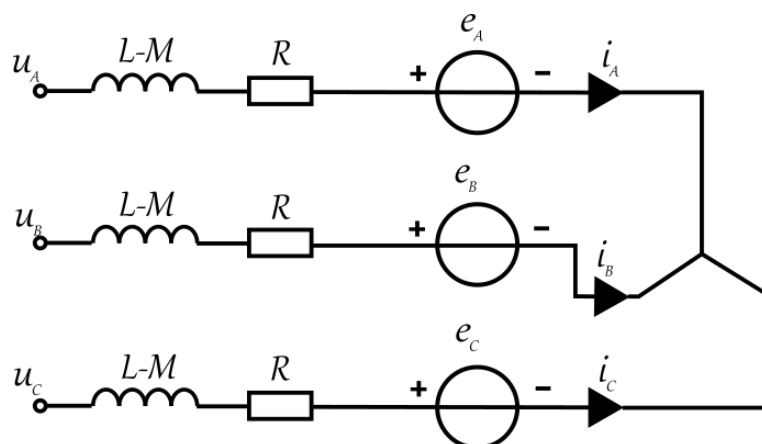


Figura 2.10: Circuito equivalente del motor de corriente directa sin escobillas[4]

Para obtener una simplificación del modelo del motor de corriente directa sin escobillas, se aprovecha la similitud que existe entre el motor CD y el motor BLDC, puesto que, basándose en la Figura 2.10, este motor sería equivalente a un arreglo de tres motores de CD polarizados de forma inversa y en un instante determinado por lo que se considera prácticamente como un modelo del motor de CD realizando las equivalencias correspondientes[31].

Por lo tanto, las ecuaciones correspondientes a la parte eléctrica están dadas por:

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_A}{dt} &= -R_s i_A - e_A + u_A \\ L_s \frac{di_B}{dt} &= -R_s i_B - e_B + u_B \\ L_s \frac{di_C}{dt} &= -R_s i_C - e_C + u_C \end{aligned} \quad (2.2)$$

Donde la inductancia de devanado es  $L$  y la inductancia mutua  $M$  por lo que se define  $L_s = L - M$ ,  $e_{A-C} = k_{eA-C}w$ ,  $L$  la inductancia de fase,  $M$  la inductancia mutua,  $e_{A-C}$  es la fuerza electromotriz inducida,  $k$  es la constante eléctrica de motor,  $w$  es la velocidad angular del motor,  $R_s$  la resistencia de fase,  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$  las corrientes de fase y  $u_{A-C}$  el voltaje de fase.

donde el par eléctrico se escribe como sigue

$$T_{em} = K_{eA}\bar{i}_A + K_{eB}\bar{i}_B + K_{eC}\bar{i}_C \quad (2.3)$$

Por lo tanto, el modelo del motor en representación de variables de estado se representa:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -e_A \\ -e_B \\ -e_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

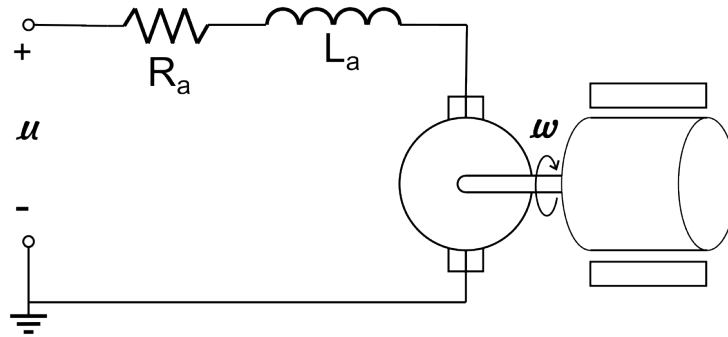


Figura 2.11: Circuito equivalente de par mecánico del motor de corriente directa

por otro lado, a partir de la Figura 2.11, con referencia a la parte mecánica, se tiene:

$$J \frac{dw}{dt} = T_{em} - Bw - T_L \quad (2.5)$$

donde  $T_{em}$  es el par eléctrico,  $B$  el coeficiente de fricción viscosa,  $w$  la velocidad angular y  $T_L$  el par de carga.

## 2.7. Conmutación de un motor BLDC

Como se mencionó anteriormente, el motor BLDC es un motor de corriente directa trifásico sin escobillas, es decir cuenta con un arreglo de tres devanados conectados en este caso en estrella, el cuál hace girar al motor a partir de la polarización de las mismas y las fuerzas generadas por la inducción y los imanes permanentes que en este caso definen los polos de la máquina. Como se muestra en la Figura 2.10 el motor cuenta con tres devanados conectados en un punto en común, por lo cual se utiliza una secuencia de conmutación en donde las fases, en este caso cada rama del arreglo, se polarizan un par a la vez para lograr el movimiento de rotación deseado.

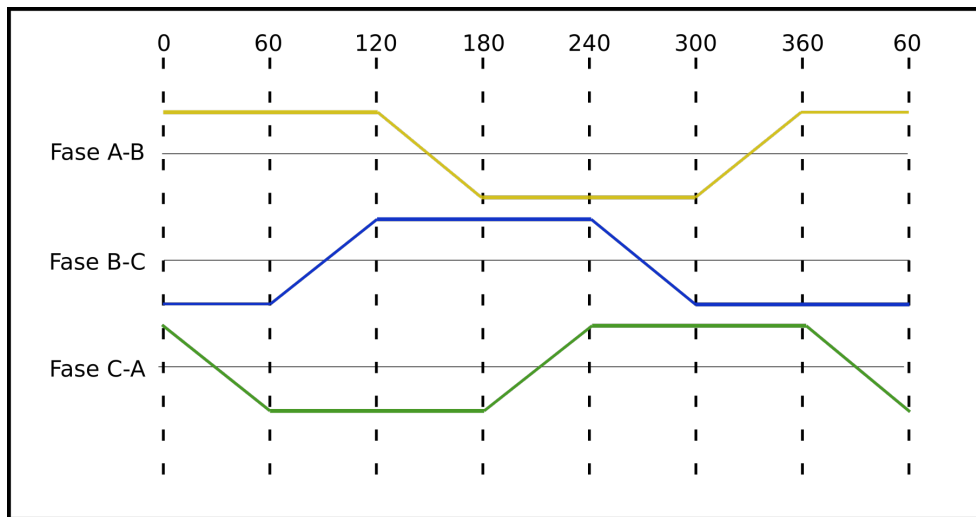


Figura 2.12: Diagrama de fases del motor BLDC

Para alcanzar la rotación del motor es necesario conocer la posición actual del motor por lo que el motor cuenta con sensores de efecto hall previamente instalados dentro de su estructura interna, y con el cuál se monitorean los polos a los 120°, 240° y 360° grados, es decir en tres posiciones cada revolución lo que permite calcular la siguiente polarización de las fases.

Debido a el cambio en la polarización del voltaje entre fases se utiliza un arreglo

SensorA	SensorB	SensorC	A+	A-	B+	B-	C+	C-
0	0	1	0	0	0	1	PWM	0
1	0	1	PWM	0	0	1	0	0
1	0	0	PWM	0	0	0	0	1
1	1	0	0	0	PWM	0	0	1
0	1	0	0	1	PWM	0	0	0
0	1	1	0	1	0	0	PWM	0

Tabla 2.1: Lógica de conmutación

de switches semiconductores a modo de inversor de corriente para generar la lógica de conmutación que se inyecta a las fases del motor. En la Figura 2.13 se muestra el circuito equivalente a un inversor conectado a un motor BLDC para hacer conmutar las fases de acuerdo a la lógica de conmutación de la tabla 2.1.

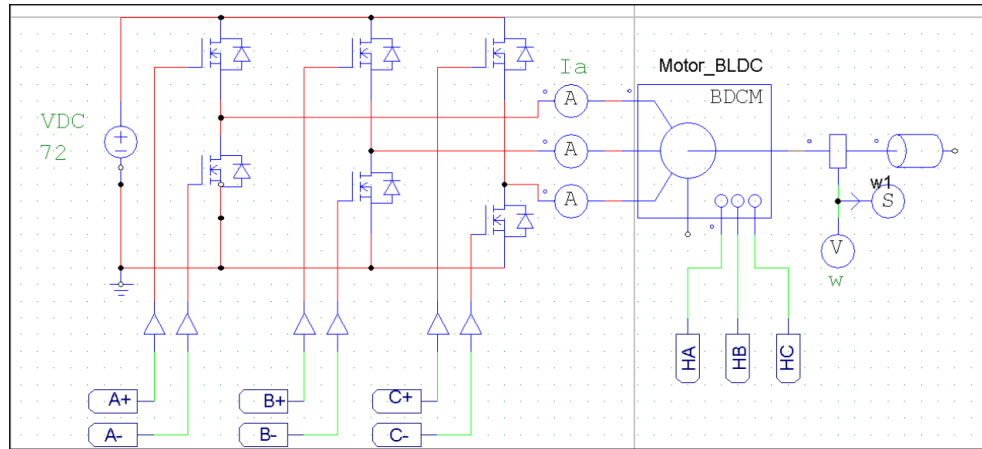


Figura 2.13: Diagrama de inversor y motor BLDC

La secuencia de conmutación está en función de los sensores de posición internos del motor, de ahí se derivan las distintas combinaciones lógicas que polarizan a las fases del motor, sin embargo, estos estados son activaciones eventuales de cada rama del inversor, en este caso se utiliza una modulación por ancho de pulso en las partes altas de cada una de las ramas como se aprecia en la Figura 2.13 para A+, B+, y C+ en donde se consigue una regulación de voltaje entre fases a la entrada del motor, con la cual se consigue una variación en el ciclo de trabajo. Para llevar a cabo esta conmutación es necesario tomar en cuenta los tiempos de recuperación de los switches, en este caso los IGBTs con modelo G160N60. Para realizar una simulación es necesario contar con ciertos parámetros que permitan un acercamiento útil al modelo del motor real, así, basándose en la obtención de los parámetros en [29], así se trabaja utilizando los datos mostrados en la figura 2.14

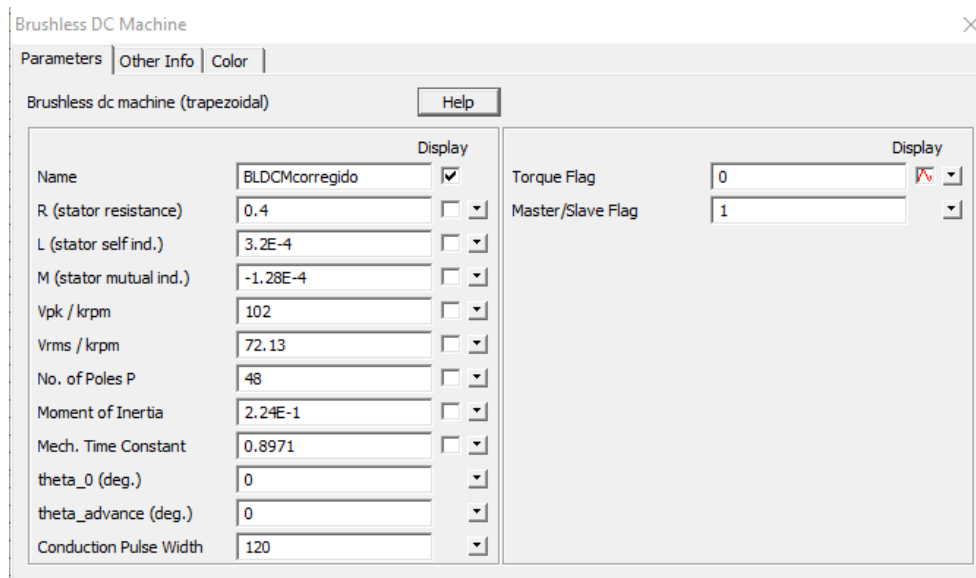


Figura 2.14: Parámetros de motor utilizados en simulación

## 2.8. Sistema de disipación de calor para inversores trifásicos

Uno de los temas importantes para el desarrollo de sistemas de tracción eléctrica, es la administración y manejo de la potencia, lo cual conlleva a el desarrollo de sistemas encargados de disipar el calor de los componentes afectados por la temperatura derivada del flujo de corriente, por lo cuál, un funcionamiento óptimo de la etapa de potencia depende no solo de la elección correcta de los componentes, si no del sistema de enfriamiento de los mismos. A continuación se presenta una mejora al sistema de refrigeración del kart eléctrico, en donde se utilizaron disipadores de un tamaño superior al de previas versiones, además de una tarjeta de inversor trifásico especialmente diseñada para el manejo de una potencia elevada gracias a la adaptación de refuerzos para el flujo de una mayor corriente sin comprometer la temperatura de funcionamiento.

A medida que la temperatura de operación, o en general del ambiente se eleva, los dispositivos semiconductores utilizados para realizar la conmutación de los inversores para

el control de los motores BLDC, tienden a funcionar de una forma poco óptima, es decir, los elementos de conmutación presentan una mayor resistencia al flujo de corriente, lo que se traduce en más calor y a su vez puede derivar en el fallo de los dispositivos de conmutación. Para solucionar este problema se optó por utilizar una placa de circuito impreso con un refuerzo de cobre de calibre 14 en las pistas donde se localiza el mayor flujo de corriente, es decir en las pistas que conducen directamente el voltaje aplicado para la alimentación de los motores. Esta adaptación tiene como principal objetivo aumentar la ampacidad del circuito, en otras palabras, aumentar la corriente máxima que puede circular por dicha vía en condiciones normales, sin sobrecalentamiento de temperatura.

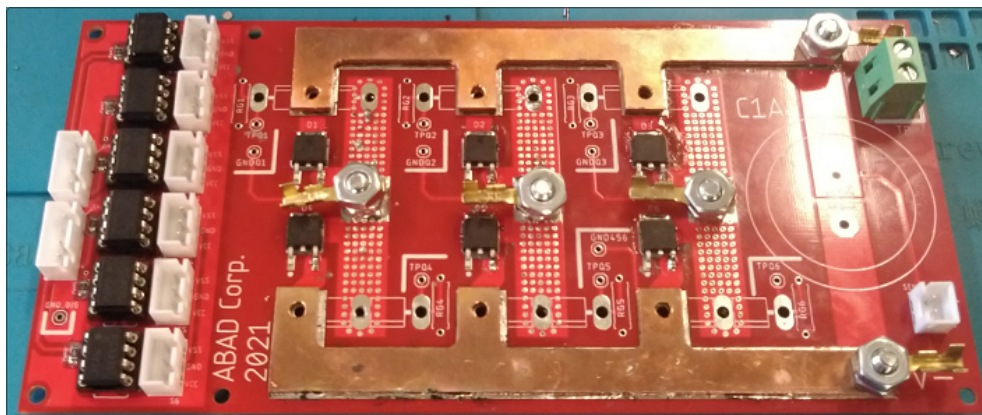


Figura 2.15: PCB con refuerzo de cobre en las vías de alto flujo de corriente



Figura 2.16: Maquinado de placa de cobre en CNC

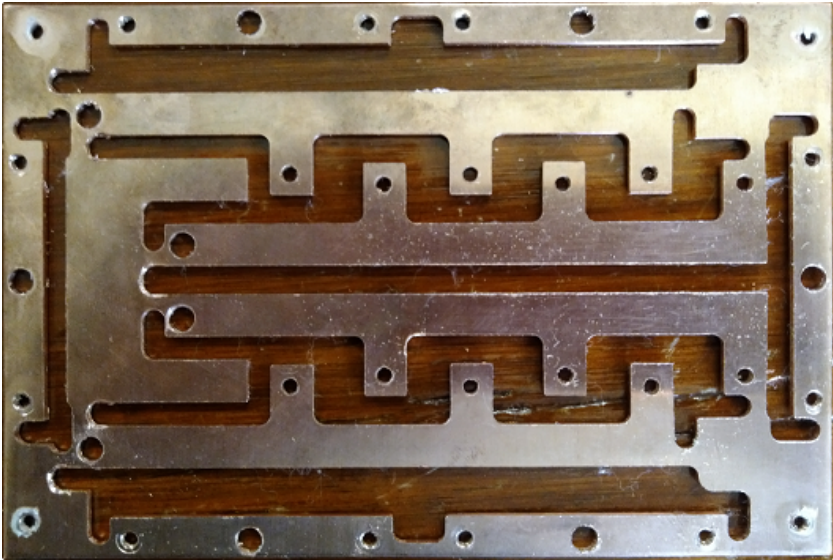


Figura 2.17: Placa de cobre maquinado en CNC para refuerzo de pistas

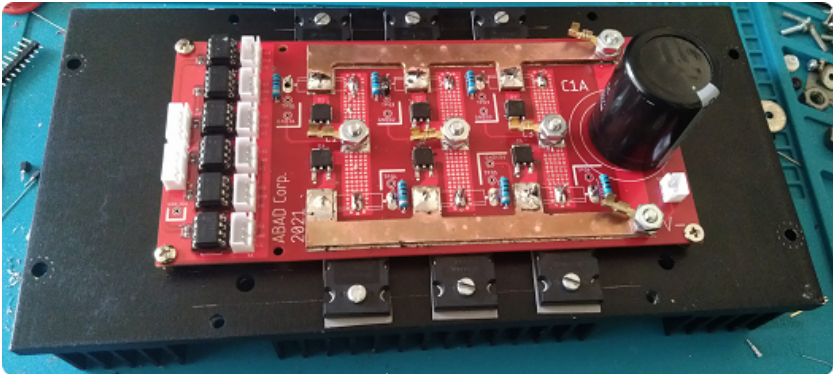


Figura 2.18: Inversor con disipador

# Capítulo 3

## Modelo dinámico del vehículo eléctrico de tracción total

### 3.1. Dimensiones y características generales del vehículo

Se trata de un vehículo eléctrico construido a partir de un pequeño Go-kart convencional<sup>3.1</sup>, el cual anteriormente contaba con transmisión mecánica y propulsión mediante motor de combustión, sin embargo, se realizaron modificaciones con fines de integración de tecnología eléctrica, actualizando así su propulsión, la cual ahora se trata de cuatro motores en rueda de 2 kW cada uno, y una fuente de alimentación de 6 baterías de ciclo profundo conectadas en serie para alcanzar un voltaje de 72 V, el voltaje nominal de los motores empleados en la nueva versión del vehículo. Este automóvil se ha desarrollado con anterioridad para fines de investigaciones y pruebas previas [29], no obstante se llevó a cabo un proceso de actualización en partes críticas de los circuitos electrónicos, cuya descripción se encuentra más adelante.



Figura 3.1: Vistas principales del vehículo eléctrico

Las dimensiones principales del vehículo eléctrico son: un ancho de vía de 1.4m al centro de cada masa o motor, una distancia entre ejes de 1.6m, una altura de 1.50m y peso aproximado de 320 kg sin contar el peso máximo de dos pasajeros. El chasis está construido en perfiles de estructura tubular de  $\frac{1}{2}$  pulgada, un banco de baterías en la parte posterior inferior, con sujeciones para evitar el cambio de posiciones, llantas 175/65R14 y rines de acero de 14 pulgadas de cuatro birlos con barrenación 4/100. La tarjeta de control y placa de acondicionamiento de las señales se encuentra en la parte superior trasera contando con dos torres de inversores instalados de forma conveniente al flujo de aire cuando el carro se encuentra en marcha.

## 3.2. Modelado del vehículo eléctrico

El modelo matemático que representa el comportamiento de los vehículos en general, toma en cuenta numerosos elementos mecánicos que permiten tener una aproximación a la respuesta del sistema ante distintas entradas, sin embargo, no es necesario llegar a un nivel muy avanzado de detalle en la aproximación de modelado en todos los casos de investigación. Esto especialmente debido a que existen diversas técnicas de aplicación de leyes de control o algoritmos en general que permiten trabajar con márgenes mayores de desviación con respecto a la referencia del sistema original, es decir el propio algoritmo se encarga de contrarrestar en cierto modo algunas de las discrepancias que existen en la ejecución del mismo., como cambios en las magnitudes de las variables medidas o en los valores de los componentes dependiendo de sus condiciones de trabajo.

En este trabajo en concreto se implementa una ley de control con las características mencionadas anteriormente, la cual se llama control por rechazo activo de perturbaciones, por lo cual el sistema puede ser de algún modo "libre de modelo", es decir que existirán tolerancias mayores para ciertas características menos significativas al reconstruir valores faltantes o desconocidos por medio de estimadores algebraicos que serán implementados electrónicamente más adelante en este capítulo.

La diferencia con el control convencional radica en que, en este caso no solo se fían del comportamiento de una función de transferencia, sino que durante la ejecución se mantendrán actualizados algunos datos que comúnmente son datos estáticos en ciertas leyes de control que proporcionan un menor grado de robustez. Dicho lo anterior y establecido el contexto de las leyes de control encargadas de estimar parte de la dinámica del sistema en cuestión, el vehículo eléctrico es analizado desde un punto de vista conveniente para la aplicación de esta técnica de control, es decir un modelo básico en cuanto a comportamiento, pero suficiente para realizar las acciones de control necesarias.

A continuación se realizan el modelado del chasis como una estructura completa fija, y

asumiendo la forma del Go-Kart como un cuerpo rígido, al cual no se realizan consideraciones de flexión por la posición en pendiente positiva, además de realizar el cálculo del modelado de las ruedas con valores ideales para las características del mismo.

Para el análisis de la estructura se considera el vehículo como se muestra en la Figura 3.2, en donde se tiene el chasis sólido construido en tubulares, la estructura a modo de jaula antivuelcos o *roll cage*, además de las masas, que en este caso se trata de un mismo elemento formado por el motor, el rin, el rodamiento de eje del motor e inclusive las bases para discos de freno en el caso de las ruedas traseras.



Figura 3.2: Vista lateral del vehículo eléctrico de 4 ruedas

### 3.2.1. Cinemática del chasis

Para realizar cálculo del modelo de las fuerzas que influyen en el chasis de forma estática debido al peso y a la posición, en este caso de inclinación del Go-Kart eléctrico, es conveniente realizarlo en dos partes, como se realiza comúnmente en los análisis de estructuras en estática, comenzando este proceso por un lado centrándose en la parte mecánica, la cual incluye el chasis, es decir la estructura tubular completa y por otro lado las ruedas, así mismo de otro modo el modelo eléctrico que incluye la tracción integral eléctrica compuesta por un diferencial electrónico.

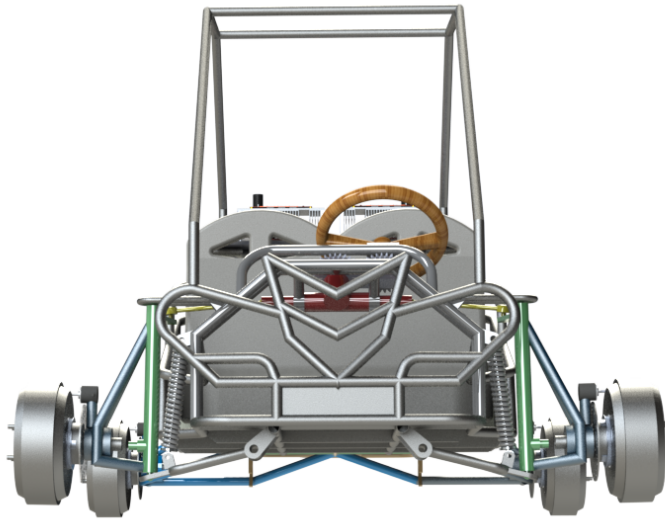


Figura 3.3: Vista frontal de vehículo en pendiente y sin inclinación paralela a los ejes

A continuación, se decide realizar los cálculos utilizando un diagrama representativo del vehículo, en el cual se logra apreciar que el esquema ha sido simplificado a un diagrama de cuerpo libre en dos dimensiones, esto implica que, el análisis está sujeto a las fuerzas de gravedad uniformes debido a que el carro se encuentra colocado de forma uniforme y sin pendientes en el sentido paralelo a los ejes que marcan el ancho de vía.

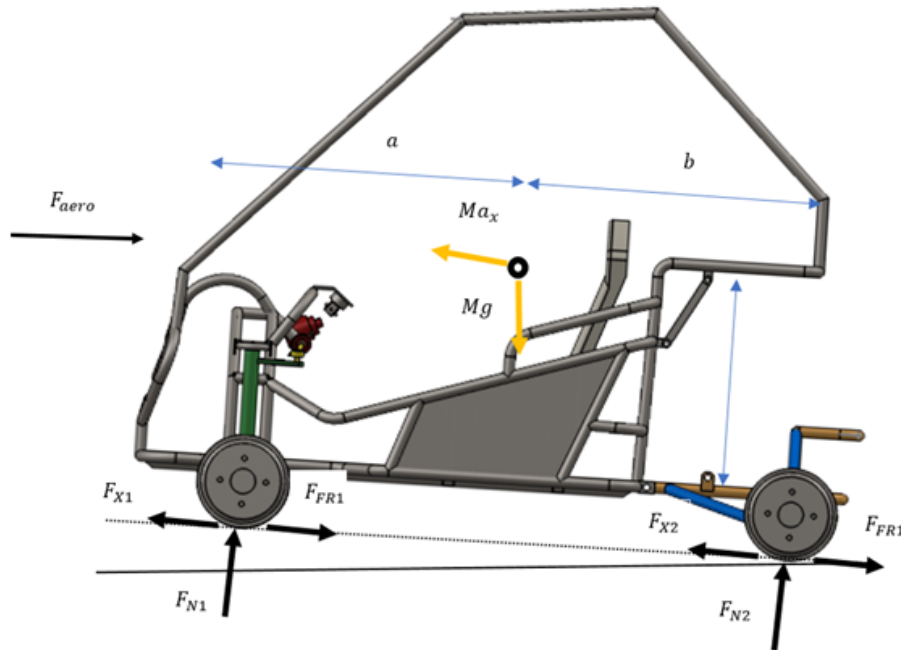


Figura 3.4: Diagrama de cuerpo libre del Go-Kart eléctrico

En la Figura 3.4 se muestra el diagrama de cuerpo libre del chasis del vehículo analizado, como bien se había mencionado anteriormente, reducido a dos dimensiones, en donde las fuerzas normales en este caso se consideran como las fuerzas ejercidas a lo largo de los ejes de las ruedas y a su vez en cada una de ellas, es decir, la fuerza normal correspondería a la fuerza soportada por ambas ruedas del eje.

