



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN DIFERENCIAL ELECTRÓNICO PARA UN VEHÍCULO ELÉCTRICO DE TRACCIÓN EN CUATRO RUEDAS

TESIS

Para obtener el grado de:

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

Presenta:

Ing. Omar Castro Heredia

Director de Tesis:

Dr. Jesús Linares Flores

Co-Director:

Dr. Carlos García Rodríguez

H. Cd. De Huajuapán de León, Oax. Enero 2022.

Dedicatoria

El presente trabajo es dedicado con mucho cariño a toda mi familia.

A mis padres Hilda y Fidel por su amor y apoyo incondicional.

A mis hermanos Zulema, Ángel y Fidel que me motivan a seguir aprendiendo.

En honor a mi padre Fidel Castro Urías que en paz descanse.

Agradecimientos

El desarrollo de este proyecto fue gracias a la colaboración de muchas personas de distintos ámbitos, estoy muy agradecido con el apoyo de todos durante esta triste pandemia.

En primer lugar, agradezco infinitamente a mi padre Fidel Castro Urías que en paz descase, gracias apa, te quiero hasta el planeta de widyer apaaa. A mi madre Hilda Heredia Fonzeca por su gran amor y cariño te quiero ama. A mis hermanos: Zulema, Angel Y Fidel que me ayudaron a completar este gran proyecto. Mi familia para mí es lo más valioso del mundo.

A mi novia Gloria Elizabeth Ruiz López por su amor y cariño, gracias por acompañarme y escucharme.

A toda mi familia Castro Urías y Heredia Fonzeca, saludos al ejido Joaquín Amaro en Sonora los quiero hasta la luna.

A mis compas Raziel Ruiz Vázquez, Sandra Estefanía Martínez García y Pedro Rodríguez Cortés por su gran amistad y cariño.

Continúo agradeciendo al Dr. Jesús Linares Flores por su amistad y confianza en este ambicioso proyecto como director de tesis.

A mis compañeros y amigos: Cesar Gabriel Pérez Ibarra por ayudarme a iniciar la maestría, a Rubén Heredia Barba por sus consejos, trabajo en equipo y compartir en el mejor

lugar del mundo gracias compa, a Rubén Omar García Valladares, Gonzalo Curiel Olivares y Erick Daniel Flores Salazar por sus consejos y apoyo. A Aldo Ávila Castro por su apoyo en el laboratorio, A Luisa Margarita por su apoyo con las impresiones en 3D.

Al profesor Cesar Ariel Salazar Navarro mi otro apa, por apoyar al hijo de don señor.

A mis amigos en Vallarta Ulisse Manuel, Ismael Luna, Víctor Manuel y Oscar Guadalupe, por sus platicas y apoyo.

A la Familia del torno Ramírez especialmente al ingeniero Néstor por su apoyo y guía en la construcción del chasis.

A los profesores que gracias al conocimiento adquirido en clases dieron forma a esta tesis: Dr. Enrique Guzmán Ramírez, M.C Felipe Santiago Espinosa, Dr. Fermín Hugo Ramírez Leyva, Dr. Edgardo Yescas Mendoza, Dr. Marco Antonio Contreras Ordaz, Dr. Antonio Orantes Molina e Ing. Heriberto Hernández Martínez.

A los técnicos de laboratorio de posgrado, laboratorios de manufactura avanzada, plásticos y a los compañeros de MEOSIA: Jesus, Isai, Imer y Juan.

A el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por la beca otorgada, a el Programa para el Desarrollo Profesional Docente (PRODEP) por el apoyo económico del proyecto y a la Universidad Tecnológica de la Mixteca (UTM).

Y Finalmente agradecer al Dr. Carlos García Rodríguez por su apoyo como co-director de tesis, al MEC. José Antonio Juárez Abad y Dr. Jorge Luis Barahona Avalos por su apoyo en la adquisición del vehículo. Al Dr. Oscar David Ramírez Cárdenas por su apoyo para desarrollar el algoritmo de control del vehículo. Al Dr. Arturo Hernández Méndez, al Dr. Richard Jacinto Márquez Contreras, al Dr. Alberto Antonio García, al M.C. Víctor Manuel Cruz Martínez, y al Dr. Esther Lugo González por sus observaciones y consejos.