Así mismo, y bajo las condiciones anteriores, el diagrama representa el chasis sobre una pendiente donde cada una de las fuerzas que actúa sobre el vehículo se puede dividir en sus componentes rectangulares por lo que se puede hablar de componentes en coordenadas  $x$  y  $y$  donde  $x$  es el eje paralelo al piso del vehículo y donde hacen contacto las ruedas, mientras que el eje  $y$  es el eje de las fuerzas normales al piso. Para encontrar las ecuaciones que modelan al sistema es necesario hacer un análisis de equilibrio de fuerzas y encontrar cada una de las relaciones en función de las componentes. Este proceso es descrito más adelante en este capítulo. Por otro lado, debido a que el control de velocidad cruce se encarga de fijar la velocidad de avance del vehículo, o dicho de otro modo, la velocidad desarrollada a lo largo del eje  $x$ , la fuerza en horizontal en caso

de no tener una pendiente, el análisis de fuerzas del eje  $y$  o de las normales queda como un análisis estático dependiendo del peso del vehículo. A continuación se muestra el procedimiento del análisis y los cálculos.

Primero se calcula la suma de fuerzas en el eje de desplazamiento del vehículo y se caracterizan las fuerzas que se ejercen para lograr un movimiento en el coche como se muestra en la Figura 3.4, con lo que se tiene que:

$$\sum F_x = ma$$

haciendo la suma de fuerzas horizontales, se tiene

$$Ma = F_{x_1} + F_{x_2} - F_{Fr_1} - F_{Fr_2} - F_{aero} - Mg \sin \theta \quad (3.1)$$

en donde  $M$  es la masa total del vehículo,  $a$  es la aceleración,  $F_{x_1}$  y  $F_{x_2}$  son las fuerzas longitudinales que generan las ruedas sobre el chasis del vehículo y que a continuación se calculan en función del par de los motores en rueda y el radio del neumático. La  $F_{Fr_1}$  y  $F_{Fr_2}$  son las fuerzas de fricción que se genera entre el neumático y el piso y estas dependen del coeficiente de fricción de los neumáticos, por lo cual este valor es cambiante de acuerdo a la edad de los neumáticos, temperatura entre otros factores. Por otro lado, la fuerza  $F_{aero}$  es la fuerza de fricción con el aire, sin embargo esta fuerza requiere de velocidades considerablemente altas para surtir efecto por lo que para este caso es un valor prácticamente despreciable, por último se tiene la componente causada por el peso del vehículo y el ángulo de la gravedad con respecto a una pendiente.

La fuerza que corresponde a la fricción con el aire se calcula de la siguiente manera, por medio de la expresión:

$$F_{aero} = \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v_x + v_{wind})^2 \quad (3.2)$$

donde  $\rho$  es la densidad del aire,  $C_d$  es el coeficiente de arrastre del viento,  $A_f$  es la superficie de contacto del viento,  $v_x$  es la velocidad longitudinal del vehículo y  $v_{wind}$  es la velocidad del aire. Como se mencionó antes al ser un automóvil de baja velocidad finalmente la fuerza de fricción con el aire es prácticamente insignificante. Por otro lado, las fuerzas de avance que se necesitan están en función de las fuerzas normales o de reacción en los puntos de apoyo de los neumáticos, además del coeficiente de fricción del caucho de los neumáticos con el suelo. La relación entre estas fuerzas está dada de las siguiente forma:

$$F_{Fr_1} + F_{Fr_2} = C_f(F_{N1} + F_{N2}) \quad (3.3)$$

donde mediante la suma de momentos del sistema se puede conocer la fuerza normal al suelo y area de contacto, por lo que se tiene:

$$F_{N1} = \frac{Ma_x h_{cm} - F_{aero} h_{aero} - Mh h_{cm} \sin \theta + Mgb \cos \theta}{a + b} \quad (3.4)$$

$$F_{N2} = \frac{-Ma_x h_{cm} + F_{aero} h_{aero} + Mh h_{cm} \sin \theta + Mgb \cos \theta}{a + b} \quad (3.5)$$

### 3.3. Diseño de la ley de control y cálculo de la referencia de velocidad

En este apartado se presenta el análisis y proceso de obtención de la ley de control para el vehículo eléctrico. Primero es necesario retomar la idea de que la variable que se requiere manipular corresponde a la velocidad, es decir controlar la frecuencia con que las ruedas del vehículo giran. El proceso de manipulación será entonces regular la velocidad y mantenerla de acuerdo con la referencia deseada, la cuál en este caso, estará dada por la propia velocidad con la que circula el vehículo, esto debido al funcionamiento propio en un control crucero, por lo tanto, la velocidad de referencia estará

siempre en función de la velocidad actual instantánea. Por otro lado se propone un enfoque adicional al control crucero convencional, en donde se utiliza como referencia un vehículo en el camino, el cual de igual manera circula a una velocidad regulada en el límite superior y con fluctuaciones de baja magnitud.

### 3.3.1. Cálculo de la ley de control por el método de planitud diferencial

Para realizar el control de el motor de corriente directa sin escobillas, se debe tomar en cuenta que es un arreglo de 3 ramas o fases en las cuales se debe polarizar el motor, en este caso se elige el modo de conmutación de 6 pasos para el funcionamiento por medio de los sensores de posición con los que cuenta el motor. Sin embargo, aunque este motor cuenta con tres devanados, en este caso conectados en estrella, por lo que tomando en cuenta cada instante en el que se polariza una fase a la vez, se puede obtener el equivalente a un motor de CD convencional, en donde la resistencias y la inductancia, estaría dada por el doble de cada fase, o lo que es lo mismo, la mitad de lo que se mide línea a línea. Por lo tanto, el modelo del motor de corriente directa de CD, con el que se calcula el control de cada motor esta dado por:

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{V}{L} - \frac{R * i}{L} - \frac{k_e * w}{L} \\ \frac{dw}{dt} &= \frac{k_t * i}{L} - \frac{D * w}{L} - TL \end{aligned} \quad (3.6)$$

donde  $i$  es la corriente de armadura, en este caso medida de línea a línea debido a la naturaleza del motor,  $w$  es la velocidad angular medida directamente del rotor del motor, en este caso directamente de la rueda del vehículo,  $V$  es el voltaje de entrada suministrado por la fuente, en lazo abierto y con el sistema controlado y retroalimentado,  $L$  es la inductancia de armadura, en este caso de línea a línea,  $R$  es la resistencia de armadura, de igual forma de línea a línea, por último  $D$  es la resistencia interna de la máquina y  $k_e$  y  $k_t$  las constantes de par eléctrico y mecánico respectivamente mientras

que  $TL$  es un par de perturbación en el motor.

### Parametrización diferencial del modelo matemático

Para cumplir el objetivo de controlar el motor BLDC, se recurre a un control que tenga como variable de retroalimentación, únicamente la variable de velocidad angular, ya que de otro modo sería necesaria la implementación de diversos sensores de corriente para llevar a cabo el mismo fin, lo cual implicaría un costo elevado y un hardware complejo al tratarse del control de 4 motores de manera simultánea. Para el cálculo de esta ley de control se utiliza la técnica de planitud diferencial para reescribir las ecuaciones y escribirlas en términos de la salida plana, la cual se puede obtener a partir de la ecuación 3.8. Dicha ecuación aplica solo para sistemas lineales, como es este caso.

Como primer paso, se escribe el sistema en su representación de variables de estado para sistemas lineales, siguiendo el sistema descrito en la ecuación

$$\begin{aligned}\dot{X} &= AX + BU \\ y &= CX\end{aligned}\tag{3.7}$$

Así, reescribiendo el sistema se tiene

$$\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} i \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{k_e}{L} \\ \frac{k_t}{J} & -\frac{D}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U\tag{3.8}$$

Para comenzar se realizan las pruebas de controlabilidad a partir de la representación del sistema lineal por lo que un sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI) es controlable, si es posible encontrar una entrada de control  $u(t)$ , tal que pueda hacer evolucionar el sistema desde un estado inicial  $x_i(t)$ , a un estado final  $x_f(t)$  en un tiempo finito, por lo que la prueba para sistemas lineales, en donde se tiene que un sistema es de estado completamente controlable, si la matriz de controlabilidad de Kalman es de rango completo, es decir que todas sus columnas son linealmente independientes, en

otras palabras  $\det(C) \neq 0$  y  $\text{rango}(C) = n = \text{orden del sistema}$ .

La matriz de controlabilidad está dada por la ecuación de la siguiente forma

$$C = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

por lo tanto se tiene que las matrices necesarias para el cálculo de la matriz de controlabilidad de Kalman son:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{k_e}{L} \\ \frac{k_t}{J} & -\frac{D}{J} \end{bmatrix}; AB = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L^2}R \\ \frac{1}{JL}k_t \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

por lo que, haciendo

$$C = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L^2}R \\ 0 & \frac{1}{JL}k_t \end{bmatrix} \therefore \det(C) = \frac{1}{JL^2}k_t \neq 0 \quad (3.11)$$

se prueba que se trata de un sistema de estado completamente controlable. La salida plana de un sistema lineal controlable en representación de variables de estado está dada por las combinaciones lineales de los estados obtenidos por la última fila de la inversa de la matriz de controlabilidad de Kalman.

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B & AB & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix}^{-1} X \quad (3.12)$$

aplicando la ecuación 3.14 al sistema, se tiene primero que la inversa de la matriz de controlabilidad es

$$C^{-1} = \begin{bmatrix} L & -\frac{J}{k_t}R \\ 0 & J\frac{L}{k_t} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

así, la salida plana se obtiene de la siguiente forma

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L & -\frac{J}{k_t}R \\ 0 & J\frac{L}{k_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & J\frac{L}{k_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ w \end{bmatrix} = \frac{JL}{k_t}w \quad (3.14)$$

Para un sistema lineal SISO (una entrada y una salida), la salida plana siempre se puede hacer función de las variables de estado del sistema, lo cual tiene consecuencias importantes con respecto a la observabilidad de la salida plana. Debido a la propiedad de que la salida plana puede ser cualquier múltiplo escalar de la combinación lineal, se toma la salida plana como la velocidad angular del motor  $w$ , con la que se tiene la siguiente parametrización diferencial del sistema, en donde se expresan las variables de estado y la entrada de control en términos de la salida plana y sus derivadas. Haciendo:

$$\begin{aligned} w &= F \\ \dot{F} &= \frac{k_t}{J}i - \frac{D}{J}F + \frac{T}{J} \end{aligned} \quad (3.15)$$

despejando a la corriente  $i$  de la ecuación anterior, se obtiene

$$i = \frac{J}{k_t} \left( \dot{F} + \frac{D}{J}F + \frac{T}{J} \right) \quad (3.16)$$

derivando de nuevo la ecuación 3.15, se tiene

$$\ddot{F} = \frac{k_t}{J}\dot{i} - \frac{D}{J}\dot{F} - \frac{\dot{T}}{J}$$

evaluando las ecuaciones 3.6 y 3.15, se tiene

$$\ddot{F} = \frac{k_t}{J} \left( \frac{u}{L} - \frac{R * i}{L} - \frac{k_e * w}{L} \right) - \frac{D}{J} \left( \frac{k_t}{J}i - \frac{D}{J}F + \frac{T}{J} \right) - \frac{\dot{T}}{J}$$

despejando la entrada de control

$$u = \frac{JL}{k_t} \ddot{F} + \left( \frac{RJ + LD}{k_t} \right) \dot{F} + \left( \frac{RD + k_t k_e}{k_t} \right) F + \frac{R}{k_t} T + \frac{L}{k_t} \dot{T} \quad (3.17)$$

por lo tanto, al obtener la parametrización diferencial del sistema con la salida plana  $F = w$ , la ley del control se puede expresar en términos de  $F$  y sus derivadas, permitiendo proponer una ley de control a partir de la ecuación 3.17, por lo que para esta

parametrización se tiene los siguientes puntos de equilibrio: Haciendo

$$\begin{aligned}
 w_d &= \bar{F} \\
 \dot{F} &= 0 = \ddot{F} \\
 \bar{i} &= \frac{J}{k_t} \left( \frac{D}{J} + \frac{\bar{T}_L}{J} \right) \\
 \bar{u} &= \left( \frac{RD + k_t k_e}{k_t} \right) \bar{F} + \frac{R}{k_t} \bar{T}_L + \frac{L}{k_t} \bar{\dot{T}}_L
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Sin embargo, para propósitos del control de velocidad crucero, es necesario proponer una ley de control robusto, por lo cual, a continuación se utilizará una técnica basada en la adición de observadores de estado extendido para actualizar la dinámica del sistema en todo momento.

Control por rechazo activo de perturbaciones

Consiste en actualizar los parámetros de la ley de control, por medio de estimadores algebraicos para así contrarrestar los cambios en el modelo dinámico debido a perturbaciones externas que suceden en el momento en que la ley de control se encuentra en ejecución. Retomando la ecuación 3.3.1, la ley de control obtenida mediante la parametrización diferencial es:

$$u = \frac{JL}{k_t} \ddot{F} + \left( \frac{RJ + LD}{k_t} \right) \dot{F} + \left( \frac{RD + k_t k_e}{k_t} \right) F + \frac{R}{k_t} T + \frac{L}{k_t} \dot{T}$$

Proponiendo un control por planitud diferencial, se construye una ley de control virtual, o auxiliar  $v_{aux}$  a partir de la derivada de más alto orden de la salida plana  $F$ , en este caso se trata de  $\ddot{F}$ .

Se propone la siguiente ley de control en lazo cerrado

$$v_{aux} = \ddot{F} = \ddot{\bar{F}} - k_1 (\dot{F} - \dot{\bar{F}}) - k_0 (F - \bar{F}) \tag{3.19}$$

Bajo estos criterios, el error de regulación en lazo cerrado está dado por  $e = F - \bar{F}$ , satisface la siguiente ecuación.

$$\ddot{e} + k_1\dot{e} + k_0e = 0 \quad (3.20)$$

Proponiendo un polinomio Hurwitz de segundo orden, se garantiza la estabilidad asintótica a cero del error. Escribiendo el polinomio característico donde  $\xi$  y  $w_n > 0$

$$p(s) = s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2 = 0 \quad (3.21)$$

así

$$\ddot{e} + k_1\dot{e} + k_0e = s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2 = 0 \quad (3.22)$$

por lo tanto

$$k_0 = w_n^2; k_1 = 2\xi w_n \quad (3.23)$$

donde  $w_n$  es la frecuencia del sistema,  $\xi$  el coeficiente de amortiguación y  $w_n$  el valor de los polos conjugados en el semiplano izquierdo debido a la naturaleza del polinomio propuesto.

Despejando  $\ddot{e}$  de la ecuación 3.20, se tiene:

$$\ddot{e} = -k_1\dot{e} - k_0e$$

haciendo

$$e = e_0$$

$$\dot{e} = e_1$$

el error se puede representar en espacio de estados, así se procede a realizar una

prueba rápida de estabilidad aprovechando las propiedades de este sistema.

$$\begin{aligned}\dot{e}_0 &= e_1 \\ \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 - k_0 e_0\end{aligned}$$

proponiendo la siguiente función candidata de Liapunov, se tiene que  $V \geq 0$ , es decir es semidefinida positiva para  $k_1$  y  $k_2 > 0$

$$V_1(e_0, e_1) = \frac{1}{2}e_0^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{1}{k_0}\right)e_1^2$$

derivando la función de Liapunov queda

$$\dot{V}_1(e_0, e_1) = e_0 \dot{e}_0 + \frac{1}{k_0} e_1 \dot{e}_1$$

sustituyendo las variables de estado del error

$$\dot{V}_1(e_0, e_1) = e_0 e_1 + \frac{1}{k_0} e_1 (-k_1 e_1 - k_0 e_0)$$

entonces

$$\dot{V}_1(e_0, e_1) = -\frac{k_1}{k_0} e_1^2 \leq 0$$

con  $k_1$  y  $k_2 \neq 0$ , se dice que la función es semidefinida negativa cumpliendo el criterio de estabilidad.

Cálculo de los observadores de estado extendido

Para dotar al sistema de robustez, es necesario agregar la dinámica actualizada debido a las perturbaciones del sistema, esto se logra a partir de la siguiente ecuación, donde se tiene una ley de control virtual o auxiliar  $v_{aux}$  y un grupo de términos que se estiman a partir de la lectura de la salida plana, en este caso  $F = w$ . entre los términos estimados en la ley de control se encuentran los términos correspondientes al par de perturbación

y los parámetros del motor, aunque en este caso se trata de un sistema LTI:

$$u = \frac{JL}{k_t} \left( \underbrace{\ddot{F}}_{v_{aux}} + \underbrace{\left( \frac{RJ + LD}{JL} \dot{F} + \left( \frac{RD + k_t k_e}{JL} \right) F + \frac{R}{JL} T + \frac{1}{J} \dot{T} \right)}_{-\eta} \right)$$

Reescribiendo al sistema se obtiene la ecuación 3.24, en donde la dinámica que compone a la ley de control antigua es sustituida por una letra  $\eta$ , esto debido a que esta información es actualizada de forma continua e independiente por medio de un observador, en este caso un observador de estado extendido, en donde se estima una función de varios términos a partir de las lecturas de la propia salida plana.

$$u = \frac{JL}{k_t} (v_{aux} - \eta) \quad (3.24)$$

Para construir el observador de estado extendido a partir de la lectura de  $F$ , se propone una copia de referencia del sistema, a partir del cual se calculan estimaciones de las variables de estado mediante la lectura de las propias variables, como son la salida plana  $F$  y su derivada  $\dot{F}$  por lo que se propone un cambio de variable donde  $F = y_1$  y de manera similar  $\dot{F} = y_2$ ,  $\eta = \eta_1$  y  $\dot{\eta} = \eta_2$ , por lo tanto

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= y_2 \\ \dot{y}_2 &= \frac{k_t}{JL} u + \eta \end{aligned}$$

Haciendo una copia del sistema con nuevas variables de observación se procede a estimar la los estados por medio de la medida de la salida plana y la función  $\eta$  en donde están contenidos los términos correspondientes al par de perturbación, además se extiende del estado del sistema agregando dinámica extra para mejorar la aproximación del sistema

estimado.

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{y}}_1 &= \hat{y}_2 + \lambda_3(F - \hat{y}_1) \\
 \dot{\hat{y}}_2 &= \frac{k_t}{JL}u + \hat{\eta}_1 + \lambda_2(F - \hat{y}_1) \\
 \dot{\hat{\eta}}_1 &= \hat{\eta}_2 + \lambda_1(F - \hat{y}_1) \\
 \dot{\hat{\eta}}_2 &= \lambda_0(F - \hat{y}_1)
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

Como se observa en las ecuaciones 3.25, se obtiene un sistema de ecuaciones diferenciales a partir del sistema original, en donde se tienen como variables conocidas, la dinámica de la salida plana  $F$  y la entrada de control  $u$ , además este sistema presenta un estado extendido por lo que aparecen variables como la derivada de la ecuación a observar  $\hat{\eta}_1$  y el término de error de observación  $F - \hat{y}_1$  con ganancias  $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2$  y  $\lambda_3$

Sintonización de la ley del control para la activación del control crucero en marcha  
De forma similar a la sintonización de la ley de control por planitud diferencial, se encuentran las ganancias del observador en donde se propone un polinomio Hurwitz con polos en el semiplano izquierdo para garantizar la estabilidad del sistema.

$$s^4 + 4\zeta w_o s^3 + (4\zeta^2 w_o^2 + 2w_o^2)s^2 + 4\zeta w_o^3 s + w_o^4 = 0$$

así, las ganancias del observador están denominadas por:

$$\begin{aligned}
 k_0 &= w_o^4 \\
 k_1 &= 4\zeta w_o^2 \\
 k_2 &= 4\zeta^2 w_o^2 + 2w_o^2 \\
 k_3 &= 4\zeta w_o
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

Donde  $\zeta > 0$  y  $w_o > 0$ .

Este desarrollo corresponde al cálculo de una única ley de control para un motor, por

lo que es necesario replicar este procedimiento para cada rueda del vehículo, así se tienen cuatro arreglos de unidades de control y cuatro módulos de observadores, una para cada motor. Para la activación del control de velocidad crucero de un vehículo eléctrico, es necesaria la preparación del sistema para introducción de la ley de control durante la marcha en sí, es por estas razones que la sintonización del sistema de control es de suma importancia en esta aplicación debido a que se busca un comportamiento suave al momento de comenzar el funcionamiento.

### 3.4. Implementación e integración del sistema de control en FPGA

Una vez concluido el proceso de análisis y el cálculo de las expresiones necesarias para la ley de control, así como la estimación de las variables de estado —aspectos fundamentales para dotar de robustez al sistema ante perturbaciones inesperadas—, es indispensable realizar simulaciones y pruebas que permitan validar el comportamiento del modelo matemático propuesto. Para ello, las ecuaciones obtenidas deben traducirse a lenguaje *VHDL*, con el fin de implementarlas en el sistema digital correspondiente.

Actualmente, se cuenta con una versión previa del sistema, en la cual se desarrolló el diferencial electrónico. Como se describió anteriormente, este módulo tiene como propósito calcular las velocidades individuales de cada rueda, dado que, en vehículos con múltiples ruedas, las trayectorias recorridas durante un giro difieren entre sí. En consecuencia, cada rueda debe operar a una velocidad distinta para mantener una dinámica vehicular adecuada.

Considerando lo anterior, el sistema actual está conformado por una serie de bloques de código que permiten su funcionamiento. Dichos bloques se ilustran en la Figura 3.5. Hasta este punto, el vehículo opera en lazo abierto y sin control; sin embargo, se han incorporado módulos de comunicación que facilitan el monitoreo, las pruebas y

los ajustes necesarios durante el proceso de desarrollo.

El diferencial electrónico inicia su operación obteniendo información esencial para calcular las referencias de velocidad de cada rueda. Esto se logra a partir de dos señales principales:

1. **Ángulo de giro del volante:** obtenido mediante un encoder absoluto de 8 bits instalado en uno de los ejes del mecanismo de dirección. Aunque el encoder cubre un rango completo de  $360^\circ$ , solo se emplean aproximadamente  $270^\circ$  debido a la relación mecánica directa del sistema.
2. **Referencia de aceleración:** generada por un pedal analógico cuya salida presenta una variación aproximadamente lineal en la región de interés. La señal se digitaliza mediante un convertidor A/D de 8 bits, con un rango de entrada de 0 a 5 V y un *offset* de 0.8 V. A partir del valor digital obtenido, y mediante los cálculos correspondientes, se determina la referencia de velocidad deseada del vehículo.

Uno de los bloques importantes del sistema es la implementación de la geometría de Ackermann, cuyas expresiones permiten determinar la velocidad final de cada rueda considerando los parámetros físicos del vehículo: distancia entre ejes, ancho de vía, radio de las ruedas, ángulo de giro y velocidad deseada en el centro del vehículo.

Finalmente, el sistema integra los bloques de modulación por ancho de pulso (PWM), necesarios para accionar los motores a través de sus inversores, así como los bloques de lógica de conmutación, responsables de coordinar la polarización de las fases según la información proporcionada por los sensores.

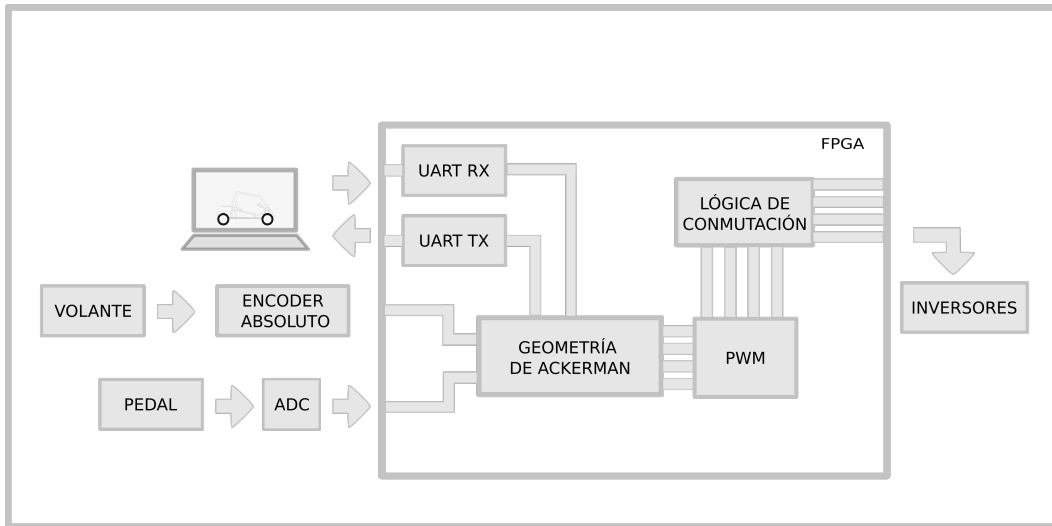


Figura 3.5: Diagrama de bloques del sistema de diferencial electrónico

El enfoque se presenta mediante la implementación de un sistema de control crucero es la adición de nuevos bloques de código que interactúan con el diferencial electrónico.