Índice general

Agradecimientos	I
Índice general	III
Índice de figuras	VII
Índice de tablas	XIII
Resumen	XV
Lista de acrónimos	XVII
1. Introducción	1
1.1. Estado del arte	4
1.2. Planteamiento del problema	7
1.3. Justificación	9
1.4. Hipótesis	10
1.5. Objetivos	11
1.5.1. Objetivo general	11
1.5.2. Objetivos específicos	11
1.6. Metas	11
1.7. Limitaciones	12
1.8. Metodología	12
2. Marco Teórico	15

2.1. Sistema de dirección mecánico	15
2.1.1. Componentes de un sistema de dirección mecánico	15
2.1.2. Tipos	16
2.2. Geometría de Ackermann	18
2.3. Diferencial electrónico	19
2.4. Motor BLDC	23
2.4.1. Modelo dinámico del motor BLDC	24
2.4.2. Parametrización diferencial	26
3. Sistema de dirección	27
3.1. Análisis del vehículo	27
3.2. Diseño de un sistema de dirección cremallera	31
4. Elementos del vehículo	35
4.1. Motores BLDC	35
4.1.1. Cálculo de par	36
4.2. Sistema eléctrico y electrónico del vehículo	42
4.2.1. Inversor trifásico	42
4.2.2. Baterías	44
4.2.3. Pedal	45
4.2.4. Encoders	46
4.2.5. FPGA	47
4.2.6. Módulo FX2	48
4.2.7. PCB de conexiones	48
5. Diseño del chasis	51
5.1. Modificaciones del chasis	51
5.1.1. Estructuras adicionales	54
6. Diseño del esquema de control	57
6.1. Diseño del sistema de control por rechazo activo de perturbaciones (ADRC)	57
6.1.1. Diseño del observador de estado extendido	63

6.2. Resultados de simulación	65
7. Implementación	73
7.1. Módulos FPGA	73
7.2. Descripción general del vehículo	79
7.3. Dimensiones del vehículo	85
7.4. Diagrama eléctrico del vehículo	86
8. Resultados experimentales y conclusiones	87
8.1. Pruebas experimentales	87
8.2. Monitoreo de la plataforma experimental en línea	87
8.3. Prueba 1, cambios de velocidad en línea recta y cambio de giro a velocidad constante sin carga, control con grafos.	90
8.4. Prueba 2, cambios de velocidad en línea recta y cambio de giro a velocidad constante sin carga, control sin grafos.	99
8.5. Prueba 3, velocidad constante y volante en máxima posición de giro, per- turbación a una rueda, control con grafos.	106
8.6. Prueba 4, velocidad constante y volante en línea recta, perturbación a una rueda, control con grafos.	111
8.7. Prueba 5, velocidad constante y volante en máxima posición de giro, per- turbación a una rueda, control sin grafos.	114
8.8. Prueba 6, velocidad constante y volante en línea recta, perturbación a una rueda, control sin grafos.	118
8.8.1. Observaciones de los resultados.	122
8.9. Conclusiones	124
8.10. Trabajos futuros	125
Referencias	133
A. Motor eléctrico BLDC	135
A.1. Configuración de switch y PWM	135
A.2. Motor BLDC monofásico	136

A.3. Motor BLDC trifásico	138
B. Identificación paramétrica de QS motor 260	141
C. Trabajos publicados	143

Índice de figuras

1.1. Motor en rueda.	2
1.2. Motor en rueda con engranes.	3
1.3. Diferencial electrónico.	5
1.4. Metodología.	14
2.1. Componentes del sistema de dirección.	16
2.2. Mecanismo de dirección cremallera.	17
2.3. Mecanismo de dirección tornillo sin fin.	17
2.4. Dirección de Ackermann.	18
2.5. Tren motriz.	19
2.6. Geometría de Ackermann.	21
2.7. Circuito eléctrico del motor BLDC.	24
2.8. Circuito eléctrico del motor de corriente continua.	25
3.1. Vista isométrica de la estructura del vehículo original.	28
3.2. Vista superior de la estructura y sistema de dirección en <i>mm</i>	29
3.3. Intersección del sistema cremallera paralela.	30
3.4. Comparación Ackermann ideal vs geometría original	30
3.5. Condición Ackermann.	31
3.6. Parámetros del sistema de dirección cremallera.	32
3.7. Relaciones de ángulo interno y externo.	34
4.1. QS Motor 260	36
4.2. Relación par-tiempo de aceleración.	42

4.3. Inversor trifásico primera versión.	43
4.4. Inversor trifásico fuente de voltaje.	44
4.5. Batería LTH L-24MDC-140.	45
4.6. Pedal eléctrico (acelerador).	45
4.7. Encoder absoluto OMRON E6CP-AG5C 256.	46
4.8. Encoders incremental OMRON.	46
4.9. Nexys 2.	47
4.10. QMTECH spartan 6 xc6slx25-2ftg256c.	48
4.11. Módulo FX2.	48
4.12. PCB conexiones.	49
5.1. Chasis modificado y original.	52
5.2. Chasis y sistema de dirección en <i>mm</i>	53
5.3. Engranajes en el sistema de dirección	54
5.4. Estructuras adicionales de la carrocería.	55
5.5. vistas del chasis.	55
5.6. Isométrico superior frontal	56
5.7. Isométrico superior vista trasera	56
6.1. Sistema diferencial electrónico de cuatro motores BLDC.	58
6.2. Grafo de cinco agentes.	59
6.3. Panel frontal simulación.	66
6.4. Diagrama de bloques simulación.	67
6.5. Perfil de velocidad en m/s (pedal) simulación.	67
6.6. Perfil de ángulo de giro en grados (volante) simulación.	68
6.7. Leyenda del vehículo.	68
6.8. Velocidad deseada y medida del motor 1 simulación.	69
6.9. Velocidad deseada y medida del motor 2 simulación.	69
6.10. Velocidad deseada y medida del motor 3 simulación.	70
6.11. Velocidad deseada y medida del motor 4 simulación.	70
6.12. Velocidad deseada y medida de todos los motores simulación.	71

6.13. Velocidad deseada y medida de todos los motores a detalle simulación. . .	71
7.1. Módulos simplificados FPGA.	73
7.2. Módulo pedal.	74
7.3. Módulo volante.	75
7.4. Módulo Ackermann.	76
7.5. Flujo de información entre módulos FPGA.	78
7.6. Vehículo eléctrico.	79
7.7. Elementos del vehículo (vista superior).	80
7.8. Detalle de la rueda derecha delantera conexión motor, encoder, poleas y banda.	81
7.9. Tablero.	82
7.10. Sistema de encendido.	83
7.11. Elementos del vehículo (vista posterior).	84
7.12. Dimensiones del vehículo (vista lateral).	85
7.13. Dimensiones del vehículo (vista frontal).	85
7.14. Diagrama eléctrico del vehículo.	86
8.1. Panel Frontal LabVIEW.	88
8.2. Perfil de velocidad en m/s (pedal) implementación prueba 1.	91
8.3. Ganancia integral dinámica pedal implementación prueba 1.	91
8.4. Perfil de ángulo de giro en grados (volante) implementación prueba 1. . . .	92
8.5. Velocidad deseada y medida del motor 1 implementación con grafos prueba 1.	93
8.6. Velocidad deseada y medida del motor 2 implementación con grafos prueba 1.	93
8.7. Velocidad deseada y medida del motor 3 implementación con grafos prueba 1.	94
8.8. Velocidad deseada y medida del motor 4 implementación con grafos prueba 1.	94
8.9. Velocidad deseada y medida de los motores implementación con grafos prue- ba 1.	95
8.10. Velocidad deseada y medida de los motores implementación con grafos de 0 a 10 segundos prueba 1.	95