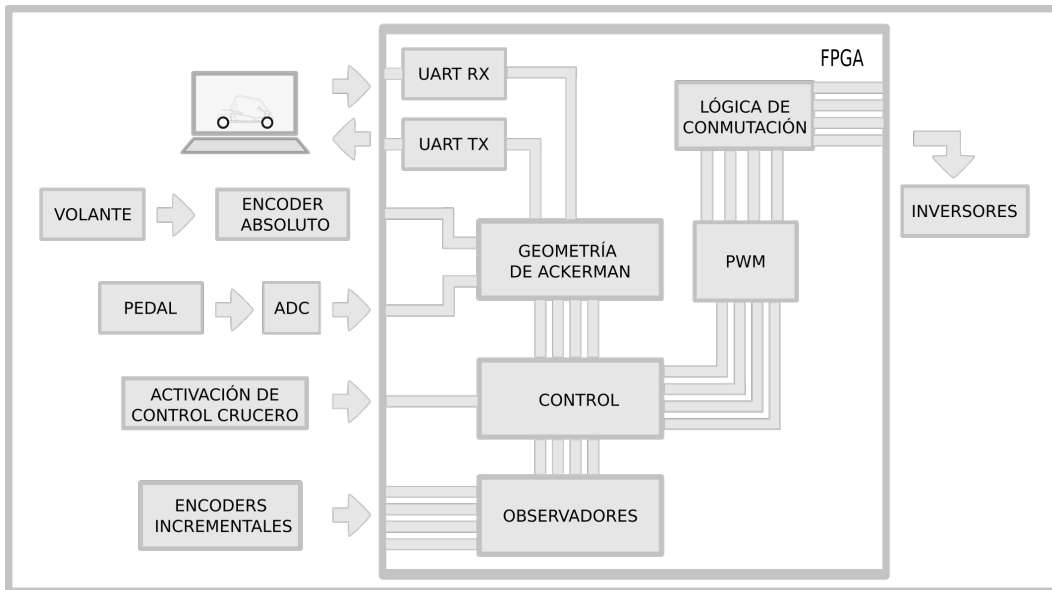


Figura 3.6: Diagrama de bloques del sistema de diferencial electrónico

# Capítulo 4

## Construcción y simulación de inversores y disipadores

El prototipo de carro eléctrico propuesto para la aplicación de un sistema de control crucero cuenta con una versión previa a esta investigación [29], en la cual se tuvo como objetivo desarrollar un sistema de tracción a partir de motores en rueda controlados electrónicamente mediante algoritmos codificados a partir de las expresiones resultantes del análisis de la geometría de Ackermann, las cuales proporcionan una relación entre el ángulo de giro de las ruedas delanteras, en este caso medido directamente del volante con un sistemas de engranes y convertido por medio de instrumentación a el ángulo necesario para las ecuaciones del diferencial electrónico. Este sistema está basado en la distribución de la velocidad a cada rueda del vehículo debido a que naturalmente al contar con distintas posiciones en cada rueda es necesario tener un radio de giro distinto, y por ende distinta velocidad.

### 4.1. Diseño de la placa de circuito impreso (PCB)

Debido a la potencia necesaria para mover el peso total del vehículo es necesario acondicionar la circuitería de los motores de la primera versión, esto se logra mediante

distintas modificaciones realizadas en la segunda versión que tiene como objetivo mejorar el flujo de la corriente a través de las líneas de circuito, aumentando la superficie de conducción que utiliza el sistema de tracción en los conectores principales de los inversores.

Para la nueva versión de los inversores se utiliza un diferente modelo de switches semiconductores de conmutación, en donde se reemplaza el anteriormente utilizado, el cual cuenta con tecnología MOSFET con modelo IRFP260M con voltaje inverso máximo de 200 V y una conducción de corriente de 50 A. En la nueva actualización se utilizan elementos semiconductores distintos de los anteriores mencionados comenzando por su principal diferencia al ser IGBTs. El encapsulado también cambia al ser TO264 a diferencia del T6247AD del anterior por lo que es un tamaño más grande que el anterior, sin embargo, la configuración de terminales es equivalente en ambos casos en cuanto a disposición y distancia, compuerta, colector, emisor respectivamente para el IGBT y compuerta, drenaje, fuente para el MOSFET. En la configuración para la tarjeta se instalaron los switches de forma opuesta y con orientación a la parte superior para dar conveniencia a la instalación de un disipador de calor de aluminio con proporciones considerablemente más grandes con respecto a la antigua versión del sistema con el fin de aumentar el rendimiento de la etapa de potencia desarrollada por medio de los inversores de corriente o controladores y el cableado de motores.

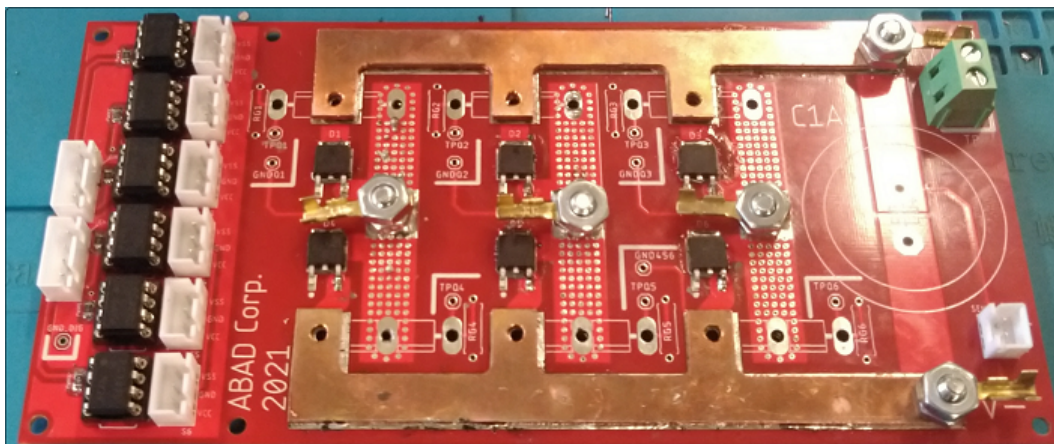


Figura 4.1: Versión actualizada de inversor de corriente

## 4.2. Ampacidad mediante la adición de placas de cobre

La ampacidad se refiere a la capacidad de carga de corriente de un conductor, es decir la corriente máxima que puede circular en un material sin exceder la temperatura optima de conducción, en esta característica influyen factores como el tamaño, el calibre y el material del conductor, el cual en este caso se trata de las pistas y cableado instalado para conducir la corriente controlada que alimenta a los motores a través del arreglo de interruptores integrados en los inversores para la conmutación de los motores. La línea que conecta a los motores con el bus de CD es identificada como la línea con mayor carga de corriente, por lo que se adapta un refuerzo para modificar el espesor de la pista con el fin de conseguir una mayor área transversal y a su vez un mejor enfriamiento del material debido a la exposición de gran parte del área superficial de las pistas al ambiente de convección natural.

El aumento en el tamaño de la pista se logra elevando el espesor del material manteniendo un ancho relativamente bajo tomando en consideración las proporciones del conjunto inversor-disipador, por lo cual el diseño de la placa de circuito sigue siendo compacto para el rango de potencia utilizada.

Se utiliza una placa de cobre sólido de espesor de 0.064 pulgadas o 1.625 mm para reforzar y mejorar las características del conductor encargado de realizar la conmutación lógica necesaria para hacer girar los motores. Se construye un arreglo de perfiles diseñados a partir de las medidas originales utilizando un software de dibujo asistido por computadora, en el cual se trabaja con una medida de placa de cobre de 4 x 6 pulgadas, agrupándolas en dos juegos de perfiles de vía de circuito por placa como se muestra en la imagen 4.2

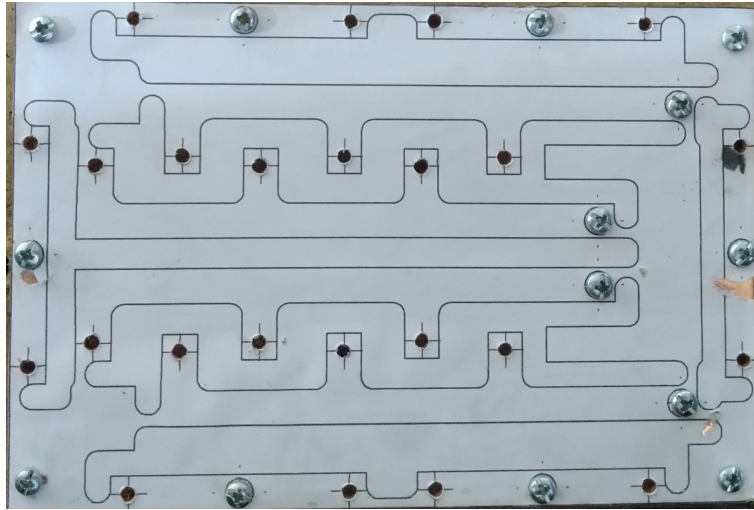


Figura 4.2: Impresión de perfiles para maquinado de piezas

Los perfiles necesarios se obtuvieron a partir de un proceso de maquinado mediante CNC, creando una base de sujeción de madera para mantener la placa de cobre mediante tornillos a la plataforma de la máquina. Se fabricaron los perfiles en una misma trayectoria de corte para posteriormente ser separados manualmente para la instalación. La placa de circuito se acondicionó para integrar los refuerzos de cobre por medio de soldadura a las pistas previamente diseñadas con caras descubiertas. Se agregaron perfiles a las pistas superiores y los puntos de unión inferiores, reforzando las conexiones entre capas de estas mismas mediante la adición de soldadura a través de los agujeros pasados.

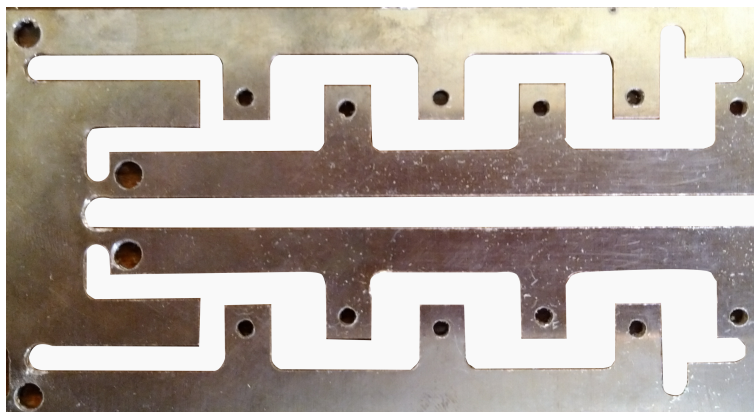


Figura 4.3: Perfiles de cobre maquinados en CNC

Por último la placa de circuito impreso es soldada en conjunto con los IGBTs utilizados para la nueva versión

### 4.3. Reacondicionamiento y adición de módulos de fuentes

A diferencia de la primer versión de los inversores de corriente [29], la etapa de alimentación de los optoacopladores para la conmutación de los switches no se incluye en el diseño de la placa de circuito debido a que parte del objetivo del diseño reside en hacer un sistema más compacto y menos complicado. Así se diseña un módulo extra para la administración de la energía de alimentación para cada elemento de potencia, por lo que se recurre a realizar una placa de un arreglo de fuentes conmutadas de forma modular y compatible con el régimen de alimentación de la etapa de electrónica.

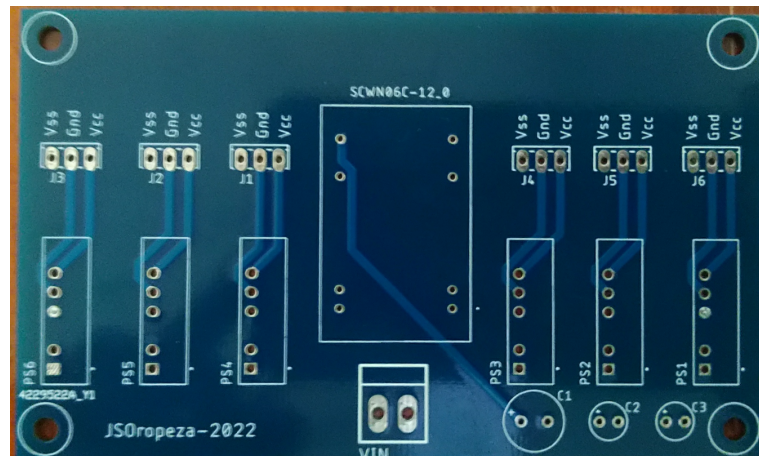


Figura 4.4: Módulo de fuentes para inversor de corriente

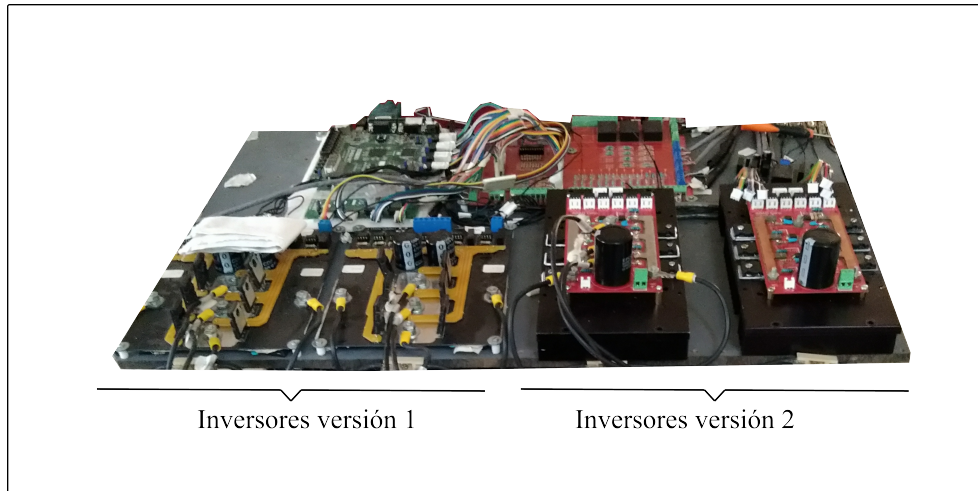


Figura 4.5: Actualización de inversores de corriente

#### 4.4. Análisis del disipador de calor en inversores

Para contribuir al mejor desempeño de la reconstrucción de la electrónica de potencia, se integran disipadores pasivos hechos en aluminio maquinado, con una configuración rectangular de 24 aletas de 2 mm en un extremo y una base sólida plana de aproximadamente 8 mm. Los IGBTs se colocan directamente a la cara plana del disipador mediante una película de compuesto térmico a base de silicio, de igual forma se utilizan elementos de conmutación con encapsulado To-264 que permiten una mayor área de contacto comparado con el encapsulado anterior To-247.

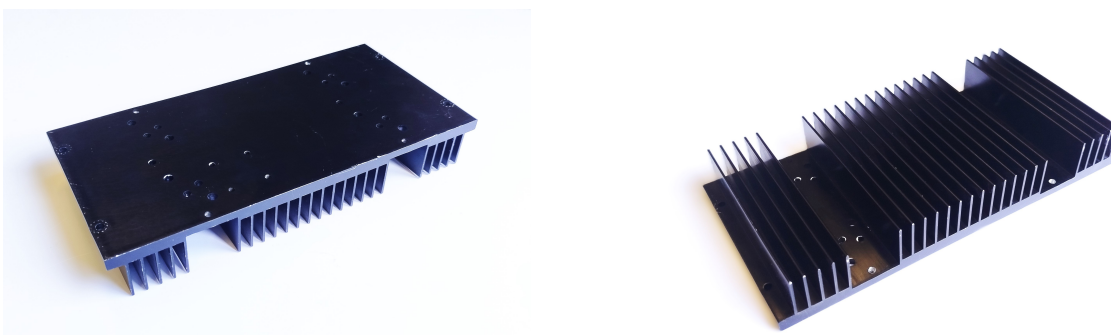


Figura 4.6: Vista superior e inferior del disipador de temperatura

Se construyó el modelo 3D del disipador utilizando mediciones realizadas directamente en el prototipo, se añadieron los materiales adecuados y coincidentes en el

programa de simulación. El modelo utilizando los semiconductores, las películas dieléctricas, los separadores y el propio disipador se muestra en la Figura 4.7. Cabe mencionar que el modelo cuenta ya con la asignación de materiales y parámetros iniciales.

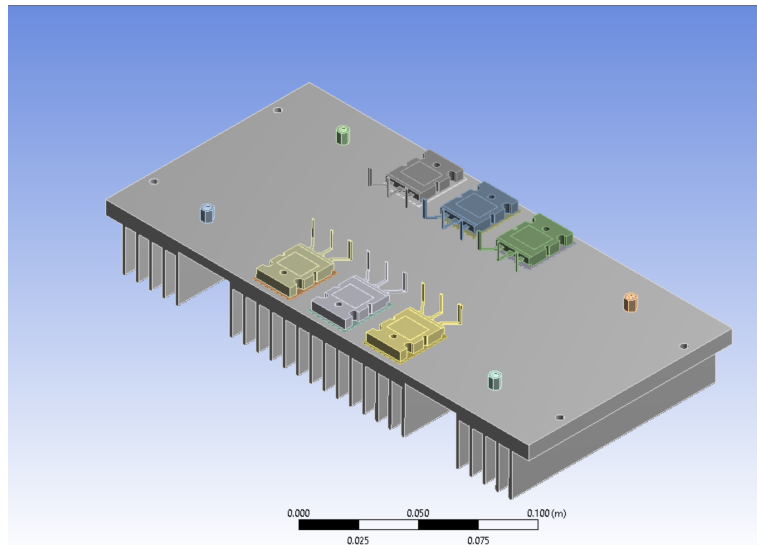


Figura 4.7: Modelo 3D de disipador de temperatura e IGBTs

A continuación, se muestra la Figura con mallado de un milímetro que se utiliza para el análisis térmico en estado estacionario realizado mediante el software Ansys<sup>®</sup>. El tamaño de la malla permite tener una aproximación suficiente con respecto a un mallado de elementos más pequeños, puesto que los resultados del ensayo son muy similares en ambos casos.

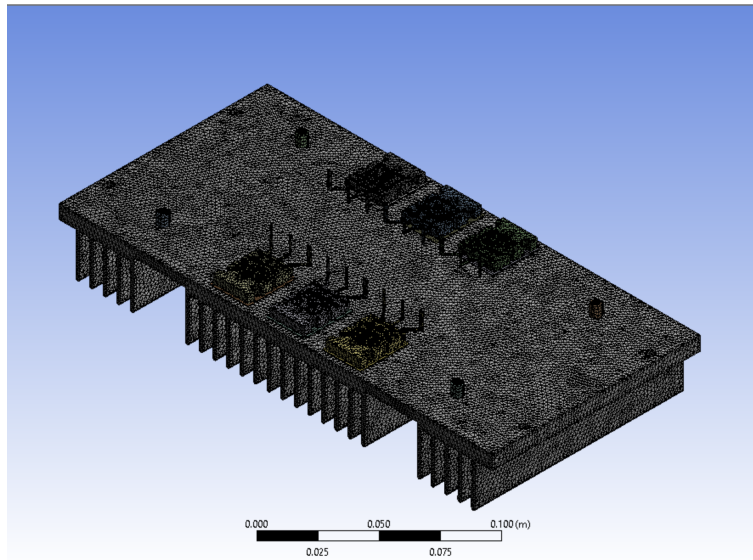


Figura 4.8: Modelo 3D de disipador con mallado de 1mm

En cuanto a la simulación de la temperatura en estado estacionario, se consideraron las siguientes características:

- El disipador tendrá transferencia de calor con el aire mediante convección.
- La temperatura inicial del aire es de 27°C.
- El calor es aplicado directamente sobre el cuerpo de los semiconductores, siendo el material cobre.
- Se aplica una rampa de temperatura que empieza de los 22°C, a 80°C, siendo 22°C la temperatura promedio del disipador en temperatura ambiente y 80°C la temperatura máxima de funcionamiento del IGBT
- El coeficiente de película del aire es de  $5 \frac{W}{m^2 \cdot C}$

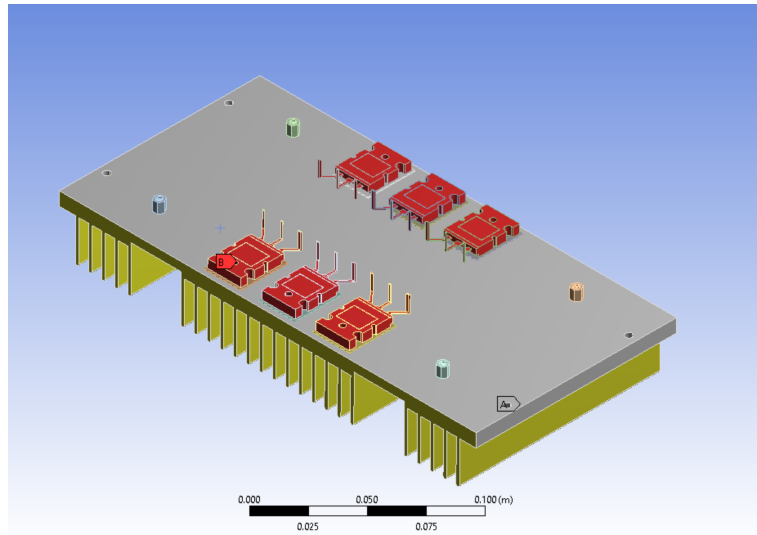


Figura 4.9: Superficies afectadas por la aplicación de calor por convección

En la Figura 4.9 se muestran los colores correspondientes a las características del ensayo, comenzando con la aplicación de calor en los elementos semiconductores en el rango de  $22^{\circ}\text{C}$  a  $80^{\circ}\text{C}$  (color rojo), así mismo se coloca la lamina dieléctrica entre el IGBT y la superficie del disipador (varios colores), colocando como material las propiedades del compuesto de silicio. Por otro lado se colocaron las aletas y la cara inferior del disipador como área de transferencia de calor por medio de convección (color amarillo). Por último se agregaron los separadores de la placa de circuito impreso hechos de latón.

En la Figura 4.10 se aprecia el resultado de la simulación, considerando una temperatura máxima de  $80^{\circ}\text{C}$ , la cual, como se podría esperar, se concentra en el área correspondiente a la utilizada por las laminas dieléctricas que a su vez están en contacto con los IGBTs, que son la fuente de calor. Cabe mencionar que en práctica, es posible que tres de los semiconductores tiendan a calentarse más debido a que el tiempo de conducción en los switches de la parte superior reciben una modulación por ancho de pulso, mientras que los de la parte inferior se mantiene con una estado digital, sin embargo, para fines prácticos se consideran las temperaturas iguales.

La temperatura mínima en este caso es de  $75.5^{\circ}\text{C}$ , y se encuentra en ambos extremos del disipador, teniendo así un gradiente de aproximadamente  $4.5^{\circ}\text{C}$  en la extensión del disipador, por lo cual, al tratarse de material de aluminio y la configuración rectangular

con aletas, la disipación de la temperatura se realiza de forma adecuada.

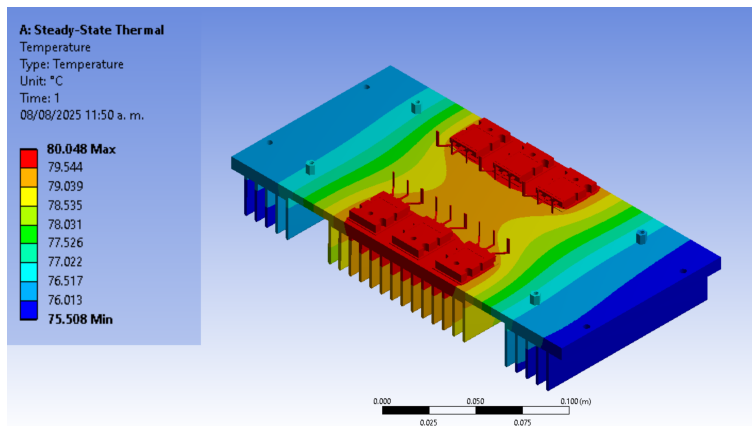


Figura 4.10: Distribución del calor en el disipador

A continuación se muestran las vistas superior y frontal, en donde se aprecia la distribución del flujo de calor y su intensidad. Como se observa, el flujo de calor cuando el aluminio se encuentra disipando se concentra en su mayoría en la parte media que se aproxima a la orilla, sin embargo, a pesar de que el disipador podría cumplir incluso con menos área es recomendable contar con las medidas sobredimensionadas para asegurar un funcionamiento eficaz y contar con un margen de seguridad mayor.

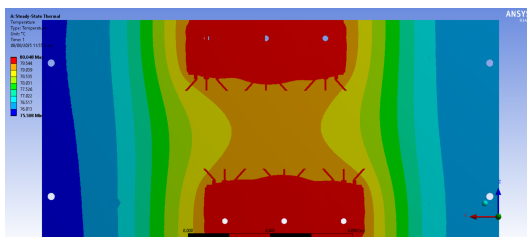


Figura 4.11: Distribución del calor en vista superior

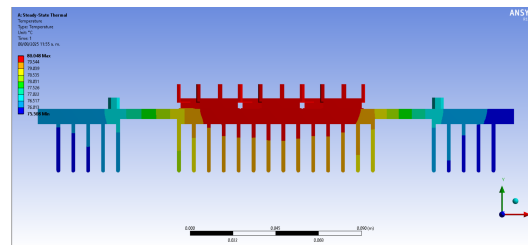


Figura 4.12: Distribución del calor en vista frontal

# Capítulo 5

## Resultados

### 5.1. Resultado en simulaciones del motor BLDC

Antes de controlar el motor BLDC en rueda de 2 kW, para la aplicación de control crucero, es necesario conocer las características de su modelo para acotar el rango de velocidades y pares de carga adecuados para trabajar bajo la ley de control por ADRC. Esto debido a la necesidad de contar con un margen en la entrada de control para rechazar las perturbaciones en velocidad continua y así mantener la velocidad de manera exitosa.