8.11. Velocidad observada y medida del motor 1 implementación con grafos prueba 1.	96
8.12. Velocidad observada y medida del motor 2 implementación con grafos prueba 1.	96
8.13. Velocidad observada y medida del motor 3 implementación con grafos prueba 1.	97
8.14. Velocidad observada y medida del motor 4 implementación con grafos prueba 1.	97
8.15. Aceleración motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 1.	98
8.16. Perturbación motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 1.	98
8.17. Señal de control motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 1.	99
8.18. Velocidad deseada y medida del motor 1 implementación sin grafos prueba 2.100	
8.19. Velocidad deseada y medida del motor 2 implementación sin grafos prueba 2.100	
8.20. Velocidad deseada y medida del motor 3 implementación sin grafos prueba 2.101	
8.21. Velocidad deseada y medida del motor 4 implementación sin grafos prueba 2.101	
8.22. Velocidad deseada y medida de los motores implementación sin grafos prueba 2.	102
8.23. Velocidad deseada y medida de los motores implementación sin grafos de 0 a 10 segundos prueba 2.	102
8.24. Velocidad observada y medida del motor 1 implementación sin grafos prueba 2.	103
8.25. Velocidad observada y medida del motor 2 implementación sin grafos prueba 2.	103
8.26. Velocidad observada y medida del motor 3 implementación sin grafos prueba 2.	104
8.27. Velocidad observada y medida del motor 4 implementación sin grafos prueba 2.	104
8.28. Aceleración motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 2.	105
8.29. Perturbación motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 2.	105
8.30. Señal de control motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 2.	106

8.31. Perfil de velocidad en m/s (pedal) implementación prueba 3.	107
8.32. Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 3.	107
8.33. Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos de 40 a 50 segundos prueba 3.	108
8.34. Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 3.	108
8.35. Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos de 40.5 a 43 segundos prueba 3.	109
8.36. Aceleración motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 3.	109
8.37. Perturbación motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 3.	110
8.38. Señal de control motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 3.	110
8.39. Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 4.	111
8.40. Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos de 29 a 39 segundos prueba 4.	112
8.41. Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 4.	112
8.42. Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos de 29 a 34 segundos prueba 4.	113
8.43. Aceleración motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 4.	113
8.44. Perturbación motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 4.	114
8.45. Señal de control motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 4.	114
8.46. Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 5.	115
8.47. Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos de 40 a 50 segundos prueba 5.	116
8.48. Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 5.	116

8.49. Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos de 42.5 a 44 segundos prueba 5.	117
8.50. Aceleración motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 5.	117
8.51. Perturbación motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 5.	118
8.52. Señal de control motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 5.	118
8.53. Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 6.	119
8.54. Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos de 35 a 45 segundos prueba 6.	120
8.55. Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 6.	120
8.56. Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos de 36 a 41 segundos prueba 6.	121
8.57. Aceleración motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 6.	121
8.58. Perturbación motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 6.	122
8.59. Señal de control motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 6.	122
A.1. Circuito eléctrico de inversor para motor BLDC.	136
A.2. Secuencia de conmutación del motor BLDC monofásico.	137
A.3. Sensor de motor BLDC monofásico versus sincronización del variador.	138
A.4. Secuencia de conmutación del motor BLDC trifásico.	139
A.5. Sensor de motor BLDC trifásico versus temporización del variador.	140

Índice de tablas

2.1. Lógica de conmutación.	24
4.1. Coeficiente de fricción de rodadura.	38
4.2. Coeficiente de fricción estática.	41
6.1. Parámetros de simulación.	65
6.2. Ganancias simulación.	65
7.1. Descripción de elementos del vehículo	80
7.2. Detalle conexión motor, encoder, poleas y banda.	81
7.3. Elementos del tablero	82
7.4. Elementos del sistema de encendido	83
7.5. Elementos del vehículo (Posterior)	84
7.6. Descripción de dimensiones	85
8.1. Ganancias y ajustes	88
8.2. Parámetros del vehículo	89
8.3. Leyenda de gráficas	90
8.4. Comparativa entre prueba 1 y 2.	123
8.5. Comparativa entre prueba 3 y 5.	123
8.6. Comparativa entre prueba 4 y 6.	124

Resumen

Esta investigación aborda la problemática de implementación de un sistema diferencial electrónico para un vehículo eléctrico con tracción eléctrica en las cuatro ruedas (tipo AWD eléctrico). Se utiliza un motor trifásico de corriente directa sin escobillas en cada rueda (QS motor 260, 2000 W , 72 V), conocidos como *motores en rueda*, los cuales son impulsados con inversores trifásicos tipo fuente de voltaje y alimentados por seis baterías de plomo de ciclado profundo de 12 V y 80 Ah . Se realiza un análisis de teoría de grafos y se diseña un esquema de control descentralizado basado en el control de rechazo activo de perturbaciones (ADRC) para cada rueda, con el propósito de que todos los motores trabajen juntos para seguir las referencias de velocidad angular de manera sincronizada al conducir en línea recta y a diferentes velocidades en una curva. La velocidad angular de cada rueda se calcula a partir del ángulo de giro del volante y la posición del pedal que indica la velocidad del vehículo eléctrico utilizando el modelo de dirección Ackermann. Finalmente, la implementación experimental de los controladores es basado en la tecnología *FPGA*.