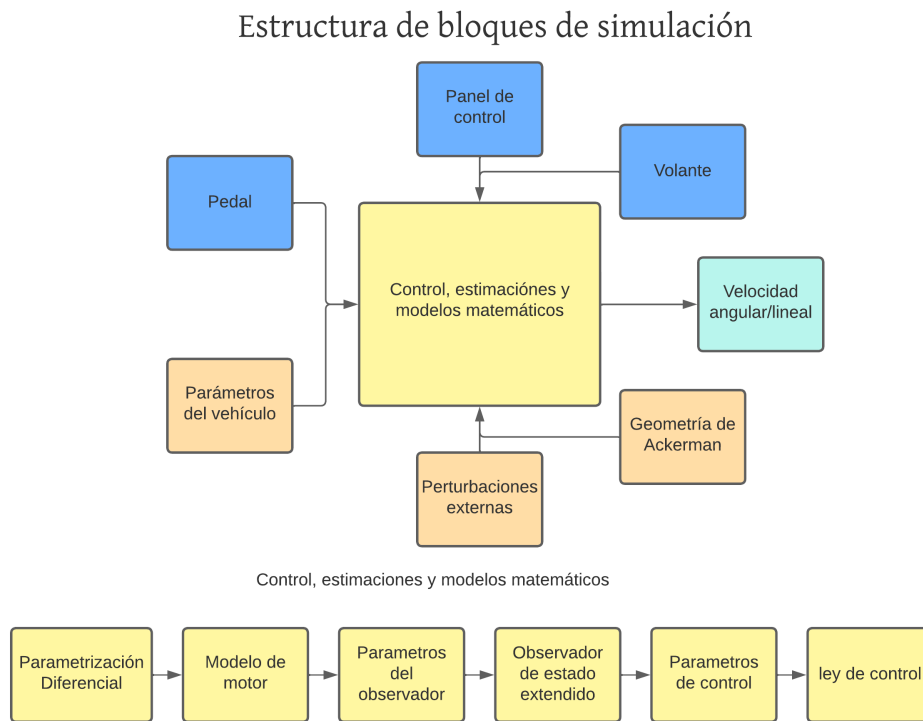


Figura 5.1: Diagrama de bloques de simulación

El fabricante proporciona datos básicos para este motor, por lo cual se sabe el rango de voltaje, en este caso, un rango de 48 V a 96 V, siendo 72 V el voltaje nominal, mientras que la velocidad máxima en  $Km/h$  proporcionada es de 55, tomando en cuenta las dimensiones de la rueda acoplada, contando con un rin de 14 pulgadas de diámetro, correspondientes a de 285mm de radio, o dicho de otra forma con una velocidad de aproximadamente 511 rad/s, aplicando una carga para conocer el par que soporta a velocidad nominal se tienen las siguientes gráficas, figura 5.2 y 5.3.

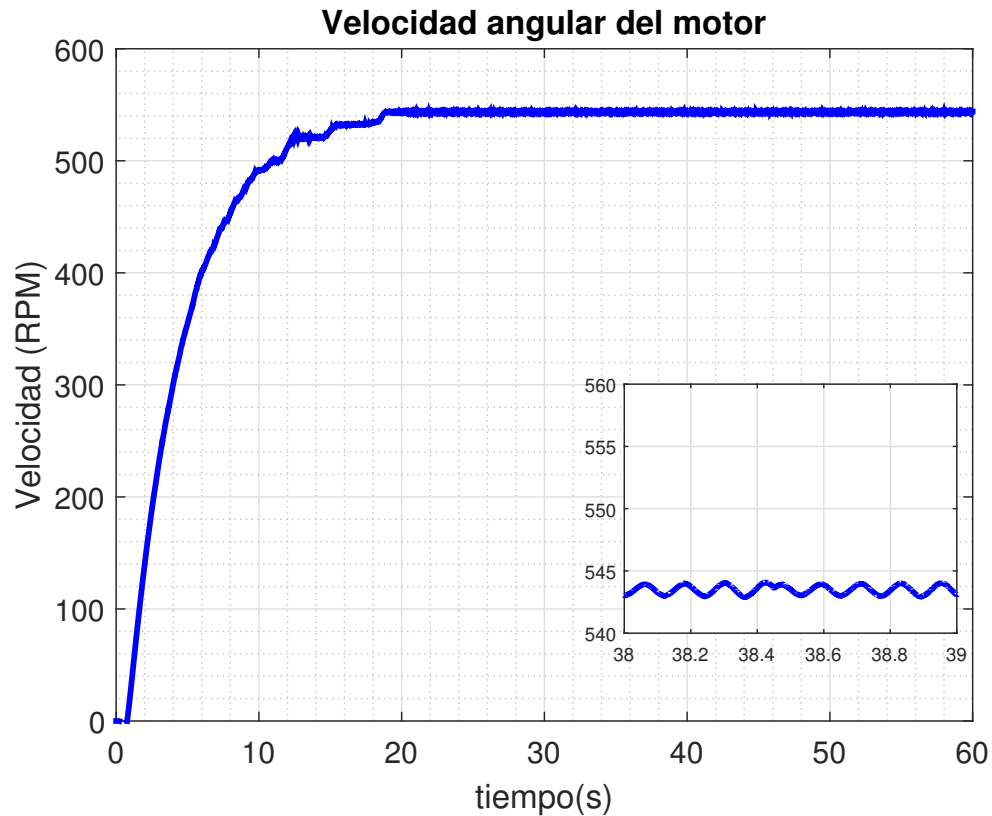


Figura 5.2: Velocidad nominal del motor BLDC a 72 volts y carga nominal de 12 Nm

Como se aprecia en la Figura 5.2, a una velocidad nominal de 540 RPM, equivalente a 55 kilómetros por hora, con un voltaje nominal de 72 volts, soporta un par de carga de alrededor de 12 newton-metro, por lo cuál este dato es el valor nominal aproximado del par de torsión del motor. Por otro lado se conoce que la potencia máxima es de 2000 Watts, la corriente máxima de 20 A. Con esta información se obtiene el par máximo resultando al rededor de 50.9 Nm y alimentando el motor con el voltaje nominal de 72V, resultando una velocidad baja en carga máxima.

Por lo tanto, para fines prácticos, se busca obtener un rango de velocidades a las cuales sea necesario utilizar un par de carga menor al par máximo identificado, por lo que las pruebas se realizan en el intervalo de 20 a 25 km/h, lo cual permite contar con un margen de potencia en los motores al estar por debajo de los casi 34 km/h que se tienen a disposición el desarrollo de la carga máxima.

Al realizar la prueba de carga en el motor, se identifica que al llevar el par a 50 Nm, la

velocidad que desempeña el motor se mantiene al rededor de 34 km/h, como se muestra en la Figura 5.3

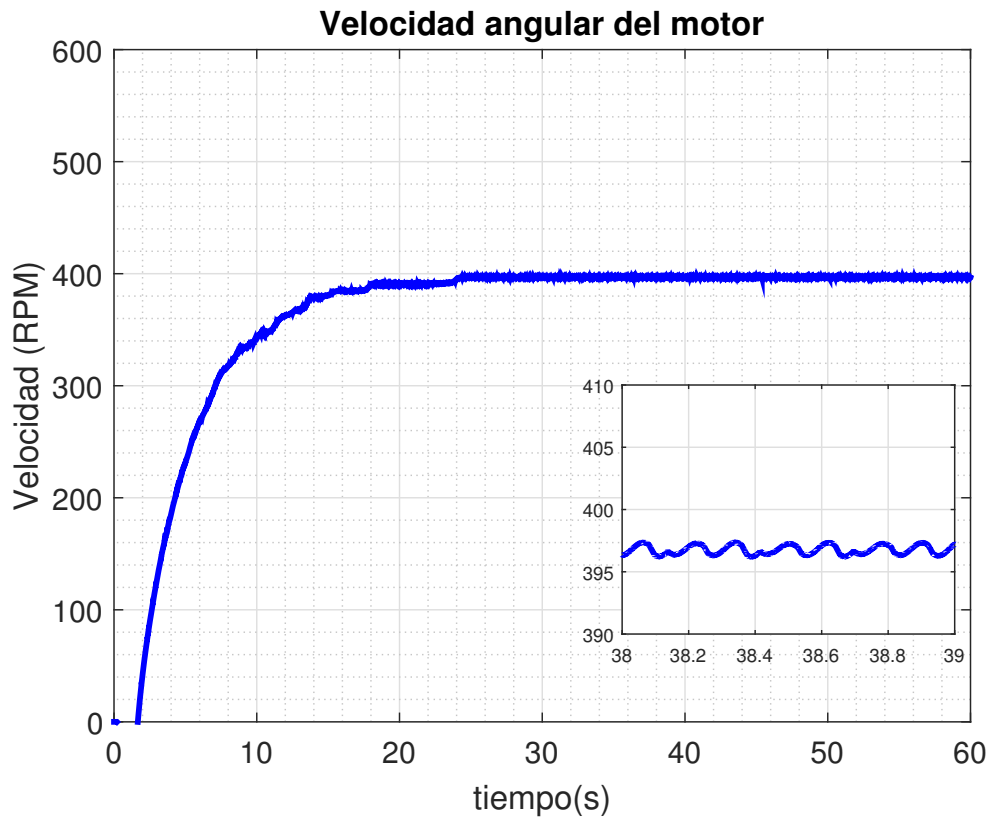


Figura 5.3: Velocidad del motor BLDC a 72 volts, carga máxima, a una potencia de 2000W

Con estos resultados se conoce un rango de par del motor que se puede utilizar para aplicar una ley de control por rechazo activo de perturbaciones. Cabe destacar que existen variaciones en el cálculo del modelo real del motor, esto debido a que se realizaron experimentos a partir de mediciones de inductancias, corrientes y voltajes por medio de instrumentos de medición para calcular los coeficientes restantes y caracterizar el modelo en simulación.

El control de velocidad crucero de estas pruebas se opera al rededor de 25 km/h por lo que existe un par máximo disponible para rechazo de aproximadamente 50 Nm, lo cual acota la magnitud de la perturbación inducida al motor a través de la pendiente del camino.

## 5.2. Simulación de control crucero

En esta sección se realiza la simulación del sistema controlado. Se comienza por realizar dos enfoques principales, uno cuando el control de velocidad es intrínseco al vehículo, y por tanto se necesita partir desde el reposo y realizar el arranque del motor con carga, por otro lado se tiene el enfoque convencional, mismo que se aplicó en este sistema y el cual consiste en realizar el control de velocidad con el vehículo en marcha, es decir, activar el control una vez que los motores se encuentren girando, por lo que es necesaria la lectura constante del valor de velocidad actual para detectar los cambios debido a la aceleración cambiante del conductor.

Para este segundo enfoque es necesario realizar el cálculo de la referencia de velocidad, por lo que, al tratarse de una referencia específica y dependiente directamente de la velocidad actual, se realiza mediante el monitoreo de la misma a través de encoders incrementales.

Para la activación del sistema de control crucero se necesita realizar un cambio de vía en el diagrama a bloques, y un intercambio de señales de forma digital en la implementación. A continuación se muestra un diagrama de conexiones donde se aprecia el elemento encargado de manipular la referencia de entrada o ley de control según sea el requerido.

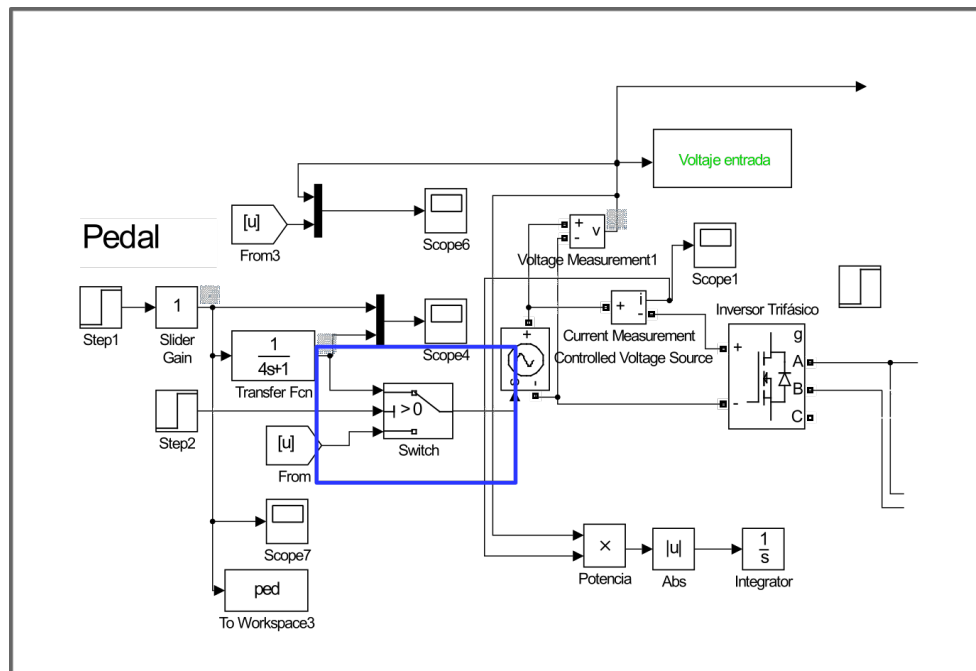


Figura 5.4: Activación del sistema de control crucero mediante un switch de una señal de control, dos entradas y una salida

Como se mencionó anteriormente, se tiene un arreglo de bloques lógicos que permiten cambiar la referencia de velocidad justo en el momento en que se activa el control. Para esto se tiene una función que recibe las posibles entradas del motor de CD, un voltaje, en este caso proporcionado por una señal proveniente de una función de transferencia utilizada para añadir un retraso al cambio de voltaje en el pedal, y por otro lado la entrada de la ley de control ( $V$  y  $u$  respectivamente).

Para esto, una vez se lleva a cabo la activación, se realiza la conmutación lógica dejando pasar a la señal de control hacia la entrada el motor a través del inversor para cerrar el lazo de control. Cabe mencionar que este evento ocurre en el momento de activación producido manualmente por el conductor y a una velocidad inicial distinta de cero y de alrededor de 20 a 25 km/h. En la Figura 5.4 se cuenta con bloques lógicos distintos que hacen la función de cambio de entradas en los motores, en este caso denotados por  $u$ , en otras palabras, es la salida del bloque de activación del control crucero "Switch". Este dispositivo funciona como un multiplexor controlado por una variable externa (activada por el conductor), que a su vez, permite el cambio de señal en su salida y por

ende llega al controlador del motor. Así mismo, la variable de velocidad es necesaria para la regulación en el control, por lo tanto, en esta parte del código de bloques, se obtiene la referencia y la propia señal de control que finalmente se canalizan hacia los motores.

Cabe mencionar que para la velocidad de referencia es necesario además de monitorear la señal, mantenerla guardada por un periodo de simulación hasta que se actualice a un nuevo valor, sin embargo, debido a la latencia de los sistemas secuenciales, la velocidad actual medida que se utiliza como referencia en el control crucero, puede ser ligeramente distinta de la última muestra medida.

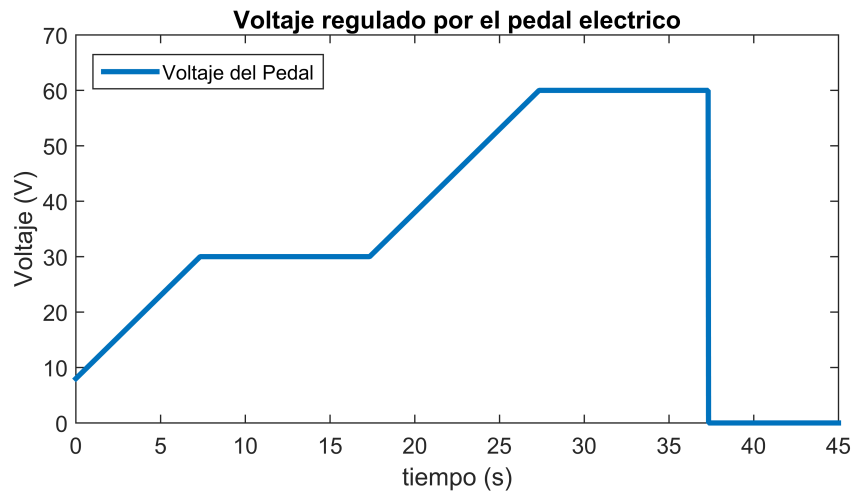


Figura 5.5: Voltaje derivado de la acción del pedal

En la figura 5.5 se muestra el funcionamiento del sistema de pedal realizando una lectura analógica de 0 a 5V, con la que se regula el PWM de cada motor por medio de los inversores, el diferencial electrónico ya implementado, la lógica de conmutación y el voltaje de alimentación general del banco de baterías de 72V.

El voltaje aplicado al motor comienza desde un umbral de 10V, el cual es necesario debido a la necesidad de romper la inercia del vehículo a partir del reposo en suelo plano (naturalmente este valor aumenta en función de la pendiente del suelo), por lo que, mientras se aplica un voltaje en aumento, el vehículo se mantiene detenido. A continuación, se comienza a subir el ciclo de trabajo del PWM de forma gradual,

hasta llegar a un equivalente de 30V, esto antes de los 10 segundos. Se simulan dos tramos de voltaje constante, el primero en 30V, y el segundo en 60V, después de una segunda rampa de aumento gradual del voltaje, para luego deshabilitar el pedal en aproximadamente el segundo 37, con lo cuál se genera una respuesta en la velocidad de los motores con un comportamiento similar.

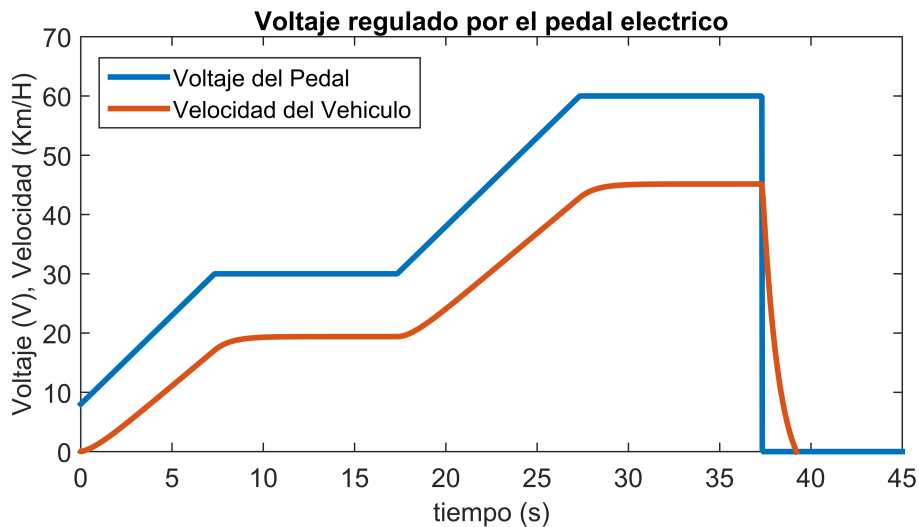


Figura 5.6: Voltaje y velocidad del vehículo

En la figura 5.6 se muestra el voltaje del pedal, en una escala conveniente a la del motor para fines prácticos, es decir con un máximo de 72 volts y la misma escala en tiempo para apreciar los cambios en las magnitudes, por otro lado se tiene la velocidad del vehículo en kilómetros por hora.

El punto de interés en este caso particular es mostrar la similitud que se encuentra entre la referencia del pedal y la velocidad de los motores girando, notándose una diferencia en el cambio de referencia en los motores, es decir, que los cambios de magnitud en la velocidad están sincronizados con los motores, sin embargo, presentan un cambio un tanto abrupto que puede derivar en tironeo a la hora de conducir o daños en los motores cuando se trabaja cerca de los límites de potencia. Es por lo anterior que para pruebas prácticas es conveniente realizar un cambio de forma suave en el pedal, para evitar sobrepasar los valores máximos de la corriente y voltaje, esto se logra agregando una función de transferencia después del pedal de aceleración y antes del controlador

de los motores, es decir el inversor con la lógica de conmutación.

Así es como, analizando la figura 5.7 se muestra el resultado de agregar una respuesta retraso a la señal para tener una referencia proveniente del pedal de aceleración suavizada. Como se puede apreciar, el voltaje del pedal de aceleración presenta cambios abruptos de magnitud, sin embargo, la señal utilizada para el motor genera transiciones menos intensas en cambios de voltaje. Esto apoya a la protección del motor y los componentes necesarios para su funcionamiento en lazo abierto, es decir, cuando el conductor controla de forma manual la referencia de la velocidad del vehículo durante la conducción.

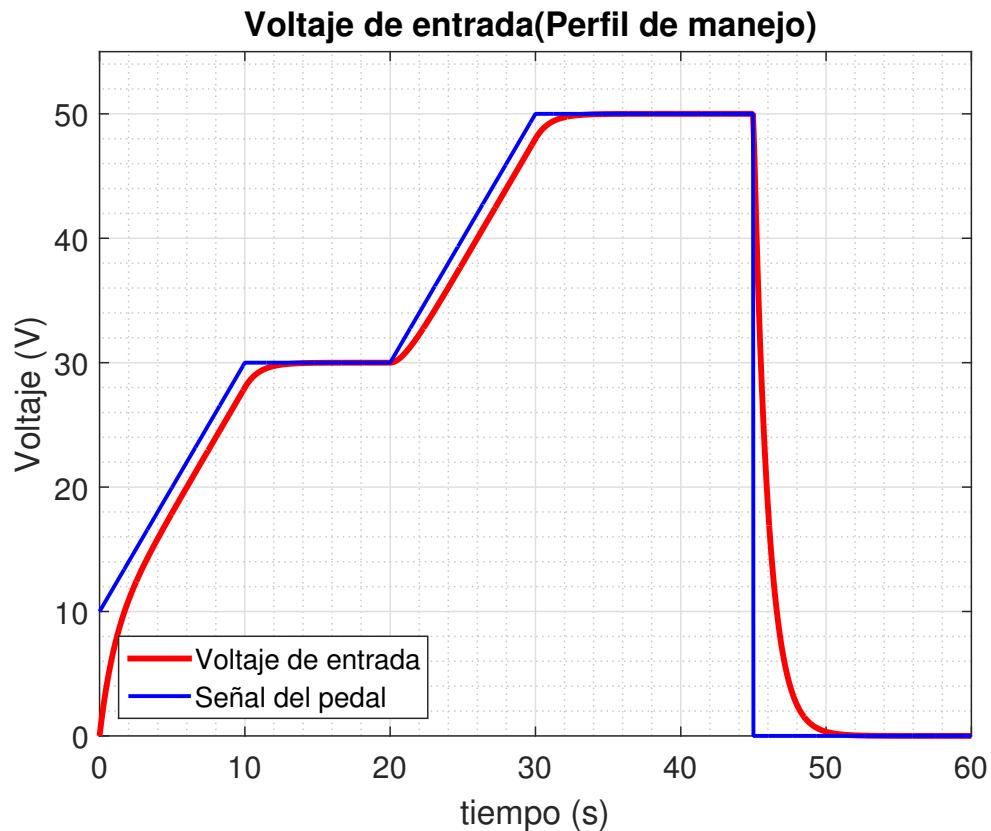


Figura 5.7: Voltaje de entrada

Por otro lado se tiene la transición del motor desde cero hasta una velocidad de 25 Km/h aproximadamente, lo cual para este caso será la velocidad normal de pruebas del control crucero. Nótese que la velocidad final establecida en el motor presenta un ligero rizo estando en lazo abierto, esto debido a la estructura y tipo de funcionamiento

propios del motor, por lo que es importante en el diseño del sistema de control crucero.

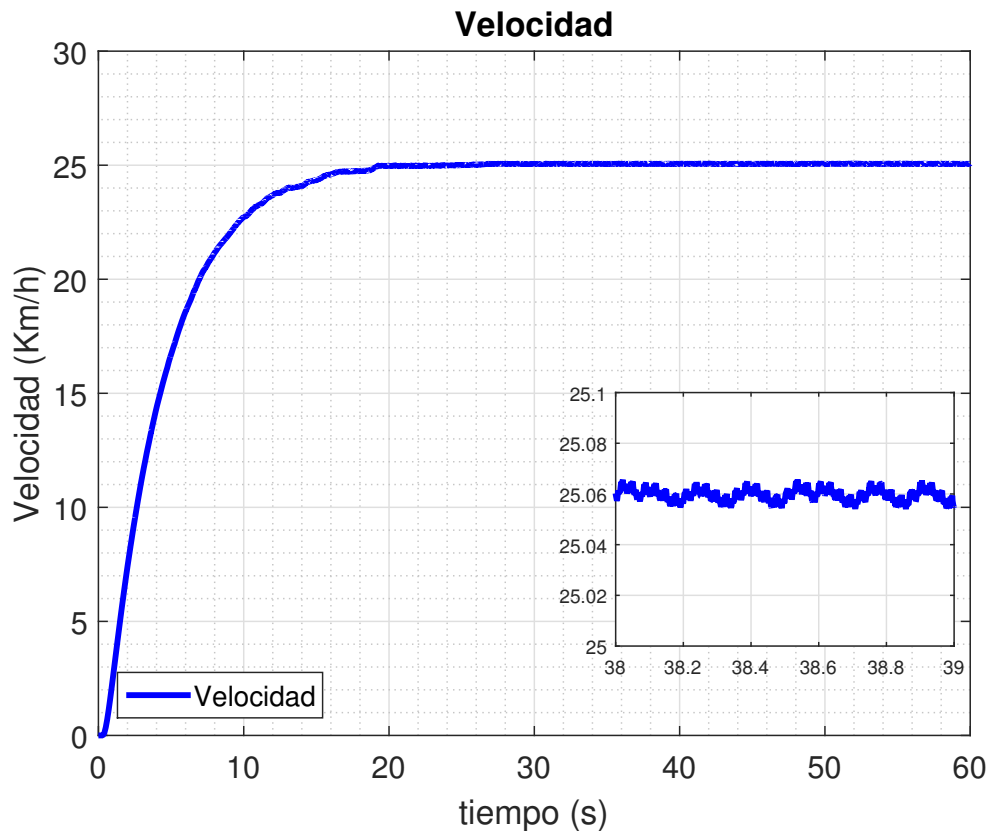


Figura 5.8: Velocidad del motor BLDC en lazo abierto

Para integrar el control crucero en el sistema del vehículo eléctrico, es necesario implementar la ley de control y utilizar el diferencial electrónico de manera coordinada. En la figura 5.9 se muestra un diagrama del sistema, donde como principal objeto de análisis se tiene el bloque de "Selector de señales", el cual es el encargado de realizar el cambio de conexión entre las señales de entrada, esto debido a que a diferencia de los bloques restantes, tiene ocho líneas de entrada y solo cuatro de salida, por lo que dependiendo del estado de activación, a decisión del usuario, se refleja en la salida el valor generado por el diferencial electrónico, o bien por el cálculo de la ley de control. Esto supone principalmente, que el cálculo del control, debe ser concurrente a la operación del vehículo en lazo abierto, implicando que las señales de control no sean retroalimentadas hasta que se cierra el lazo mediante el interruptor de control crucero.

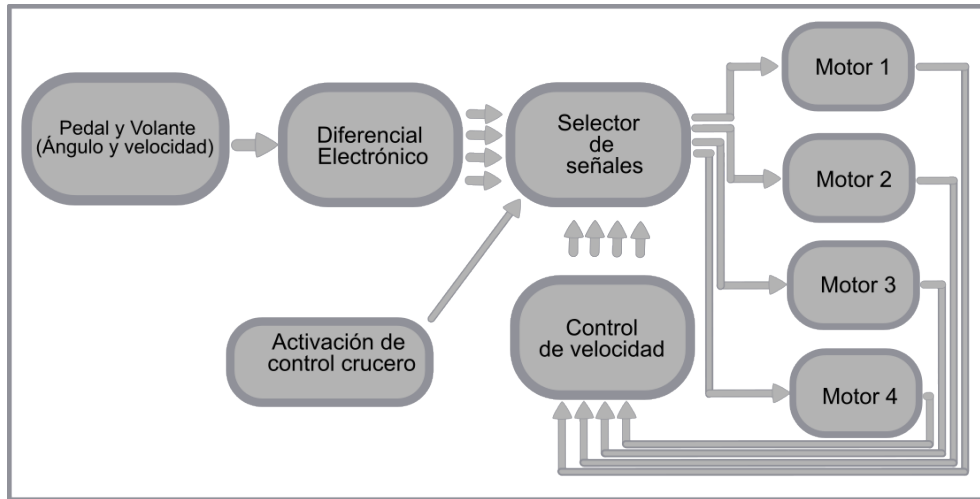


Figura 5.9: Selección de señales para lazo abierto y cerrado de los motores

Como se observa en la figura 5.10, la señal correspondiente a la ley de control presenta una forma fluctuante cuando se encuentra en espera. En los primeros 18 segundos de la gráfica se puede apreciar que el control se mantiene en un nivel bajo, esto se debe a que trata de contrarrestar la subida de velocidad del motor debido a la lectura retrasada un ciclo de muestreo (vease figura 5.8), sin embargo, cuando el motor alcanza una velocidad estable, al rededor de los 20 segundos, la señal de control se vuelve oscilante como consecuencia del rizo de la velocidad del motor BLDC.

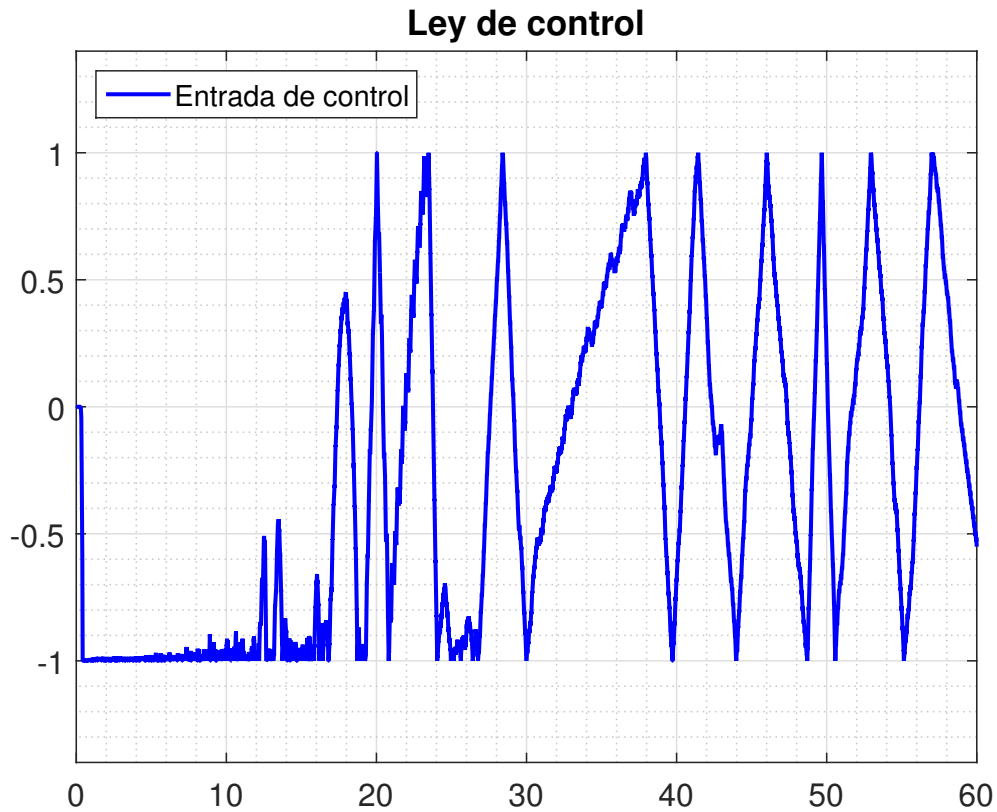


Figura 5.10: Ley de control

En la figura 5.11 se muestra la comparación de la curva de la velocidad y ley de control graficadas durante la misma prueba, mostrando el efecto que se genera sobre la ley de control retroalimentada con la velocidad actual de los motores pero sin llegar a cerrar el lazo de control. Más adelante se muestra el cambio en el comportamiento de la señal de regulación una vez se ha activado el control de velocidad crucero y las señales correspondientes llegan a los controladores de los sistemas motor-inversor.

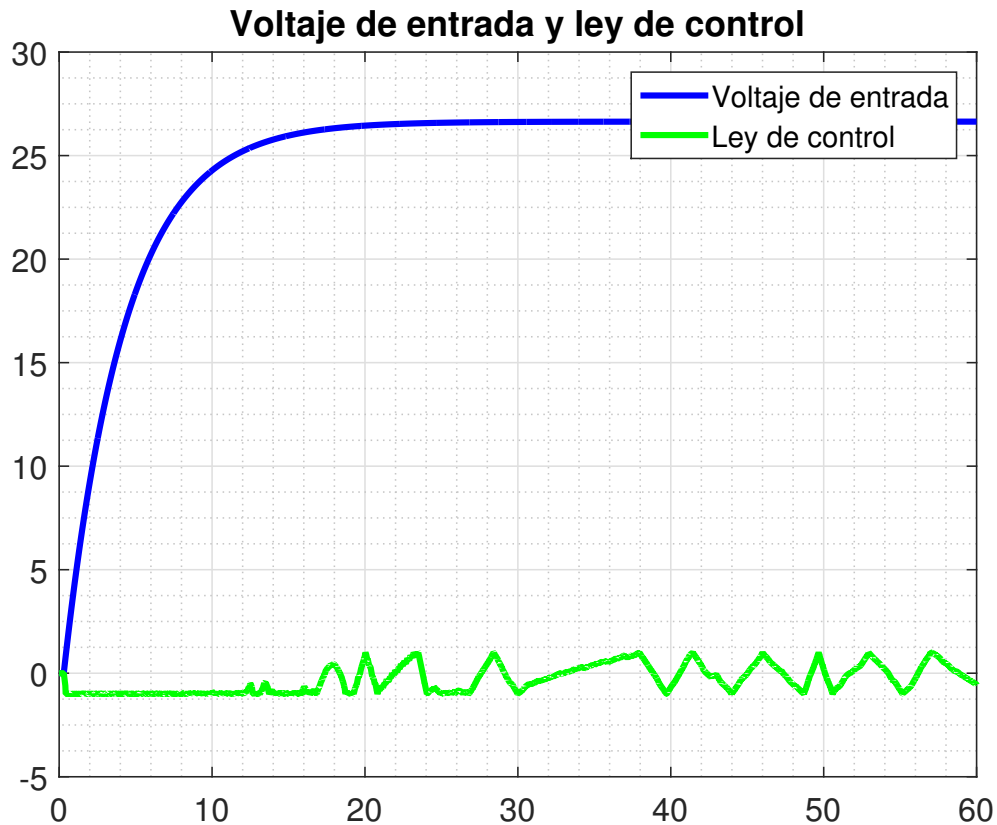


Figura 5.11: Ley de control y voltaje de entrada

Dicho lo anterior, se procede a ejecutar las pruebas de control crucero con el sistema completo contando con el control por rechazo activo de perturbaciones compuesto por un control por planitud diferencial y un observador de estado extendido. Como premisas se tiene que las pruebas se realizan en periodos de 40 segundos, las velocidades a regular serán de 10 km/h y 20 km/h. El vehículo parte del reposo, por lo que es necesario esperar unos segundos para que la velocidad suba a la necesaria para luego activar el sistema de control.

La velocidad deseada está dada por la propia medición, con la única diferencia que mientras el control crucero se activa, esta lectura se mantendrá en el último valor medido, por lo que, como se ha mencionado, la velocidad mantendrá un valor con un ciclo de muestreo de retraso, lo cual supone un valor ligeramente diferente a la velocidad real, implicando a su vez un efecto de regulación en la ley de control para corregir el error momentáneo.

En la Figura 5.12 se muestra la gráfica de la ley de control, con dos periodos de activación, el primero alrededor de los 10 segundos, mientras que el otro periodo inicia a los 26. Como se puede observar, la magnitud de la señal comienza en cero, esto debido a que la prueba comienza con los motores detenidos, sin embargo, se observa en la primer parte del periodo, hasta antes de los 10 segundos, que la ley de control se coloca aproximada al valor mínimo como consecuencia del desfase de la velocidad actual y la velocidad de referencia, aún estando todavía desconectado el control del arreglo de motores.

Una vez activado el control de velocidad crucero, la señal de control se mantiene al rededor de 0.2 en escala de 1, o bien del 20 % del total de la potencia, presentando leves oscilaciones debidas a la acción de regulación. En el segundo 18, se desactiva el control de velocidad y por ende se desacopla la ley de control, por lo que tiende a seguir oscilando y en este caso crece hasta 0.7. Una vez más se aplica una referencia más alta que la anterior desde el módulo del pedal de aceleración, haciendo llegar la velocidad del motor a 20 km/h y haciendo aparecer de nuevo el efecto de la ley de control ante un rápido incremento de la velocidad.

A continuación se aplica el segundo periodo de control mostrando un comportamiento muy similar al anterior, sin embargo, en este caso la magnitud de la señal de control se encontraba en el punto más alto, teniendo como consecuencia un sobretiro en la velocidad del motor justo antes de comenzar a regular la velocidad a diferencia del primer caso, en donde se experimentó un decremento momentáneo en la velocidad.

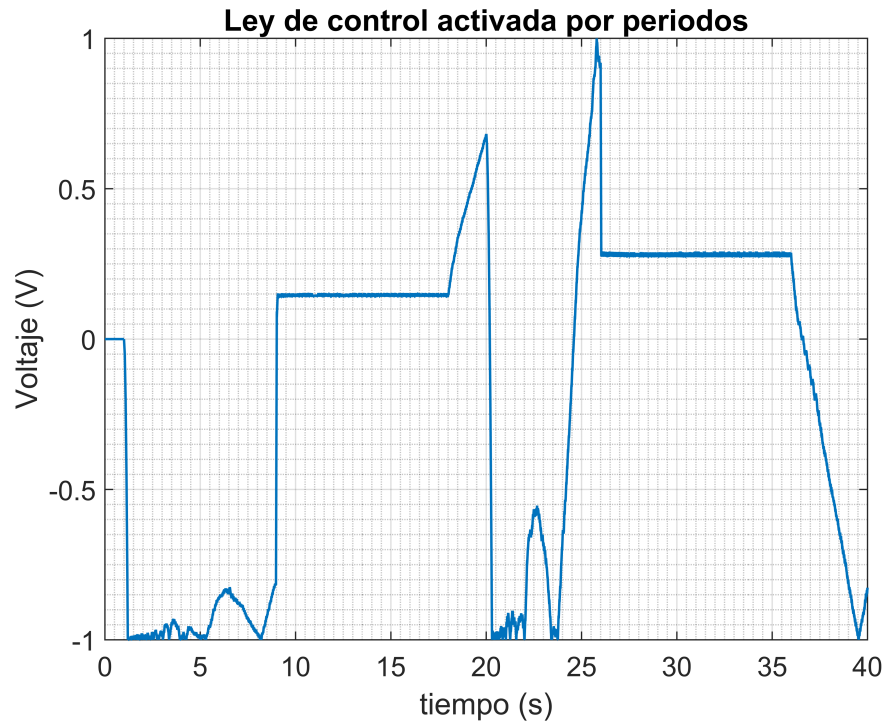


Figura 5.12: Ley de control con el sistema de control crucero activado en dos periodos

En la Figura 5.13 se tienen los valores de voltaje de entrada a los motores, así como el voltaje aplicado mediante la ley de control, dejando ver los picos de voltaje que suceden en los momentos de activación del control y cambio de señal para cerrar el lazo de control. Recordando que el sistema de redireccionamiento de las señales a los motores se encarga de generar una sola señal, por lo que, uniendo ambas gráficas dentro del mismo plano se puede apreciar una gráfica resultante complementada por ambos voltajes funcionando de manera simultánea según sea el caso.

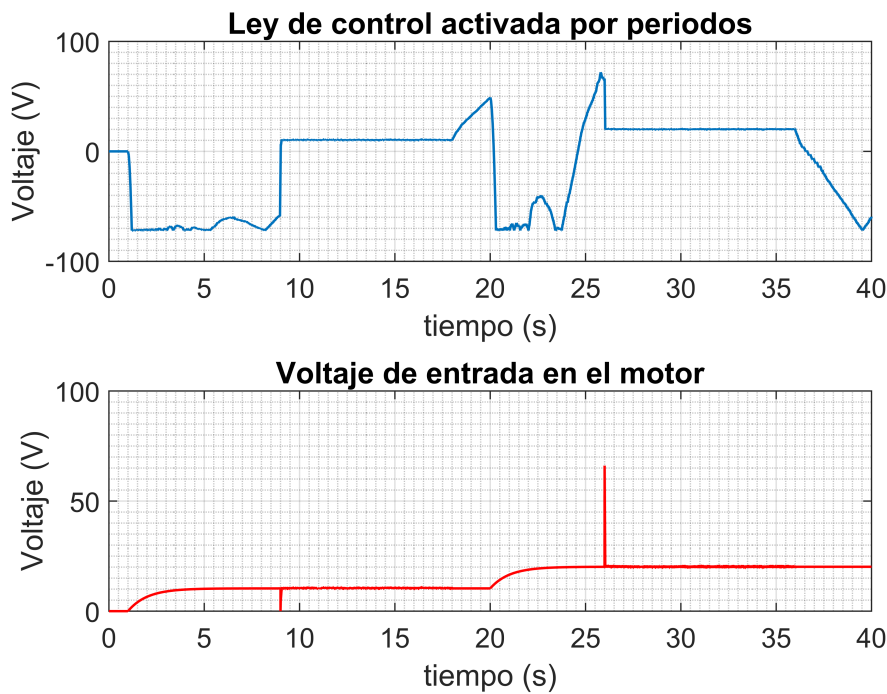


Figura 5.13: Ley de control y voltaje de entrada en los motores

A continuación, en la Figura 5.14 se puede apreciar la entrada de voltaje en el motor en función al bus entrada generado por el banco de 6 baterías en serie, es decir, de 72 V. La primer activación del control alrededor de los 10 segundos ocurre mientras la señal de control desacoplada oscila por debajo del valor de regulación necesario para esa referencia de control, por lo que, al instante de la activación la señal de entrada al motor es igual a la ley de control, dando como resultado una variación decreciente de la velocidad del sistema.

Una vez terminado el periodo de regulación alrededor del segundo 18, la oscilación de la señal de control continúa. Para el siguiente momento de activación de la velocidad crucero, la ley de control se encuentra cerca del valor máximo, por lo que, de forma similar a la anterior, ambas señales se vuelven iguales, dando lugar a que por un instante la entrada sea cerca de 72 V dando como resultado un sobretiro en la velocidad mientras ocurre la transición de regulación de voltaje para el motor.

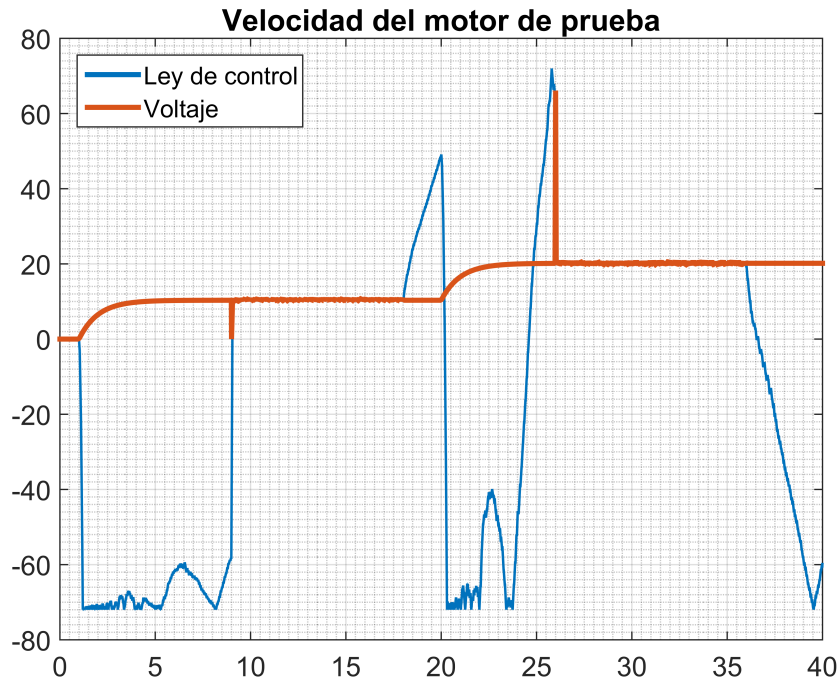


Figura 5.14: Comparación de Ley de control y voltaje de entrada

En la Figura 5.15 se puede apreciar a detalle el voltaje de regulación generado por la ley de control en la entrada de conmutación en el inversor, mismo donde se tiene un acercamiento del rizo de regulación de alrededor de dos volts en condiciones ideales.

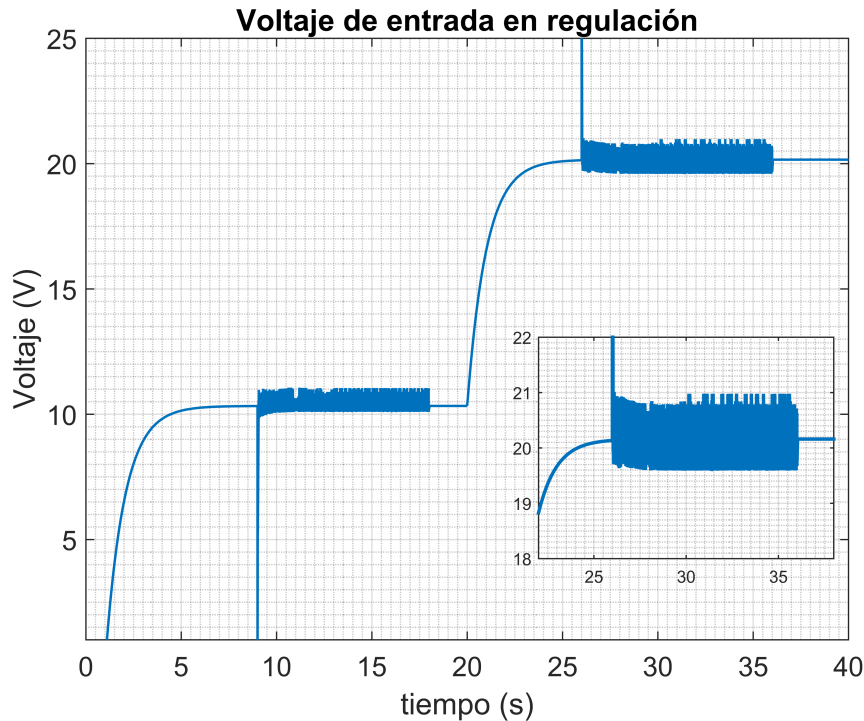


Figura 5.15: Rango de voltaje de actuación en control de velocidad

En la Figura 5.16 se observa el valor de la velocidad y la transición en los momentos de accionamiento del control crucero, dando como resultado las variaciones debido al momento de acoplamiento cuando se pasa de lazo abierto a cerrado, mismo que como se mencionó antes en el primer caso se tiene un efecto de caída de la velocidad a consecuencia de la posición de la señal de control antes de cerrar el lazo, mientras que en el segundo caso experimenta un incremento repentino de la magnitud de la velocidad nuevamente debido a la posición del control previo a encender el control por segunda vez.

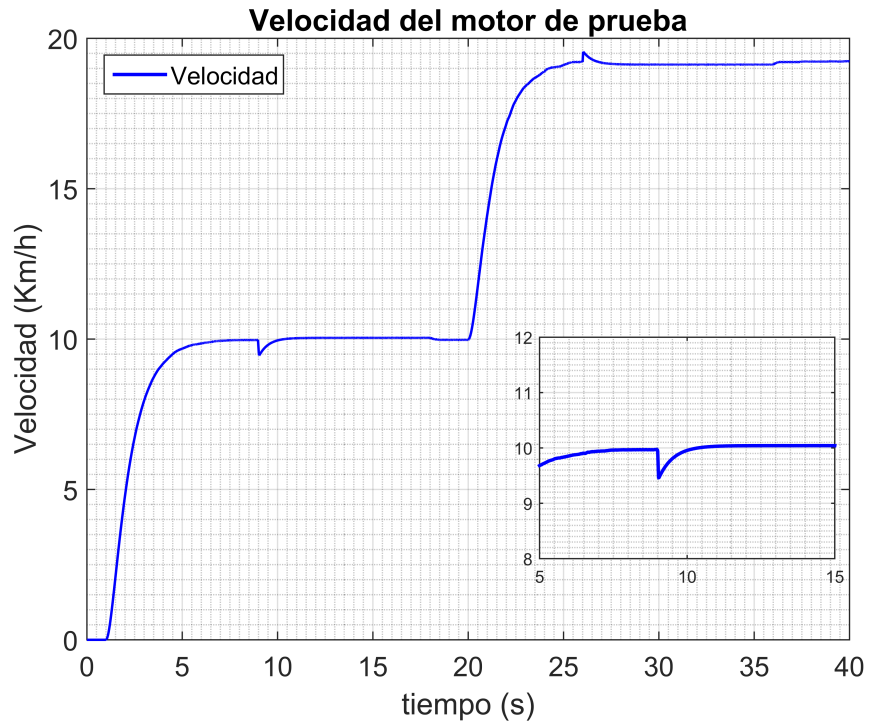


Figura 5.16: Velocidad del motor BLDC

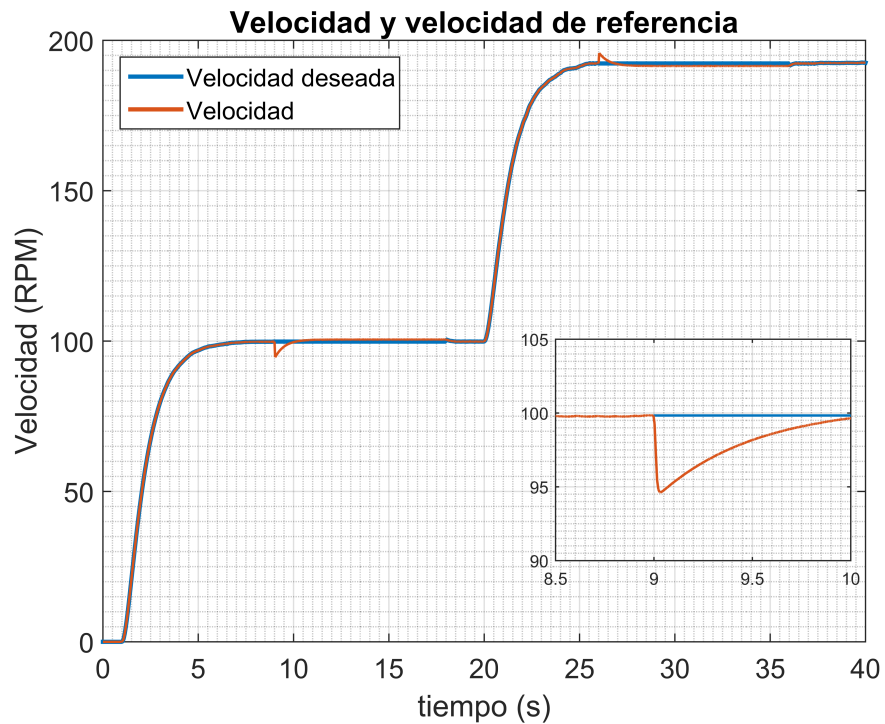


Figura 5.17: Velocidad y velocidad de referencia en pruebas de simulación

A continuación, se muestra el error de velocidad en los instantes de activación de control, identificando los picos en ambas transiciones y notando los valores máximos al rededor de las 5 RPM de decremento en el primer instante y aproximadamente 3.5 RPM para la segunda reincorporación del sistema al control además de alrededor de una revolución por minuto de error durante la regulación. El resto del tiempo el valor del error es prácticamente cero debido a que la referencia deseada y la velocidad real son reales en el instante que está desactivado el sistema de control crucero.