Lista de acrónimos

- **VE** Vehículo Eléctrico.
- **VCI** Vehículo de Combustión Interna.
- **AE** Auto Eléctrico.
- **GEI** Gases de Efecto Invernadero.
- **CO₂** Dióxido de Carbono.
- **ME** Motor Eléctrico.
- **BLDC** Brushless Direct Current.
- **MR** Motor en Rueda.
- **DE** Diferencial Electrónico.
- **SDE** Sistema Diferencial Electrónico.
- **DSP** Digital Signal Processor.
- **FWD** Front Wheel Drive.
- **RWD** Rear Wheel Drive.
- **AWD** All Wheel Drive.
- **4WD** Four Wheel Drive.
- **PID** Proporcional Integral Derivativo.
- **GA** Genetic Algorithm.
- **GPI** Generalized Proportional Integral.
- **ADRC** Active Disturbance Rejection Control.
- **FPGA** Field-Programmable Gate Array.
- **CAD** Computer-Aided Design.
- **PCB** Printed Circuit Board.
- **SD** Sistema de Dirección.

- **CD** Corriente Directa.
- **ASTM** American Society for Testing and Materials.
- **TTL** Transistor–Transistor Logic.
- **USB** Universal Serial Bus.
- **UART** Universal Asynchronous Receiver-Transmitter.
- **VGA** Video Graphics Array.
- **RAM** Random Access Memory.
- **ROM** Read Only Memory.
- **PWM** Pulse-Width Modulation.
- **LCD** Liquid-Crystal Display.
- **DC** Direct Current.
- **MOSFET** Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor.
- **LESO** Linear Extend State Observer.
- **CPVC** Policloruro de Vinilo Clorado.

Capítulo 1

Introducción

La fabricación de los primeros Vehículos Eléctricos (VE) inició en la segunda mitad del siglo XIX. Durante décadas el VE se mantuvo en competencia con el Vehículo de Combustión Interna (VCI) [1]. Aunque los VE no hacían ruido¹, no emitían humo y eran fáciles de manejar, en 1912 un VCI era más barato que su contraparte eléctrica. Además, se descubrieron grandes reservas de petróleo, ocasionando que el precio de la gasolina bajara y el uso de transportes eléctricos fuera en algunas aplicaciones de rango limitado. A finales de 1930, la industria del Auto Eléctrico (AE) había desaparecido por completo. Sin embargo, en 1947 la invención del transistor impulsó el desarrollo de nueva tecnología en VE con batería de alto desempeño. Fue entonces cuando Henney Coachworks, una década después, produce el primer AE moderno basado en transistores, en las configuraciones de 36 V y 72 V, que podía viajar a una velocidad máxima de 96 *km/h*, con una autonomía de casi una hora por carga. Debido a que su producción era demasiado costosa, tuvo que abandonarse en 1961 [4].

Actualmente, se desea reducir las emisiones de Gases de Efecto Invernadero (GEI), por ello el desarrollo de VE es de mayor interés ya que no producen emisiones durante su operación. La Unión Europea, China y Estados Unidos han impuesto a todos los fabricantes de automóviles un límite de emisiones de Dióxido de Carbono (CO_2). A partir del 2021, la media de emisiones de CO_2 de los modelos vendidos por el fabricante no podrá superar los

¹A partir del 1 de julio de 2021 la unión europea obligará a los fabricantes de AE añadir un avisador acústico que indique el funcionamiento del vehículo, ver [2, 3].

95 g/km [5]. Por su parte, México tiene el compromiso de reducir estas emisiones en un 50 % para el año 2050 en relación con las emitidas en el año 2000, por lo que actualmente se está impulsando el desarrollo científico y tecnológico de sistemas de transporte eficiente y sustentable [6].