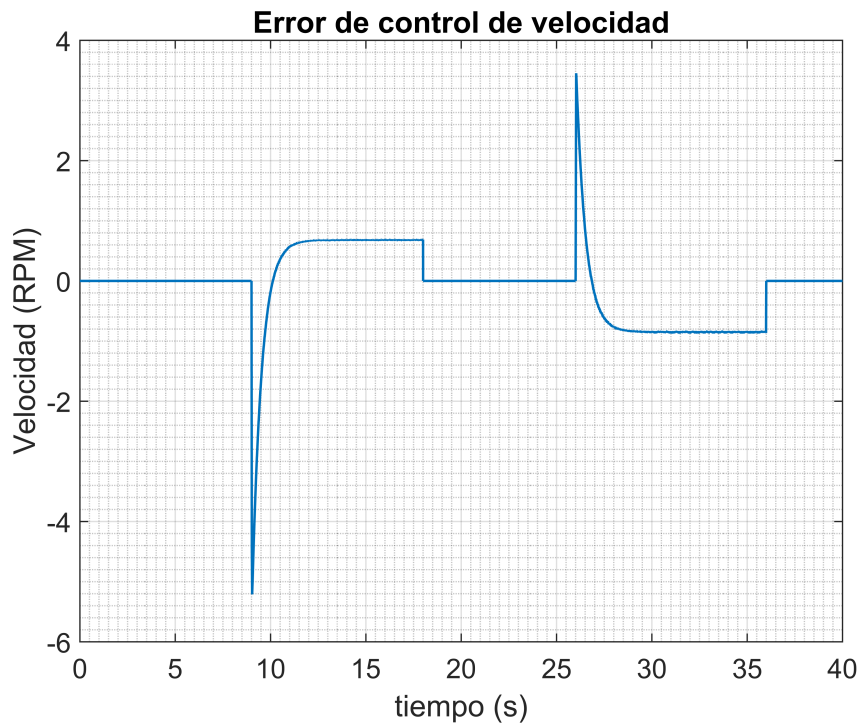


Figura 5.18: Error de velocidad en pruebas de simulación

En las figuras 5.19 y 5.20 se muestra la gráfica de velocidad estimada junto a la medida, notándose la gran similitud entre las curvas. Por otro lado se tiene la magnitud del error en la escala de RPM con menos 0.02 y hasta 0.12 para los momentos de transición del control.

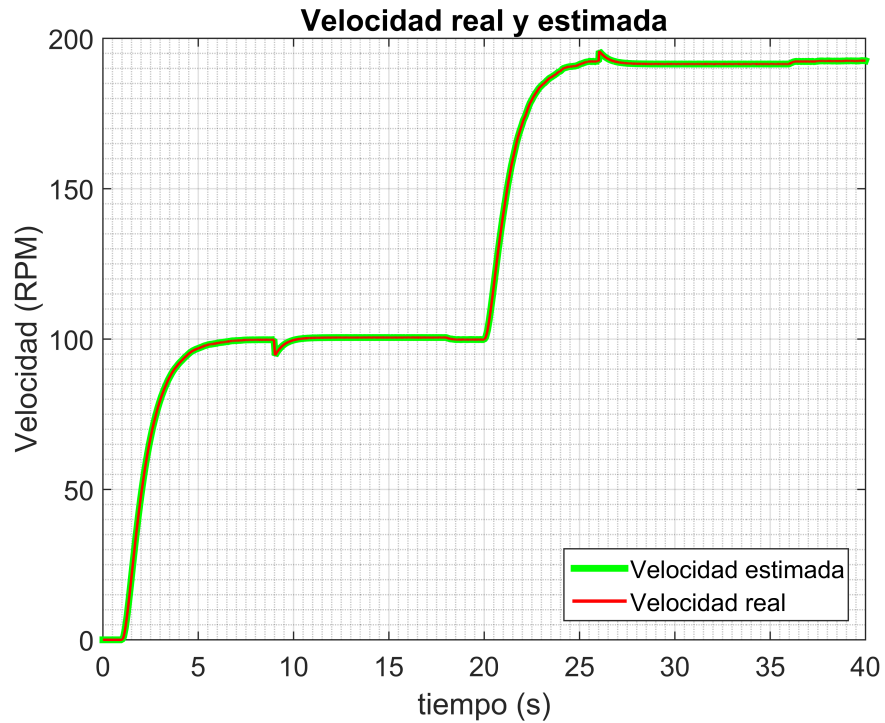


Figura 5.19: Velocidad real y estimada en pruebas de simulación

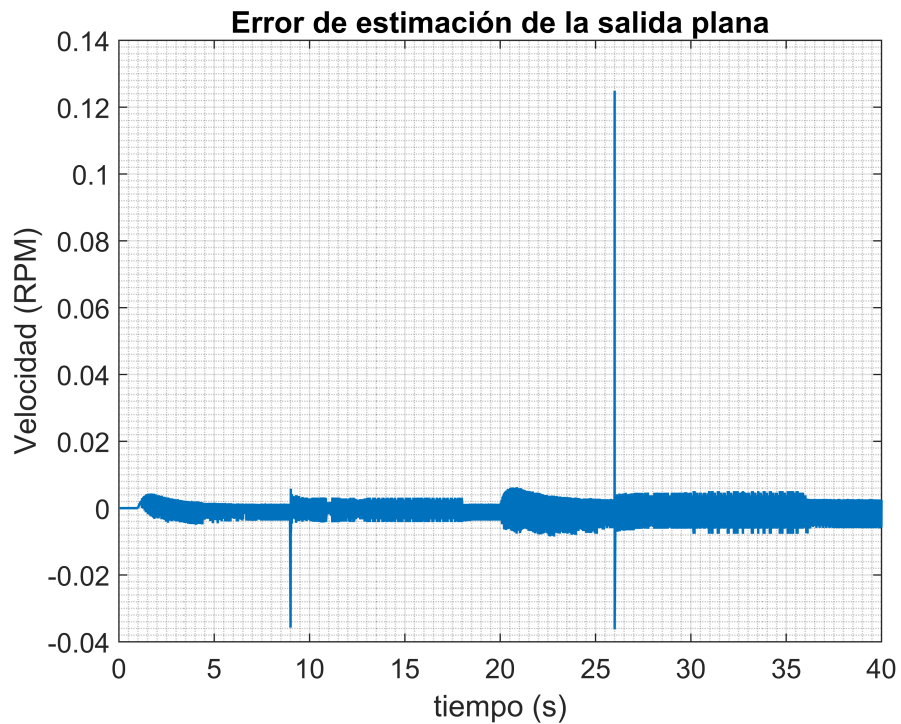


Figura 5.20: Error de estimación de la velocidad en pruebas de simulación

### 5.3. Resultados experimentales

A continuación, tomando como base las conexiones eléctricas en el apéndice A y B, se presentan las pruebas experimentales del sistema de control crucero diseñado para el vehículo eléctrico de cuatro motores en rueda, como se ha mencionado previamente se aplica la ley de control por rechazo activo de perturbaciones compuesto por un control de velocidad por la propiedad de planitud diferencial del sistema además de un observador lineal de estado extendido(LESO), donde a partir de la medición de la salida plana  $F = w$  se obtienen medidas estimadas para contrarrestar el par de perturbación incluido en la dinámica estimada de los motores.

Las pruebas se realizan de la misma forma a la presentada en los resultados de simulación anteriores, activando el control de velocidad crucero en dos momentos con distinta referencia de velocidad aproximada de 10 km/h y alrededor de 25 km/h. Los valores de las variables de interés en los sensores se obtienen a través de la interfaz desarrollada utilizando el software LabView®, donde son exportados en vectores con formato de Excel® o .txt y finalmente se crean las gráficas utilizando Matlab®.

En primer lugar se tiene la entrada principal del sistema, el pedal, cuyo accionamiento proviene directamente del usuario y por tanto deriva en una referencia de velocidad deseada en términos del ciclo de trabajo y durante la regulación de velocidad en una referencia en RPM. De manera análoga a las pruebas simuladas, el voltaje del pedal es obtenido directamente del sensor de pedal contando un valor máximo de 5V, un offset de 0.87V, y es procesado mediante un convertidor analógico-digital de 8 bits. Además se agrega una segunda señal con una dinámica de retraso a partir de una función de transferencia programada directamente en el FPGA Spartan-3e.

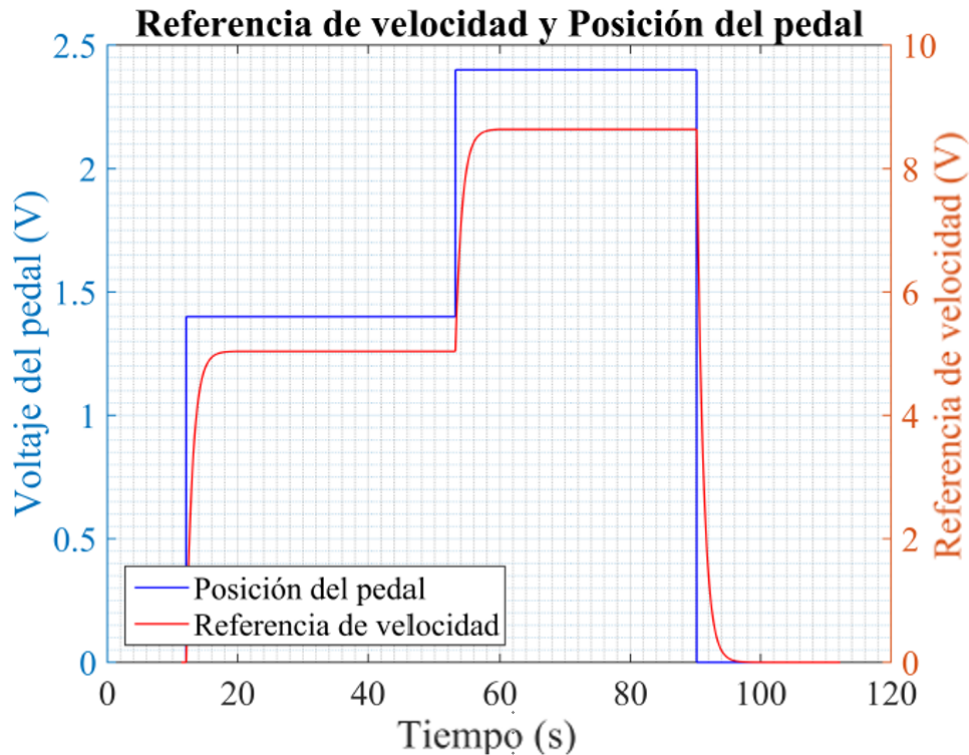


Figura 5.21: Gráfica del voltaje del pedal y la curva de velocidad de referencia

En la Figura 5.21 se muestra el gráfico de los valores del pedal y la curva suavizada para evitar sobretiros perceptibles en la conducción. Las gráficas cuentan con dos escalas diferentes, por la izquierda una escala del pedal de 0 a 5V, y por la derecha una ganancia proporcional en la entrada del módulo, para mantener un valor bajo en la salida del módulo de diferencial electrónico y así utilizarlo directamente como PWM. Como se aprecia, la diferencia de velocidad de crecimiento en magnitud de las transiciones hacia una referencia mayor, como es el caso antes de los 60 segundos, o menor a la referencia actual después de activar el control por segunda vez.

Comparando las amplitudes máximas de las curvas en el tiempo, se puede notar que basado en las escala de la gráfica, dependiendo de la magnitud del escalón de entrada aplicado por el pedal, se tiene un retraso, en este caso de alrededor de 4 segundos, perceptible en la subida de la señal de referencia de velocidad, y en la parte final donde se lleva a cero la posición del pedal y la referencia disminuye de forma más lenta y suave.

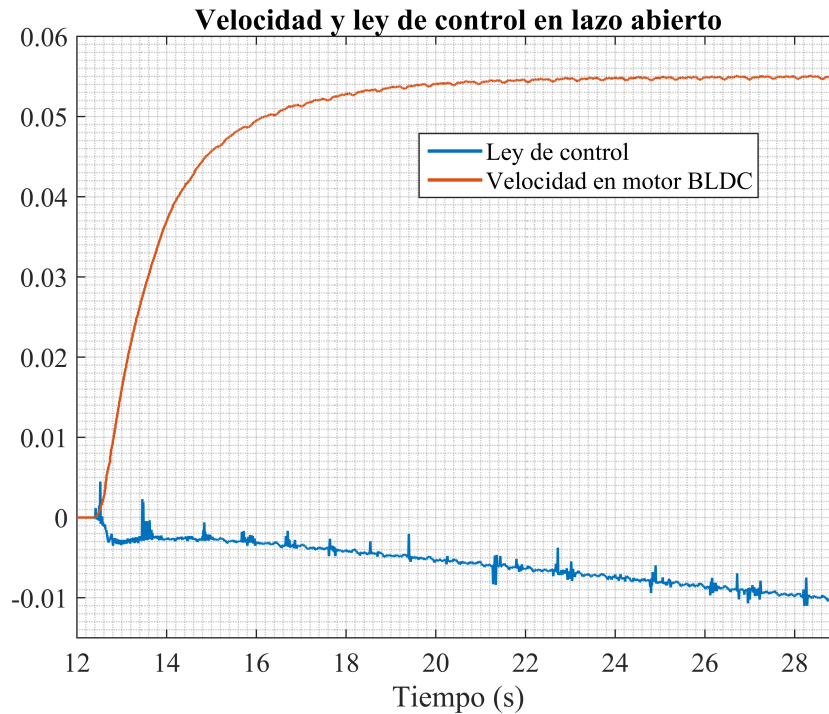


Figura 5.22: Efecto de la velocidad en la ley de control en lazo abierto

Por otro lado, de manera similar al caso de los resultados de simulación, el voltaje de la ley de control en lazo abierto reacciona ante la dinámica del sistema cuando el motor experimenta aumentos de velocidad y aceleración. A medida que cambia la magnitud de la velocidad, la señal de control disminuye, contrarrestando la diferencia de la velocidad real y la de referencia a causa de la frecuencia de muestreo como se mencionó anteriormente. En este caso, como se puede observar en la gráfica de la ley de control, la escala en la que varía la señal de control con el lazo abierto, es menor que en simulación estando por debajo de los -0.01 de ciclo de trabajo lo que se traduce como variaciones de 1% o menos, esto sucede para el caso de todos los motores teniendo ligeras variaciones debido al uso de un periodo de muestreo menor.

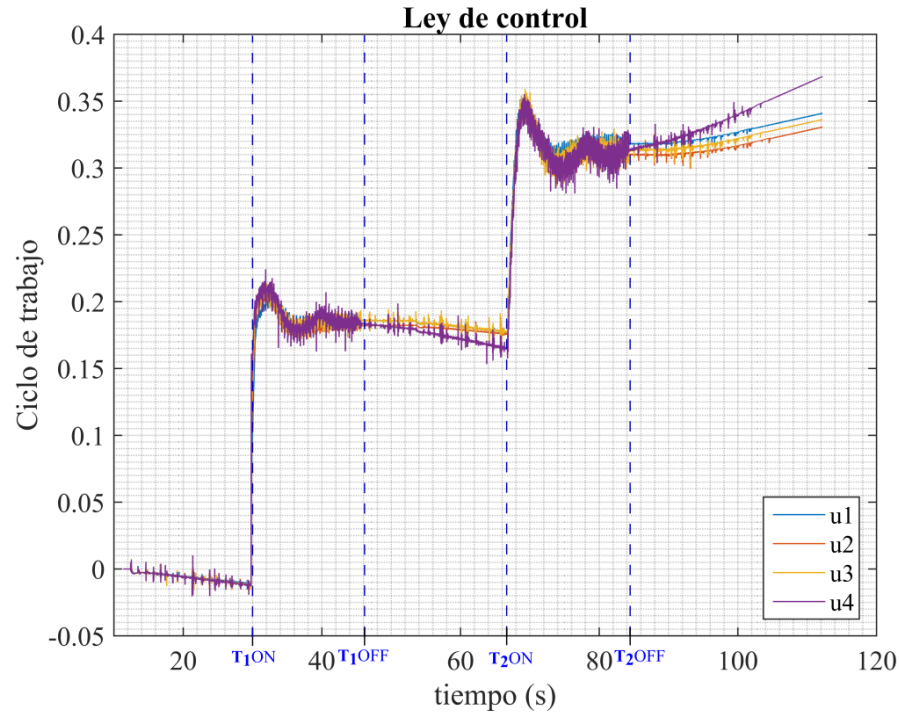


Figura 5.23: Gráfica de la ley de control durante las pruebas experimentales

En la Figura 5.23 se muestra la gráfica correspondiente a la ley de control cuando el control crucero es activado en dos periodos distintos, en el primer caso, el periodo comprendido entre 0 y  $T_1ON$ , se tiene a la ley de control en modo de espera, es decir, funcionando sin cerrar el lazo todavía y retroalimentado al algoritmo de control con los valores actuales de velocidad. En el caso comprendido de  $T_1ON$  a  $T_1OFF$  se tiene el primer periodo de activación del control crucero, en donde se observa que la ley de control tiene una respuesta inmediata para la regulación, en donde se presenta un sobretiro en los primeros segundos, sin embargo, vuelve a la acción de regulación de la velocidad de forma más constante.

En el siguiente caso, en el intervalo de  $T_1OFF$  a  $T_2ON$  el sistema de control crucero se mantiene apagado, y se puede apreciar, que en este periodo, la ley de control desacoplada inicia un comportamiento similar al primer rango antes de activar el control (de 0 a  $T_1ON$ ), donde los valores de control disminuyen lentamente a partir del último valor impuesto por la señal de control para la regulación del voltaje, a diferencia

de los resultados en simulación, en donde la señal se presenta inestable mientras está desactivado el control.

Para el caso de  $T_2ON$  y  $T_2OFF$  se tiene el segundo periodo de activación del control crucero donde, nuevamente la respuesta del control es inmediata y la diferencia del valor de la ley de control actual y la nueva necesaria para alcanzar la referencia de velocidad es menor a la del caso anterior, esta vez siendo de aproximadamente el 15 % del ciclo de trabajo total.

Del mismo modo se presenta una respuesta transitoria máxima, siendo mayor para este intervalo. Por último en el rango de  $T_2OFF$  en adelante se tiene de nuevo la ley de control en lazo abierto, sin embargo, cabe mencionar que en este caso tienen una dinámica creciente como efecto de desactivar el voltaje de los motores, al contrario de los casos de 0 a  $T_1ON$  y de  $T_1OFF$  a  $T_2ON$

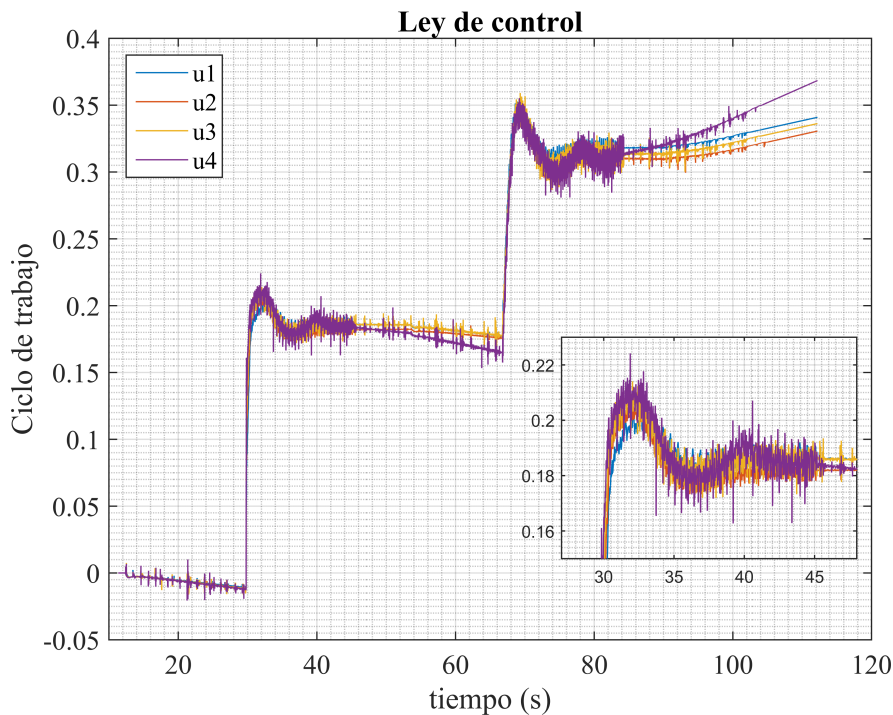


Figura 5.24: Variaciones de ciclo de trabajo de la ley de control durante las pruebas experimentales

En la Figura 5.24 se muestra un acercamiento a la respuesta máxima de la ley de control mientras se realiza la acción de regulación de velocidad, obteniendo valores

oscilantes de alrededor del 1 % del ciclo de trabajo una vez terminada la transición del sobretiro inicial.

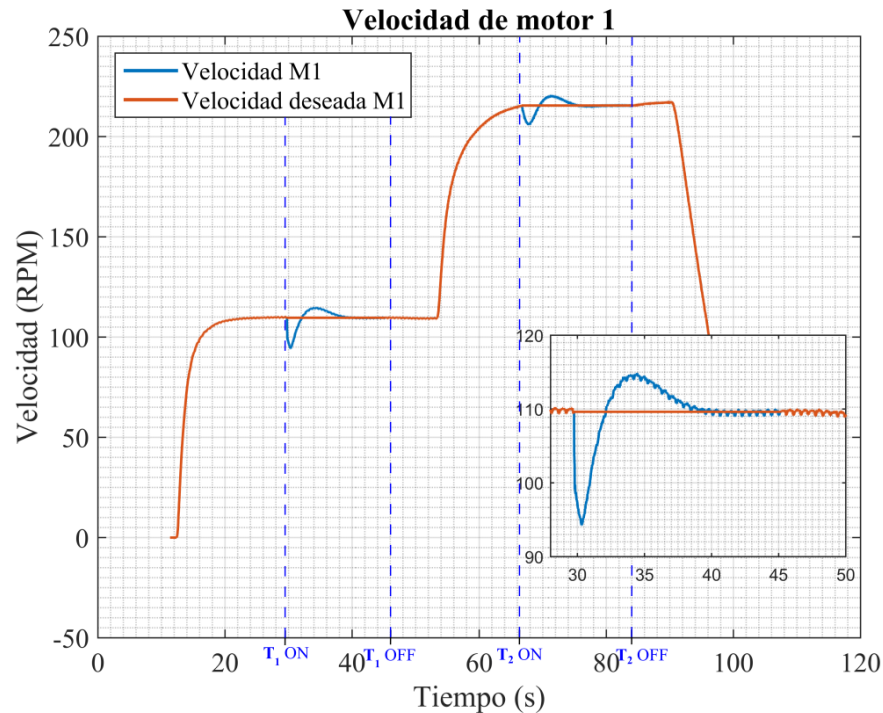


Figura 5.25: Velocidad deseada y actual en el motor BLDC 1 durante pruebas de experimentación

La gráfica 5.25 corresponde a la respuesta en velocidad del vehículo para el motor 1, se aplica el control de velocidad en dos momentos, el primero de  $T_{1,ON}$  a  $T_{1,OFF}$  y el segundo de  $T_{2,ON}$  a  $T_{2,OFF}$ . La velocidad deseada del motor para fines prácticos se iguala a la velocidad actual, esto con el fin de que siempre se obtenga la última lectura de la magnitud, teniendo únicamente un periodo de muestreo de diferencia con la velocidad real del motor, por lo que, en el intervalo anterior a  $T_{1,ON}$  ambas cantidades son prácticamente iguales y se sobreponen.

En el momento de  $T_{1,ON}$  el control se activa, y como se aprecia en la gráfica la velocidad deseada se mantiene constante, mientras que la velocidad real desciende, dando el valor máximo del error de regulación. En el intervalo de  $T_{1,ON}$  a  $T_{1,OFF}$  se muestra la transición del momento en que se activa el sistema de control, se muestra una caída en la velocidad de los motores debido a que, en el momento exacto que se conecta la ley de

control, su valor es muy cercano a cero. Este cambio en la velocidad real del vehículo es de alrededor de 15 RPM de error máximo. Después de aproximadamente 4 segundos la velocidad del sistema termina la transición del control y la velocidad deseada y la velocidad controlada convergen en un mismo valor controlado. Una vez llegado el momento de  $T_1OFF$ , el control se desacopla, quedando nuevamente en lazo abierto, sin embargo, al mantenerse el valor del pedal debido al perfil de manejo anteriormente presentado, la velocidad no se ve afectada y no se genera ninguna perturbación adicional en el sistema.

El intervalo  $T_1OFF$  a  $T_2ON$  se utiliza para cambiar la velocidad del vehículo para llevar a cabo la siguiente prueba. De forma muy similar se ejecuta el control y se genera la misma forma de onda en la transición que en el ensayo de control anterior, debido a que en ambos casos el valor de la entrada de control era inferior a la nueva necesaria, a diferencia de los valores simulados en donde al momento de la segunda activación el valor de la entrada de control se encontraba cerca del valor máximo permitido. Por último, se tiene un intervalo en donde se desactiva el control, sin generar cambios en la velocidad actual de los motores y se procede a disminuir la velocidad de los mismos para culminar la prueba.

A continuación se muestran las gráficas de los motores restantes de vehículo eléctrico.