Generalmente, en los VE convencionales, se utiliza un Motor Eléctrico (ME) conectado a la transmisión. Una alternativa a este esquema es situar la potencia directamente sobre las llantas, a través de ME fabricados dentro de la rueda. Un Motor en Rueda (MR) es un motor de corriente directa sin escobillas (BLDC, Brushless Direct Current) del tipo “rotor externo”, ya que la armadura del motor se encuentra construida en el conjunto de estator, sobre el eje de la rueda, el cual permanece fijo al chasis del auto, mientras que el campo se construye en un rotor externo, el cual gira alrededor del eje, moviendo a su vez al neumático ya sea por accionamiento directo o engranado [7]. En un MR de accionamiento directo, el rin de la rueda se acopla directamente con el rotor del ME (ver Figura 1.1) [8].

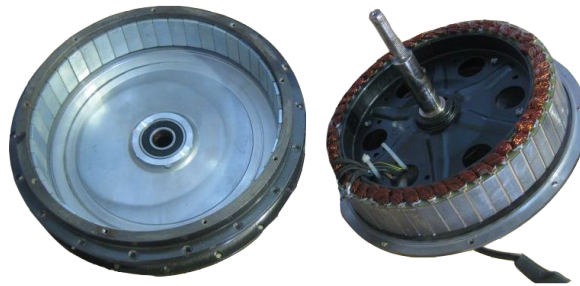


Figura 1.1: Motor en rueda. Imagen tomada de [7].

En un MR engranado existe un sistema de engranes planetarios que transmiten el movimiento del rotor externo de un motor BLDC de alta velocidad hacia el rin de la rueda, reduciendo la velocidad de salida (ver Figura 1.2) [7].

Los MR simplifican la mecánica del automóvil, proporcionan más espacio para pasajeros y mejoran el manejo [8]. Además, el par en cada rueda se controla de forma independiente [9]. Por otro lado, la masa no suspendida del vehículo se incrementa. Al respecto, el fabricante de autos deportivos Lotus realizó un estudio, donde agregó una masa de 30 kilogramos a cada una de las cuatro ruedas de un Ford Focus, el cual fue instrumentado para medir la vibración y el movimiento del automóvil. Dicho estudio estuvo sustentado por la percepción de los pilotos de prueba y simulaciones por computadora. El estudio

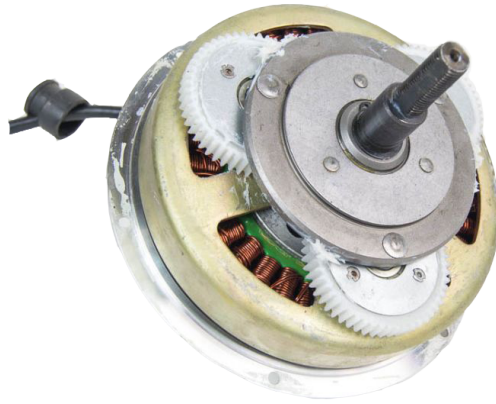


Figura 1.2: Motor en rueda con engranes. Imagen tomada de [7].

arrojó que el efecto del aumento de la masa no suspendida realmente no era tan significativo si se agregaba más amortiguamiento a la suspensión. Además, con la capacidad de impulsar cada lado del vehículo, a través de MR, mejoró de manera sustancial el control del vehículo [8]. El MR es constantemente utilizado no solo en motocicletas, sino también para scooters, coches solares y muchos otros VE ligeros.

Los sistemas de accionamiento de los VE se dividen en dos grupos: sistema de accionamiento único y sistema de accionamiento múltiple. El sistema de accionamiento único consta de un motor de alta velocidad, engranajes reductores, embrague, caja de cambios y diferencial, este tipo de accionamiento reduce la eficiencia del VE, debido a las piezas mecánicas. En los sistemas de accionamiento múltiple cada una de las ruedas del vehículo se acciona con ME de alto par, y de esta manera se eliminan las piezas mecánicas y la eficiencia aumenta [10]. Sin embargo, aún es necesario un comportamiento diferencial de las ruedas del auto en las curvas, es por ello que este tipo de accionamiento cuenta con un Diferencial Electrónico (DE). Esta tecnología debe garantizar que, en trayectos curvos, la rueda interna y externa de un mismo eje roten a diferente velocidad para evitar que una de ellas patine y pierda tracción, y en trayectos rectos, ambas ruedas roten a la misma velocidad, utilizando para ello un control electrónico de par y velocidad en cada rueda, evitando un medio mecánico entre las ruedas, como los engranes, para realizar esta tarea [11].