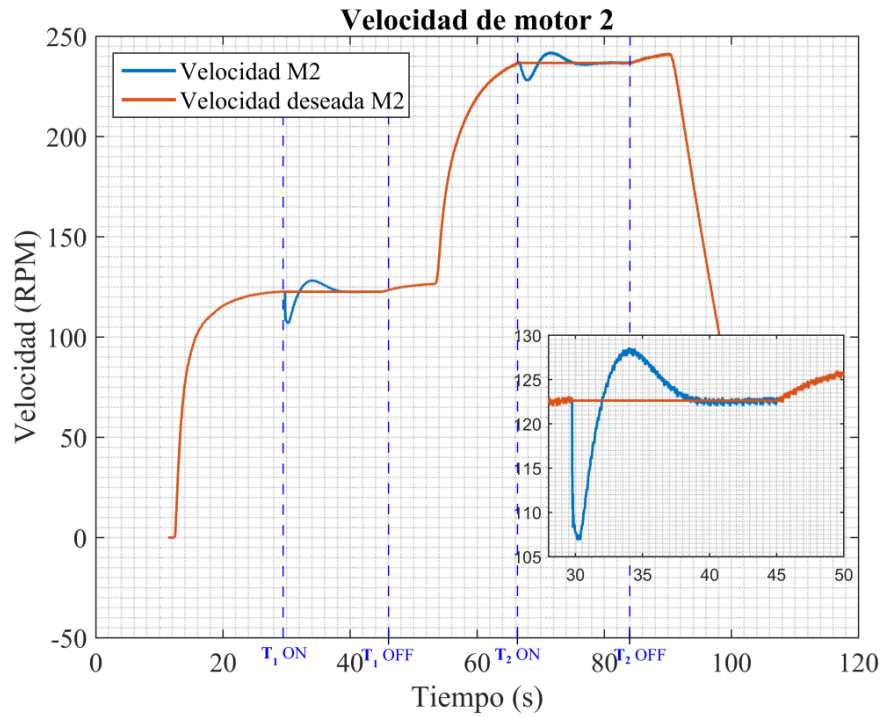


Figura 5.26: Velocidad deseada y actual en el motor BLDC 2 durante pruebas

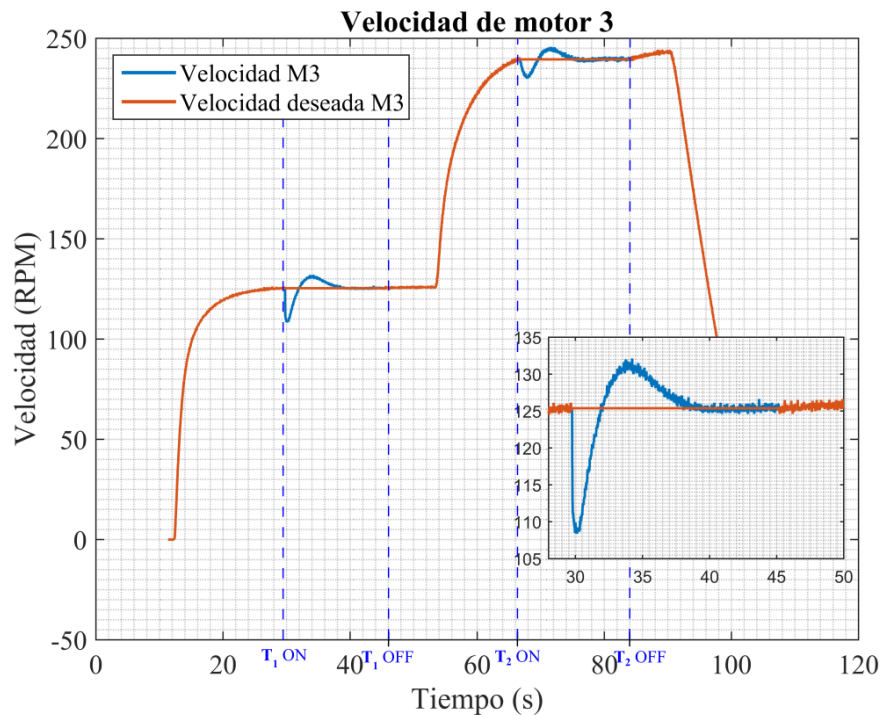


Figura 5.27: Velocidad deseada y actual en el motor BLDC 3 durante pruebas

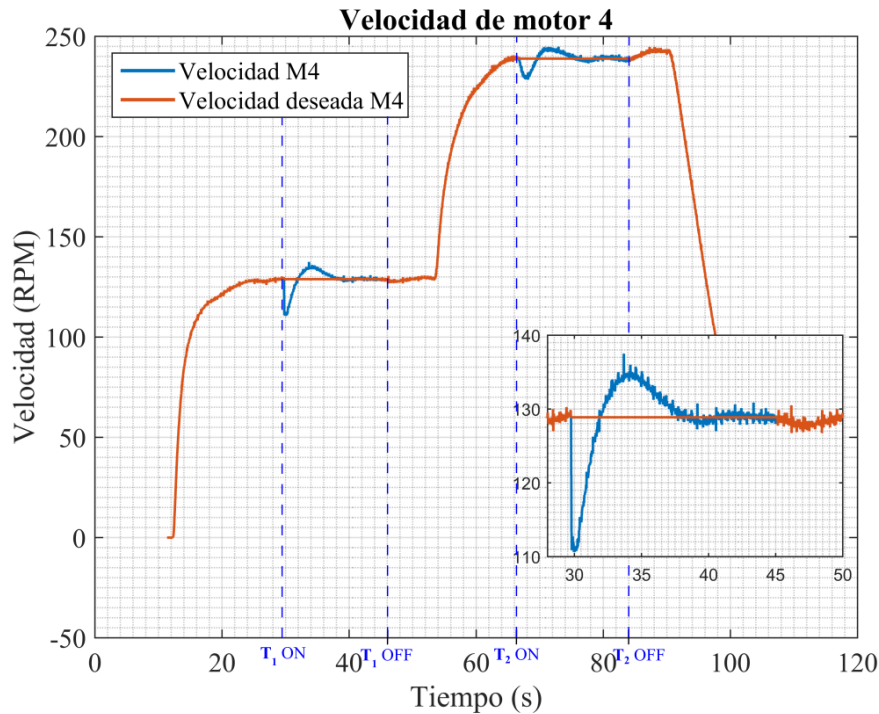
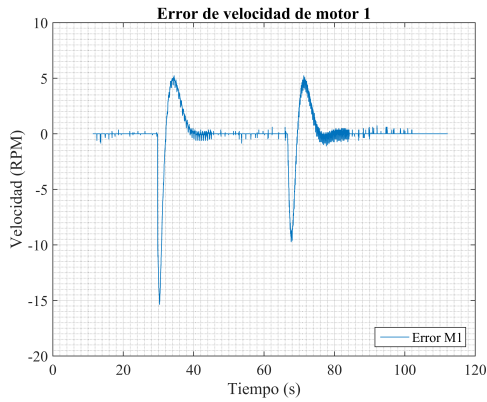
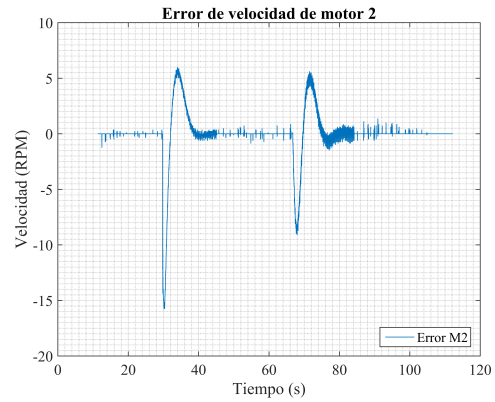


Figura 5.28: Velocidad deseada y actual en el motor BLDC 4 durante pruebas de experimentación

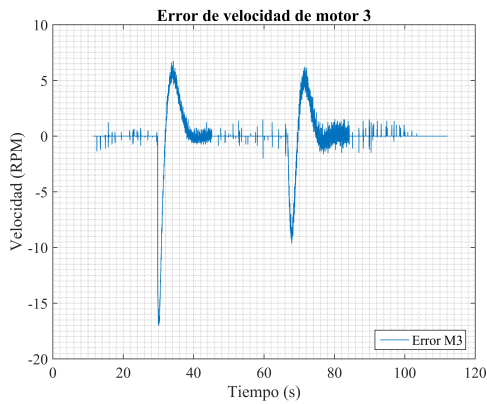
En la Figura de abajo se muestran las gráficas de error de los motores, como se puede observar el error presenta dos valores máximos a lo largo del tiempo de prueba, el primer valor máximo se obtiene en el momento en el que el control crucero es activado, habiendo una caída en la magnitud de la velocidad de aproximadamente 15 RPM, mientras que a continuación se genera un sobretiro de aproximadamente 5 RPM. El resto del tiempo, el error permanece cerca de cero, debido a que para los momentos en que no se encuentra funcionando el sistema de control crucero, la velocidad deseada y medida son prácticamente iguales.



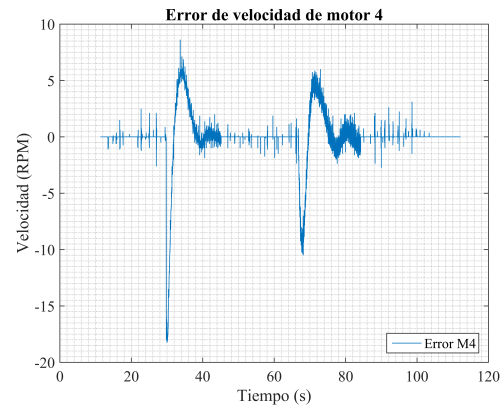
(a) Error de motor 1



(b) Error de motor 2



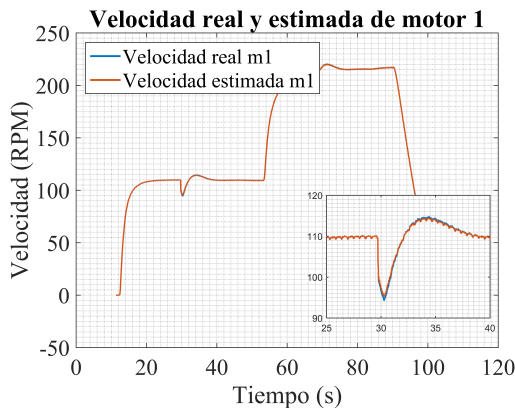
(c) Error de motor 3



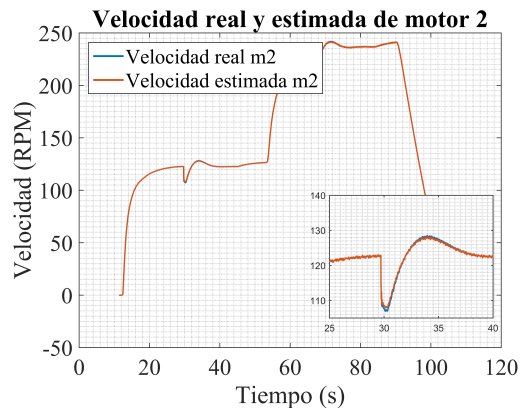
(d) Error de motor 4

Figura 5.29: Gráficas de error de velocidad durante la prueba experimental

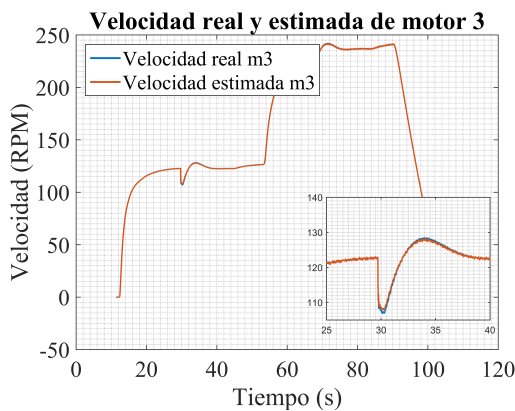
A continuación, se presentan las gráficas de la velocidad real y estimada del sistema, de las cuales esta última es la que se utiliza para realizar el cálculo del algoritmo de control, y en el que se integran los ajustes de parámetros de manera automática para el rechazo de perturbaciones.



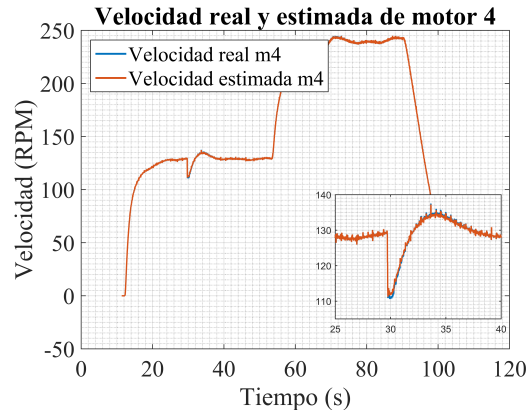
(a) Velocidad real y estimada en motor 1



(b) Velocidad real y estimada en motor 2



(c) Velocidad real y estimada en motor 3



(d) Velocidad real y estimada en motor 4

Figura 5.30: Graficas del error de estimación de la velocidad

En la Figura 5.31 se muestra la velocidad del sistema de control bajo perturbaciones controladas, mostrando así la acción de rechazo activo de perturbaciones. La prueba comienza con la colocación del sistema en una velocidad arbitraria simulando el arranque desde el reposo del vehículo, a continuación, en el periodo de tiempo iniciado en  $T_1$  se activa el control, desencadenando la transición del sistema en lazo abierto a sistema controlado, misma que se puede apreciar en el periodo de  $T_1$  a  $T_2$ , siendo nuevamente muy similar a la magnitud de la transición en el primer ensayo. A continuación, a partir del momento  $T_2$ , el control continúa activo y se aplican fuerzas de perturbación para poner a prueba la acción de rechazo del control. Los valores de desviación de la velocidad para las perturbaciones para este caso, oscilan entre las 5 y 8

RPM en error positivo y negativo para el sistema, lo cual es incluso menos abrupto que la diferencia que se tiene al momento de la transición en el acoplamiento del control. Una vez terminado el ensayo del sistema de control en regulación de velocidad con perturbaciones, al inicio del momento  $T_3$  se desactiva la acción de control, separando la señal de control de la alimentación de los motores y dejando de nuevo el mando al conductor, quién para caso de conveniencia mantiene la velocidad regulando el pedal de forma manual, a continuación se espera un periodo comprendido de  $T_3$  a  $T_4$ . Por último, al inicio de  $T_4$  se procede a aplicar de igual manera las perturbaciones, manteniendo el mismo ciclo de trabajo en el pedal de conductor, por lo que, se puede apreciar que las caídas de velocidad de los motores son mayores que en la prueba con control, con valores de hasta 40 RPM en error negativo en los valores máximos, y no presentando una recuperación completa en los tiempos de perturbación intermedios.

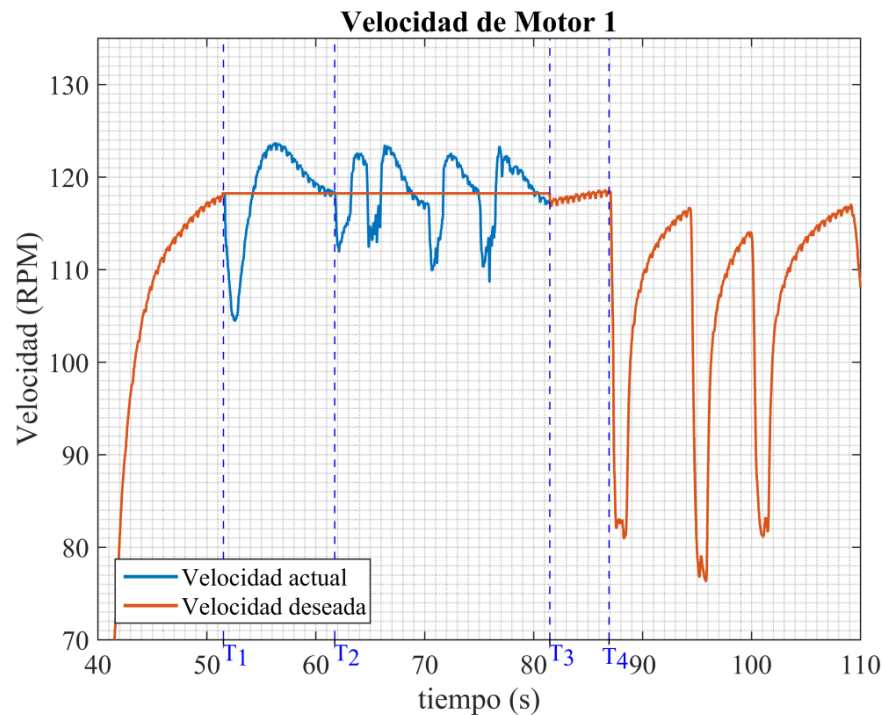


Figura 5.31: Velocidad actual y deseada del motor BLDC con aplicación de perturbaciones en pruebas de experimentación

En la Figura 5.32 se aprecia la gráfica de la ley de control con los ensayo de perturbación en los mismos periodos de tiempo. En el momento  $T_1$  se activa el control

y la señal se eleva para regular la velocidad deseada, acto seguido después de esperar por unos segundos para alcanzar la estabilización de la transición del control, se aplican las perturbaciones y la ley de control cambia la magnitud de acuerdo a la perturbación para contrarrestar la caída de velocidad y mantenerse lo más cerca de la referencia constante. Para el periodo iniciado por  $T_3$ , el sistema de control se desactiva y se procede a hacer la misma prueba en lazo abierto, sin embargo, la ley de control continúa disminuyendo debido a que la velocidad deseada es muy similar a la medida, además del hecho que la velocidad al final de la prueba disminuye debido a la desactivación de los motores para culminar el ensayo como se observa en la imagen.

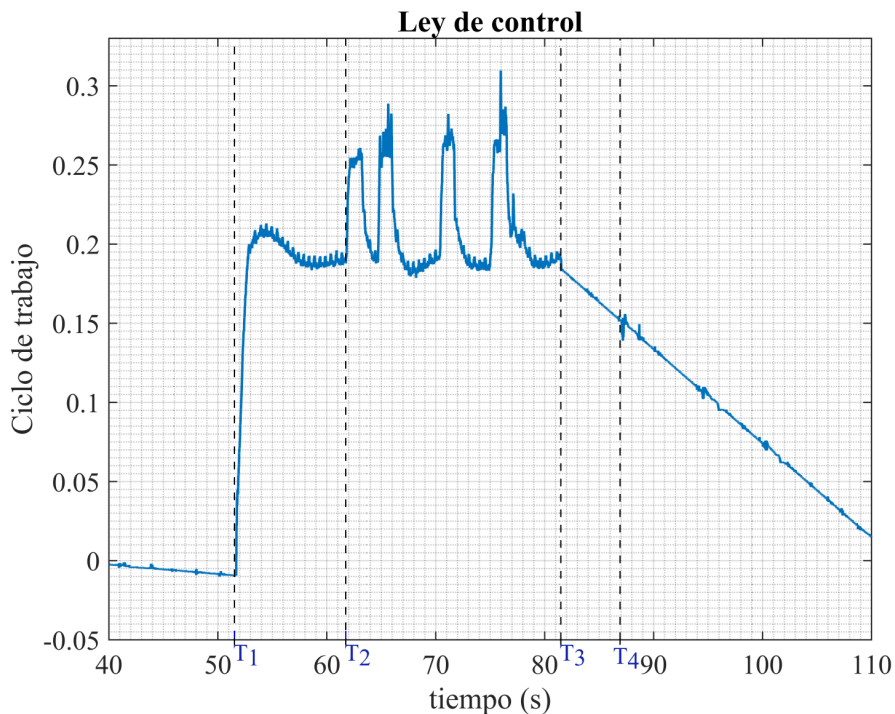


Figura 5.32: Respuesta de la ley de control a las perturbaciones externas con la activación de control

Por otro lado, se tiene la gráfica del error de velocidad en el momento previo y durante la activación del control. Como se puede apreciar en las marcas de tiempo de  $T_1$  a  $T_4$ , el error hasta antes de  $T_1$  es muy cercano a cero, sin embargo, para el momento de activación del control en  $T_1$ , existe una caída en la velocidad, llegando a 14 RPM por debajo de la velocidad deseada, y 5 RPM por arriba, esto se debe a la transición

de la ley de control. En el intervalo de  $T_2$  a  $T_3$  se tienen los errores máximos cuando se aplican las perturbaciones al motor, dando como resultado un pico negativo de menos de 10 RPM y de alrededor de 5 RPM en el máximo negativo. Por último, a partir de  $T_3$  el control se apaga y la velocidad deseada y de referencia se vuelven de nuevo muy similares en magnitud.

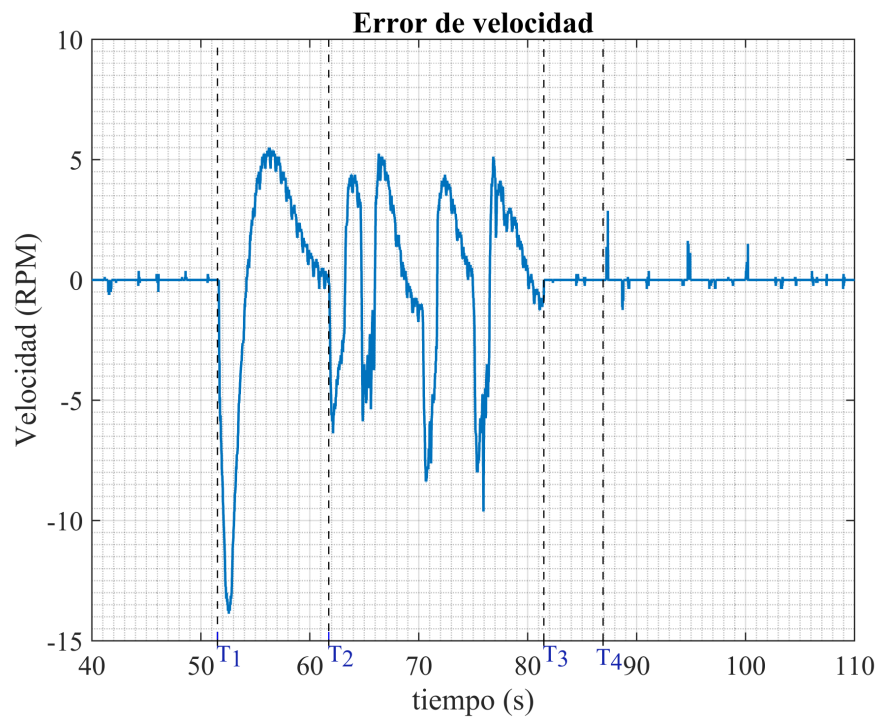


Figura 5.33: Error de velocidad durante las pruebas experimentales bajo perturbaciones

En la Figura 5.34 se muestra el error de observación en la velocidad, la cuál incluye la dinámica del modelo que se modifica mediante las perturbaciones aplicadas, como se aprecia los puntos en los que suele diferir el valor medido del estimado se da cuando la velocidad oscila en las magnitudes máximas durante el rechazo activo de perturbaciones.

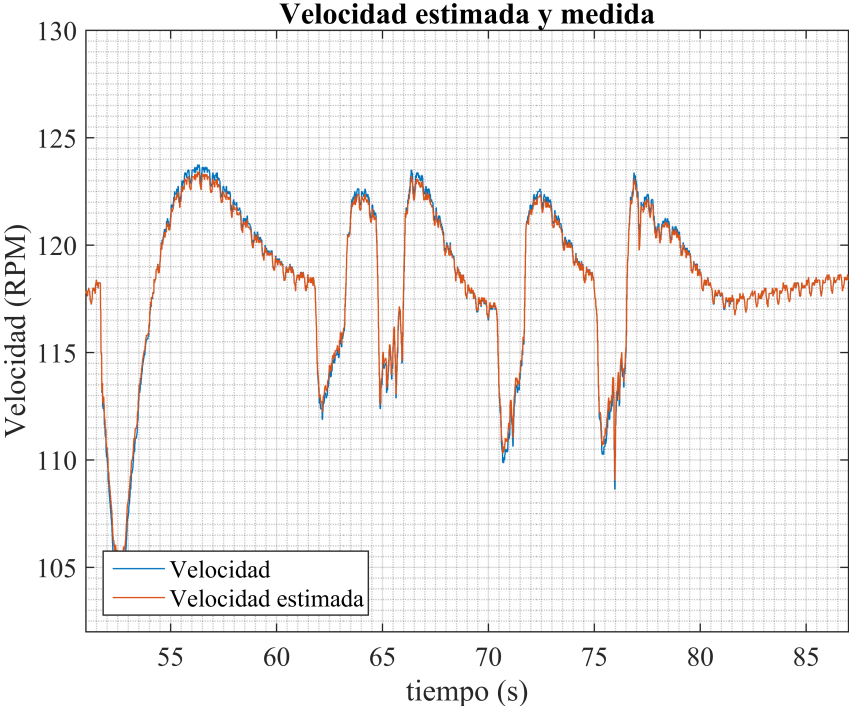


Figura 5.34: Error de estimación de la velocidad durante la activación del control con perturbaciones

# Capítulo 6

## Conclusiones

### 6.1. Observaciones de los resultados

Los resultados experimentales contaron con pruebas de control de velocidad en dos intervalos.

Para el caso de las pruebas de control crucero en simulación, la ley de control en estado de espera de lazo abierto se comportó de manera oscilante.

En contraparte, para el caso de los resultados experimentales, la ley de control tuvo oscilaciones con una magnitud mínima comparada con el régimen de voltaje que se maneja, sin embargo reacciona lentamente, creciendo o decreciendo cuando se encuentra en modo de espera en lazo abierto.

Para las pruebas de control de velocidad con el sistema en funcionamiento, se observó que las pruebas en simulación cuentan con un pequeño sobretiro que termina por reincorporarse a la regulación de control en un breve periodo de tiempo, mientras que el ensayo en pruebas reales el sobretiro es mayor, así como el tiempo de recuperación del control.

Por otro lado, en cuanto a la referencia de velocidad, en pruebas de simulación se tiene una configuración que permite mantener fijo el último valor de velocidad, sin embargo se generó un error entre la magnitud de la velocidad de referencia y la medida

debido al paso de simulación dentro del software. En pruebas experimentales el error entre la velocidad de referencia y la medida fue menor.

## 6.2. Conclusiones Generales

El trabajo de investigación se concluyó de manera exitosa, cumpliéndose la hipótesis planteada, ya que se demostró la viabilidad de aplicar una ley de control basada en las propiedades de la planitud diferencial a un sistema de tracción eléctrica compuesto por cuatro motores de corriente directa sin escobillas (BLDC) en rueda, inversores individuales y un módulo de diferencial electrónico. La incorporación de un observador de estado extendido permitió ampliar de manera significativa la capacidad de rechazo de perturbaciones externas, dotando al sistema de mayor robustez. Asimismo, se desarrolló un sistema de control de velocidad crucero siguiendo una metodología estructurada que permitió realizar distintas etapas de análisis, prueba e implementación de la plataforma.

En relación con el sistema de control, los sensores empleados para la medición de la velocidad del vehículo (encoders incrementales), el ángulo de giro del volante (encoder absoluto) y la señal del pedal de aceleración funcionaron de manera adecuada, proporcionando lecturas con la precisión necesaria para la ejecución de los algoritmos de control. La ley de control implementada en la tarjeta de desarrollo Nexys 2 con el FPGA Spartan-3E presentó un comportamiento estable durante las pruebas experimentales realizadas sobre el vehículo, aun en presencia de ruido eléctrico generado por el uso de un banco de baterías común para los motores y los sistemas electrónicos.

El comportamiento dinámico del sistema controlado fue consistente con los resultados obtenidos en simulación. Las referencias de velocidad generadas a partir de la señal del pedal y del módulo de geometría de Ackermann se ajustaron correctamente al modelo simulado, presentando únicamente ligeras diferencias en magnitud. Además, la transición al acoplar la ley de control al sistema en línea se realizó de manera adecuada, integrando correctamente el voltaje aplicado a los motores y logrando una regulación

efectiva de la velocidad.

Durante la puesta en marcha del sistema y la aplicación de perturbaciones externas, el control de velocidad basado en planitud diferencial, en conjunto con el observador de estado extendido, realizó de forma exitosa la acción de rechazo activo de perturbaciones. Esto se reflejó en una disminución significativa de la pérdida de velocidad ante fuerzas externas, tal como se muestra en las gráficas presentadas en la sección de resultados.

El sistema eléctrico del vehículo se integró utilizando motores BLDC con una potencia máxima de 2000 W cada uno. A partir de simulaciones y pruebas experimentales, se corroboró que dicha potencia es suficiente para alcanzar velocidades del orden de 35 km/h sin representar un esfuerzo sobredimensionado ni generar problemas de sobrecalentamiento. En la versión final del vehículo se instalaron cuatro inversores de corriente, cada uno con su respectivo sistema de disipación térmica. Mediante la caracterización y simulación de las condiciones normales de operación, se concluyó que estos elementos son adecuados para la aplicación propuesta y no presentan inconvenientes en la administración de la potencia.

Por otro lado, los resultados obtenidos indican que el vehículo es apto para la implementación de sistemas de asistencia a la conducción, particularmente el control de velocidad crucero, considerando el transporte de uno a dos pasajeros y velocidades menores a 50 km/h. La adaptación del sistema de potencia para la tracción eléctrica se realizó de manera satisfactoria, eliminando los problemas de sobrecalentamiento observados en versiones previas del prototipo.

Finalmente, el sistema de control de velocidad crucero funcionó de manera correcta al integrarse con el sistema de tracción en lazo abierto mientras los motores se encontraban en operación. La transición entre el modo manual y el modo de control se realizó de forma suave y no abrupta para velocidades cercanas a 25 km/h, manteniendo el rechazo activo de perturbaciones externas bajo condiciones controladas y validando la efectividad de la estrategia de control propuesta.

### 6.3. Trabajos futuros

- Rediseño de la carrocería para la optimización del funcionamiento en caminos de uso automovilístico general.
- Diseño y adaptación de los sistemas de dirección y frenado para velocidades de 50 km/h y mayores.
- Aplicación de Sistemas de navegación autónoma.
- Integración de Sistemas Avanzados de Asistencia al Conductor (ADAS).

# Bibliografía

- [1] L. Becerra, “Conoce los niveles de automatización de los sistemas avanzados de asistencia a la conducción,” [urlhttps://www.mexicoautomotriz.mx/autopartes/conoce-los-niveles-de-automatizacion-de-los-sistemas-avanzados-de-asistencia-a-la-conduccion/](https://www.mexicoautomotriz.mx/autopartes/conoce-los-niveles-de-automatizacion-de-los-sistemas-avanzados-de-asistencia-a-la-conduccion/), 2020.
- [2] D. Schramm, M. Hiller, and R. Bardini, *Vehicle Dynamics Modeling and Simulation*, 1st ed. Springer, 2014.
- [3] R. Y. Hindiyeh, “Dynamics and control of drifting in automobiles,” Master’s thesis, STANFORD UNIVERSITY, 2013.
- [4] G. Curiel-Olivares, “Diseño y construcción del sistema de tracción eléctrica basado en motores de cd sin escobillas para un vehiculo de dos ruedas,” Master’s thesis, Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2019.
- [5] A. K. Madhusudhanan, “A method to improve an electric vehicle’s range: Efficient cruise control,” *European Journal Control*, pp. 83–96, 2019.
- [6] A. Rowe, S. G. Gourab, and D. Serge, “Instrumentation and control of a high power bldc motor for small vehicle applications,” *Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE*, 2012.
- [7] Y. Qing, L. Zhenze, C. Hua, and T. Yantao, “A cruise control for electric vehicle based on adrc controller considering driver’s behavior,” *National Key R and D*, pp. 4597–4602, 2017.

- 
- [8] C. Maini, K. Gopal, and R. Prakash, "Making of an 'all reason' electric vehicle," *Mahindra Reva Electric Vehicles*, 2013.
- [9] H. Yinglong, C. Biagio, Z. Quan, M. Michail, M. Konstantinos, L. Ji, L. Ziyang, Y. Fuwu, and X. Hongming, "Adaptative cruise control strategies implemented on experimental vehicles: A review," *IFAC, El sevier*, 2019.
- [10] B. Ganji, A. Z. Kouzani, S. Y. Khoo, and M. S. Zahraei, "Adaptive cruise control of a hev using sliding," *Expert Systems with Applications*, 2013.
- [11] Y. Jia, R. Jibrin, Y. Itoh, and D. Gorges, "Energy-optimal adaptive cruise control for electric vehicles in both time and space domain based on model predictive control," *IFAC*, 2019.
- [12] C. Wang, D. Zhang, H. Zhuang, and B. Lu, "Coordinated synchronization control of multi-motor system based on," *The 30th Chinese Control and Decision Conference*, 2018.
- [13] S. S. Kia, B. V. Scoy, J. Cortés, and R. A. Freeman, "Tutorial on dynamics average consensus," *IEEE CONTROL SYSTEMS MAGAZINE*, vol. 39, pp. 40–72, 2019.
- [14] K. Haspalamutgíl and E. Adali, "Adaptive switching method for adaptive cruise," *21st International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, 2017.
- [15] C. Guerrero, V. Santibañez, and E. Ollervides, "Control por retroalimentación de salida de un motor bldc sin observador de estado de la velocidad angular," *Congreso Nacional de Control Automático 2017*, 2017.
- [16] C. Pomponi, S. Scalzi, L. Pasquale, C. Verrelli, and R. Marino, "Automatic motor speed reference generators for cruise and lateral control of electric vehicles with in wheel motors," *Control Engineering Practice*, 2018.

- 
- [17] J. Prakosa, D. V. Samokhvalov, G. R. V. Ponce, and F. S. Al-Mahturi, “Speed control of brushless dc motor for quad copter drone ground test,” *IEEE*, 2019.
- [18] P. Planing, *Innovation Acceptance The Case of Advanced Driver-Assistance Systems*, 1st ed. Springer, 2013.
- [19] V. Ivanov, D. S. K. Augsburg, P. Barber, B. Knauder, and J. Zehetner, “Wheel slip control for all-wheel drive electric vehicle with compensation of road disturbances,” *Journal of Terramechanics*, vol. 61, p. 1–10, 2015.
- [20] S. Cheng, N. Zhang, C. Jiang, G. Li, and P. Ma, “Adaptive cruise control of networked electric vehicles based on lane change trajectory prediction of the preceding vehicle,” *IFAC PapersOnLine*, p. 290–295, 2024.
- [21] T. Denton, *Sistemas Mecánico y Eléctrico del Automóvil*, 1st ed. Alfaomega, 2015.
- [22] S. M. Mohtavipour, H. Jafari, and H. S. Shahhoseini, “A novel design for adaptive cruise control based on extended reference model,” *International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovation (KBEI)*, pp. 0822–0827, 2013.
- [23] Q. Wang, L. Li, H. Li, and Y. Zhang, “Discussion on parameter setting of adaptive cruise control,” *The 33rd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation(YAC)*, pp. 1045–1048, 2018.
- [24] H. Hidalgo and H. Huerta, “Control por modos deslizantes para vehículo eléctrico con velocidad diferencial,” *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, vol. 18, pp. 115–124, 2021.
- [25] D. Wu, Q. Yuan, C. Du, F. Yan, and Y. Li, “Predictive cruise control for 4wd electric vehicle based on dynamic weight factors,” *The 5th International Conference on Renewable Energy and Environment Engineering*, vol. 5, p. 237–246, 2022.

- 
- [26] G. A. Bañuelos-Peña, A. C. Coronado-Andrade, J. E. Velázquez-Velázquez, J. D. Rivera-Fernández, and D. A. Fabila-Bustos, “Analysis of an adaptive cruise control under low visibility conditions,” *Publicación Semestral Páidi*, vol. 11, pp. 67–79, 2023.
- [27] N. Binh-Minh, K. Michihiro, H. Shinji, H. Nguyen-Van, C. T. Minh, J. P. F. Trovão, and T. Narikiyo, “Passivity based hierarchically decentralized range extension control of in-wheel-motor vehicles,” *IEEE International Conference on Mechatronics*, 2021.
- [28] J. Barrachina-Jordá, “Control de un vehículo eléctrico con un motor independiente en cada rueda,” 2019.
- [29] O. Castro-Heredia, “Diseño e implementación de un diferencial electrónico para un vehículo eléctrico de tracción en cuatro ruedas,” Master’s thesis, Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2022.
- [30] T. Miller, *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*. Oxford Science Publications, 1989.
- [31] C. liang Xia, *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*. Wiley, John Wiley and Sons Singapore Pte. Ltd, 2012.
- [32] J. Castillo-Hernández, A. Caballero-Ruiz, and L. Ruiz-Huerta, “Prototype for the electronic control of a bldc motor used in an electric vehicle,” *Pistas Educativas*, vol. 136, pp. 317–336, 2020.
- [33] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, 1st ed. CRC Press, 2010.

# Apéndice A

## Inversores de corriente

El diseño de los inversores, fue desarrollado con la finalidad de administrar potencia suficiente del sistema de tracción eléctrica, de un máximo de 2000W, lo cuál fue logrado gracias a la integración de IGBTs de alta potencia y barras de cobre de refuerzo en las pistas que manejan el bus de voltaje principal.

### Partes principales del inversor de corriente

El diseño del sistema de potencia se compone de elementos semiconductores, en este caso IGBT's mostrados en (1), conectores de fuente de alimentación simétrica (2), para alimentar los dispositivos optoacopladores (3), conectores de 4 terminales para conectar las señales de PWM (4), una tarjeta PCB donde se alojan las fuentes simétricas de corriente directa (5), diodos de protección de voltaje inverso (6), terminales de corriente para conectar los cables de fase del motor (7), terminales de conexión del bus de entrada de 72V proveniente del banco de 6 baterías en serie (8), capacitor (9), barras de refuerzo de cobre para elevar la corriente máxima de las pistas de la placa de inversor de forma segura (10), disipador de calor (11) y una tarjeta PCB con terminales de tornillo de para la entrada de voltaje regulado a cada inversor (12).

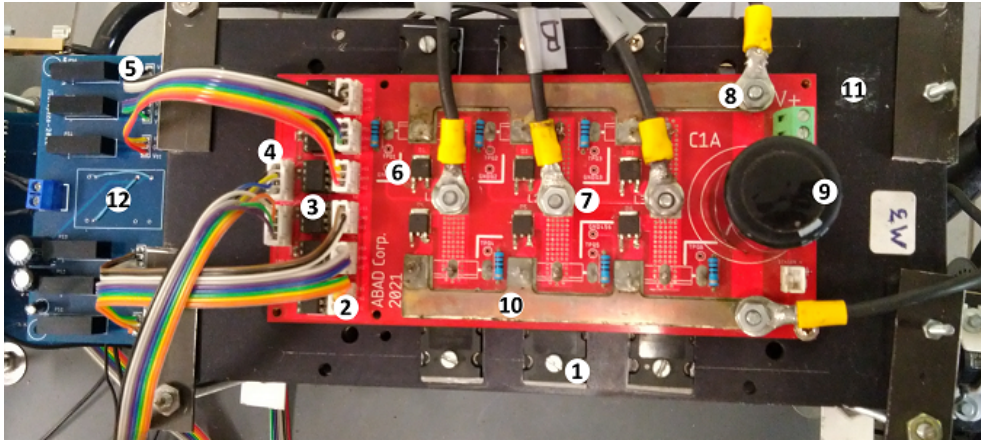


Figura A.1: Diagrama de inversor

### Modelado 3D e instalación de inversor de corriente

En la Figura A.2 se muestra el arreglo electrónico encargado de proporcionar la potencia necesaria a los motores en ruedas del vehículo, cuyos elementos principales son los inversores y la tarjeta principal de control, en donde se encuentra la tarjeta de desarrollo de Digilent Nexys 2 equipada un FPGA Spartan-3e.

Para la instalación del arreglo de inversores se utiliza una estructura metálica con postes roscados para dar soporte a los disipadores, que a su vez están orientados de manera transversal a la dirección de avance del vehículo y con las aletas disipadoras concentradas al centro de la estructura para aprovechar las corrientes de aire en marcha. Por otro lado, se instaló la tarjeta de instrumentación y alimentación de baja potencia fijándola a una plataforma de madera, en donde, del mismo modo se añadieron la tarjeta de control, un banco de fusibles de protección e interruptores de activación de cada motor independiente para prevenir los altos picos de corriente en la carga de capacitores.

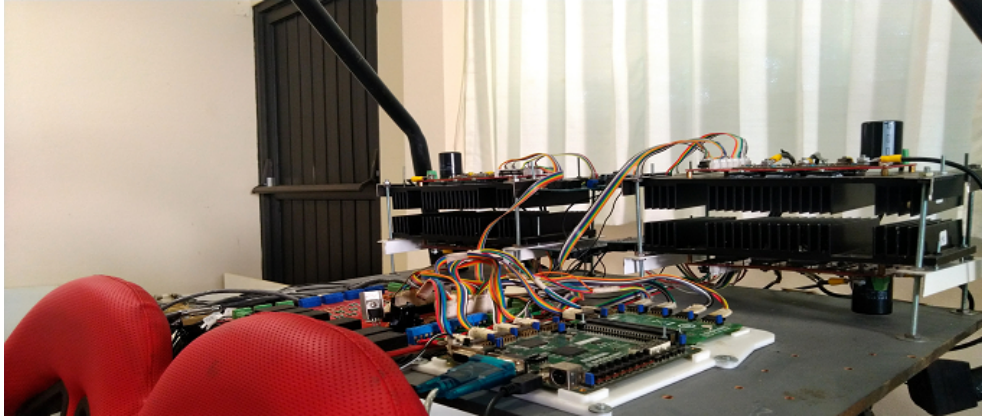


Figura A.2: Inversores instalados en parte posterior de la plataforma de circuitos electrónicos

En la siguiente Figura, se tienen los modelos de inversor y disipador realizados en 3D utilizando el software SolidWorks® . El modelo fue realizado con las medidas obtenidas físicamente del prototipo de disipador, por lo que, dentro del programa se diseñaron las bases de montaje del arreglo. En la Figura A.2 se muestra la disposición en

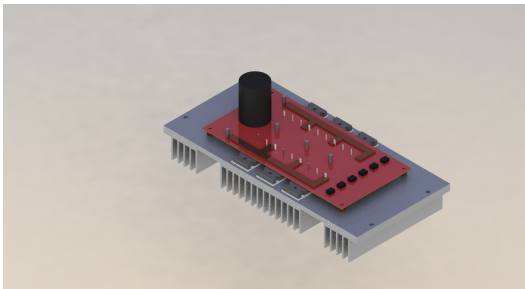


Figura A.3: Diagrama eléctrico

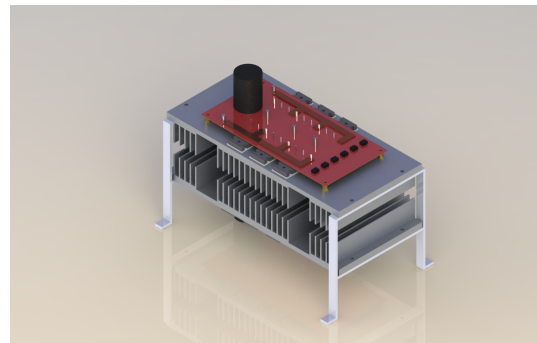


Figura A.4: Diagrama eléctrico

que se instalaron los inversores en el vehículo, tomando como consideraciones, utilizar una configuración favorable para el flujo de aire a través de los disipadores pasivos aprovechando la altura de la placa de circuitos para la ventilación correcta con el vehículo en marcha.



# Apéndice B

## Diagrama de bloques utilizado en simulación

Para realizar las simulaciones del control de velocidad crucero, se implementó el modelo de los motores y las leyes de control en diagrama de bloques, colocando como indicadores medidores de velocidad circulares y lineales, así como el interruptor para emular el botón de activación del sistema de control crucero.

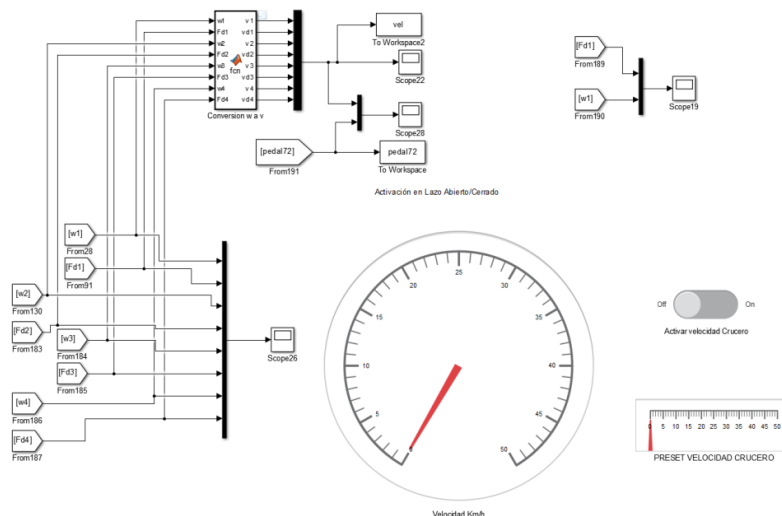


Figura B.1: Indicadores de velocidad y activación del control crucero

En la siguiente Figura se aprecia el arreglo para el intercambio de señales de retroalimentación en la entrada el sistema, el mecanismo mediante al cual se elige

entre la señal de lazo abierto controlada por el conductor directamente mediante las entradas de conducción y la señal de control de lazo cerrado que está en constante actualización de parámetros para disminuir el error máximo a la hora de integrar las señales para regulación de la velocidad.

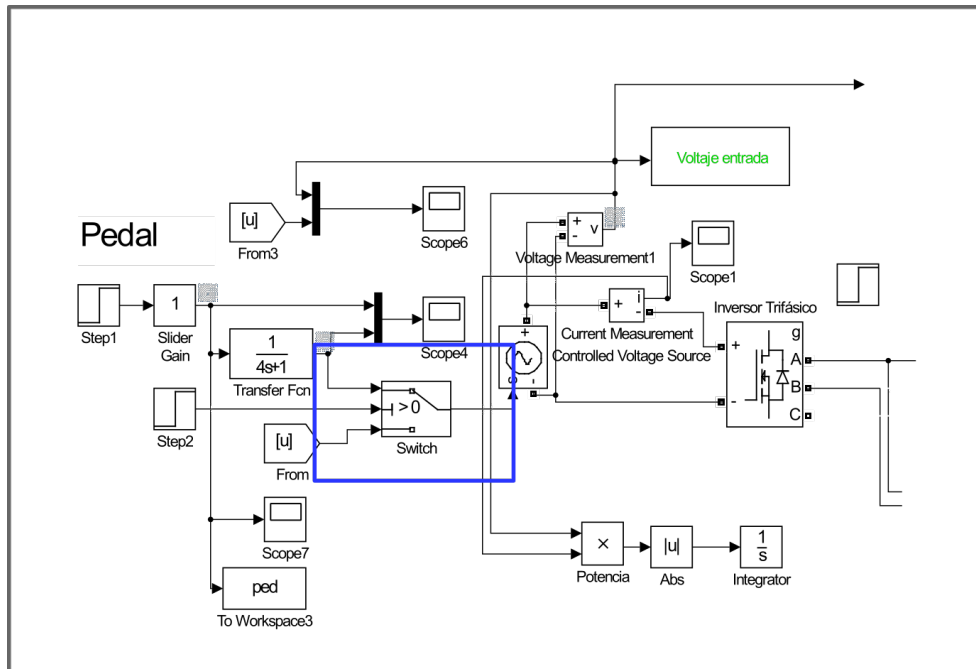


Figura B.2: Diagrama eléctrico

En cuanto a las modificaciones del Go-kart eléctrico se tiene la adición de la jaula de protección por la parte mecánica, y la integración de una etapa de potencia para el control electrónico de conmutación de los motores, simplificando el sistema y mejorando la disipación de calor debido a la mejora de ventilación de las aletas gracias a la posición expuesta de los inversores.

# Apéndice C

## Trabajos publicados

Castro-Heredia, O., Linares-Flores, J., García-Rodríguez, C., Salazar-Oropeza, J., Ramírez-Cárdenas, O. D., Heredia-Barba, R. (2021, September). Electronic differential based on active disturbance rejection control for a four in-wheel drive electric-vehicle (go-kart). In 2021 IEEE International Power and Renewable Energy Conference (IPRECON) (pp. 1-6). IEEE.

# Electronic Differential Based On Active Disturbance Rejection Control For a Four In-Wheel Drive Electric-Vehicle (Go-Kart)

Omar Castro-Heredia

*División de estudios de posgrado  
Universidad Tecnológica de la Mixteca  
Huajuapán de León, Oaxaca, México  
omar94\_9@hotmail.com*

Jesus Linares-Flores

*Instituto de Electrónica y Mecatrónica  
Universidad Tecnológica de la Mixteca  
Huajuapán de León, Oaxaca, México  
jlinares@mixteco.utm.mx*

Carlos García-Rodríguez

*Instituto de Electrónica y Mecatrónica  
Universidad Tecnológica de la Mixteca  
Huajuapán de León, Oaxaca, México  
sofosmaster@mixteco.utm.mx*

Jesus Salazar-Oropeza

*División de estudios de posgrado  
Universidad Tecnológica de la Mixteca  
Huajuapán de León, Oaxaca, México  
jesussalazaroropeza@gmail.com*

Oscar-David Ramírez-Cárdenas

*División de estudios de posgrado  
Universidad Tecnológica de la Mixteca  
Huajuapán de León, Oaxaca, México  
odramirez@mixteco.utm.mx*

Ruben Heredia-Barba

*División de estudios de posgrado  
Universidad Tecnológica de la Mixteca  
Huajuapán de León, Oaxaca, México  
rubenflaixs@hotmail.com*

**Abstract**—The article deals with the implementation of an electronic differential system (EDS) for a four-wheel drive (4WD) electric vehicle (EV), using in-wheel brushless DC motors. Applying a graph theory analysis, we design a decentralized control scheme based on active disturbance rejection control (ADRC) for each wheel, with the purpose of all motors work together to follow the angular speed references in a synchronized way when driving in a straight line and at different speeds in a curve. The angular speed of each wheel is calculated from a reference turning angle and speed for the EV using the steering Ackermann model. Simulation results are presented to show the feasibility of the scheme proposed.

**Index Terms**—Electronic differential, Active disturbance rejection control, Multi-agent systems, Brushless motor, Decentralized control.

## I. INTRODUCTION

There are five types of electric motors suitable for electric propulsion systems: DC series motor, Brushless DC motor, permanent magnet synchronous motor (PMSM), three-phase AC induction motors, and switched reluctance motors (SRM). The induction motor is the most advanced technology for application in electric vehicles [1]. However, BLDC motors have traction characteristics like high starting torque, high efficiency around 95-98%, and they are suitable for a high power density design approach. Generally, the powertrain of an EV has fewer parts than an internal combustion engine vehicle (ICEV). One remarkable difference is a simple ratio transmission to deliver the power to the wheels. An even simpler alternative is to place the power directly on the tires through an out-runner type BLDC motor, also called Hub motors, where the wheel directly connects to the outer rotor. These motors do not require an external gear system, but they can also be built with planetary gears to increase the torque

ratio. Hub motors makes the overall vehicle less bulky and eliminates the space required for mounting the motor. The EV drive systems can be divided into two basic groups: single motor drive and multiple drive systems. The first consists of a single high-speed motor, reduction gears, clutch, gearbox, and a differential gear train. The mechanical losses decrease the EV efficiency. In the multiple drive system, each wheel can be driven by a high-torque electric motor, eliminating mechanical parts and increasing the EV efficiency [2]. On the other hand, whether it is an EV or an ICEV, it is necessary to differentiate the speeds of the inside wheels from the outside ones when the car makes a turn, in other words, to have a differential in a car is essential. A differential is mechanism that divide and optimize the drive shaft power, reduces the tire slip caused by the tire relative movement from the inside out and forced deceleration of the inner tire due to drag. The differential is a part of the automobile power-train; located at the end of the transmission chain, before the driveshafts or transmission shafts attached to the wheels. Nonetheless, this mechanical system can be replaced by one electronic system in a multiple drive EV, a device which adjust the power of each wheel based on the speed and turning angle required by the driver [3]. An electronic differential system is a technology that eliminates the use of standard mechanical differentials [4] and meets the following characteristics [5]: no mechanical link between the drive wheels, each wheel has separately traction power control, the power consumed by inner wheels is lower in a curve and the power delivered to all wheels is the same when the vehicle is moving in a straight line (differential lock). This system is composed of an electronic module that determines the appropriated speed of each wheel and a robust control loop per wheel that ensures the required speed in each electric motor (BLDC in this case) via a three-phase inverter, [6]. See