Para determinar la velocidad de cada rueda, un DE hace uso del modelo de dirección,

conocido como modelo Ackermann. Este modelo permite determinar la velocidad angular de cada rueda en función del ángulo de giro y de la velocidad de referencia deseada. Para aplicar este modelo debe cumplirse que todas las ruedas posean el mismo centro de radio giro.

1.1. Estado del arte

Existen cinco tipos de ME aptos para ser utilizados en sistemas de propulsión eléctrica: motor de corriente continua, motor de inducción, síncrono de imán permanente, reluctancia conmutada y motores BLDC. El motor de inducción es la tecnología más desarrollada para la aplicación en VE [12]. Sin embargo, los motores BLDC son cada vez más atractivos en la industria automotriz. Dichos motores son más pequeños y livianos que un motor de escobillas de la misma potencia, por lo que son ideales para aplicaciones de espacio reducido [13].

Un sistema de propulsión eléctrica de MR ofrece una eficiencia mejorada y una mayor flexibilidad en el diseño de un VE, además se elimina la necesidad de un sistema de transmisión mecánica, lo que simplifica el tren motriz del vehículo [8]. Sin embargo, en los VE de tracción directa en rueda se requiere determinar la velocidad de cada rueda en función al ángulo de giro y velocidad deseada del vehículo.

Un DE debe asegurar que la velocidad de cada rueda sea regulada de acuerdo con el criterio mencionado anteriormente. Para lograr este propósito es común utilizar las ecuaciones del modelo de Ackermann [14, 10]. Un Sistema Diferencial Electrónico (SDE) de acuerdo al esquema presentado por [10], está compuesto de:

- Un módulo electrónico que determina la velocidad de referencia de cada rueda.
- Un controlador robusto por rueda.
- Un inversor por rueda.
- Actuadores (Motores BLDC en rueda).

Una versión simplificada de éste esquema se presenta en la Figura 1.3.

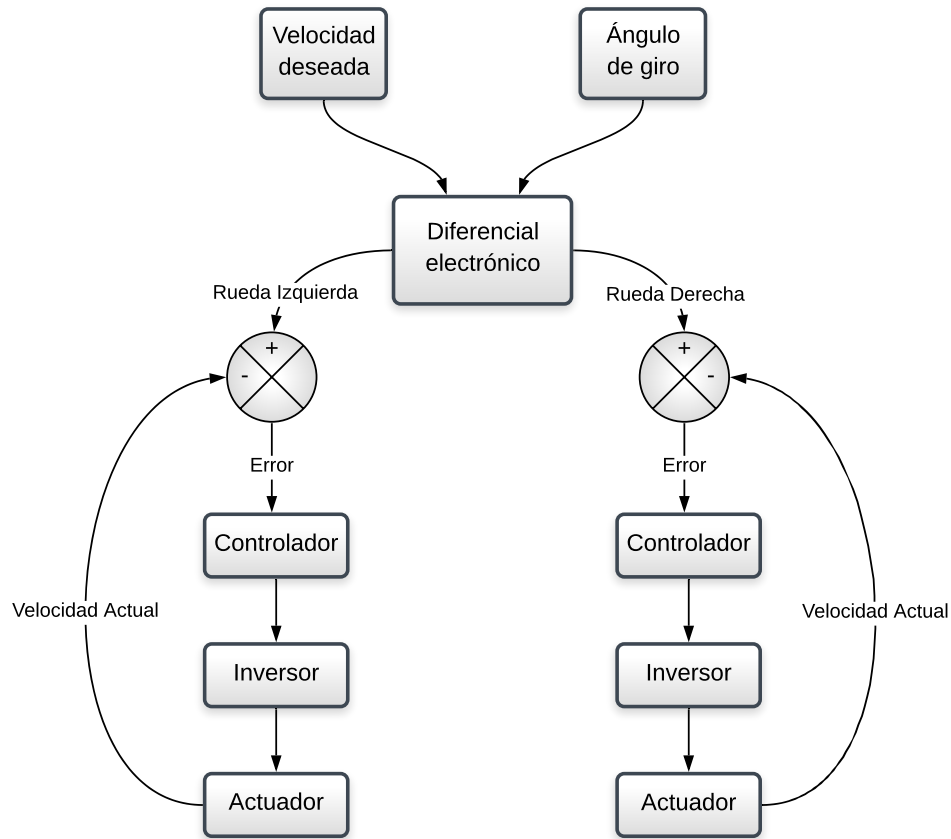


Figura 1.3: Diferencial electrónico. Fuente: [15].

Un DE puede implementarse independientemente del tipo de motor empleado, por ejemplo, en [16] y [17] se reporta la implementación del control de tracción con motores de inducción. Haddoun en [16] realiza la estimación de velocidad en las ruedas traseras utilizando un sistema embebido dSPACE. Por otro lado, Tabbache en [17] propone un sistema de tracción que utiliza un control de par y un algoritmo basado en un observador de velocidad y flujo adaptativo, para asegurar la estabilidad del vehículo en curvas. Esta solución fue implementada en un procesador digital de señales (DSP, Digital Signal Processor) modelo TMS320LF2407 de Texas Instruments.

El diseño y evaluación de un SDE con cuatro MR independientes se puede consultar en [18], donde se hace la implementación en tres configuraciones de tracción: frontal (FWD, Front wheel Drive), posterior (RWD, Rear Wheel Drive) y en las cuatro ruedas. La tracción en cuatro ruedas tiene tres diferentes esquemas, All Wheel Drive (AWD) o tracción

permanente en cuatro ruedas, tiene la función de igualar la tracción en cada una de las ruedas por separado. Four Wheel Drive (4WD), tracción 4x4 conectable, funciona de forma similar a AWD, con la diferencia de que permite habilitar la tracción en uno o dos ejes. 4x4 es la tracción donde la fuerza del motor se reparte 50 % al eje delantero y 50 % al eje trasero del vehículo. Pero al no contar con diferencial trasero, no puede ser utilizada todo el tiempo, por lo que tiene sus modos 2H (uso de un eje, para uso en ciudad), 4H (uso de los dos ejes, para superficies irregulares) y 4L (uso de los dos ejes, para lodo y superficies de alta inclinación) [19].

Un ejemplo de implementación de un DE se describe en [20], aquí se presenta el diseño y la aplicación de un sistema de transmisión con motores BLDC de 15 kW en rueda, en un vehículo Fiat. Otra implementación de un diferencial con motores BLDC en rueda es la realizada en [21], este trabajo muestra un prototipo compuesto por dos motores, utilizando un controlador PID para regular las revoluciones de cada motor de manera independiente. La implementación del control se desarrolló en el sistema embebido NI MyRIO-1900 con el software de National Instruments LabVIEW. Clavero utiliza motores BLDC en [11] para implementar un DE para un triciclo eléctrico que no requiere sensores específicos para medir el ángulo de dirección ni sensores de velocidad.

Habría que mencionar que los motores BLDC poseen una fuerza contra-electromotriz que no es sinusoidal, más bien es tipo de trapezoidal, y que, debido a la diferencia en su forma de onda con las corrientes de estator, se origina un rizo en el par, lo cual a su vez crea fluctuaciones de velocidad, vibración y ruido acústico en el motor. Para remediar estos inconvenientes, trabajos como [22, 23, 24] proponen técnicas de control para la minimización del rizo de par, control de torque y control directo de potencia. De forma similar, en [25] se propone un controlador de par libre de rizo para un motor BLDC, el cual es además tolerante a fallas en las fases.

Los motores BLDC también son utilizados en la acción de frenado, comportándose como generadores, a esto se le conoce como freno regenerativo. Esta forma de frenar aumenta la eficiencia en un VE, pero reduce la vida útil de la batería [26]. En la literatura se reportan trabajos relacionados con el freno regenerativo con este tipo de motores, por ejemplo, en [27] se presenta un método de modulación unipolar que proporciona una

transición fácil entre los modos de operación como motor y como generador. En [28] se reporta un control digital de un motor BLDC en cuatro cuadrantes sin pérdida de potencia.

Sobre el control robusto de velocidad en motores BLDC, en [29] se utiliza un control H infinito vía controladores de dos grados de libertad de estructura fija. Este enfoque hace uso de un algoritmo genético estándar (GA, Genetic Algorithm) para buscar los parámetros óptimos del controlador. Una alternativa para el control robusto de velocidad de este tipo de motores se estudia en [30], donde se utiliza una técnica algebraica de identificación en línea, combinada con un controlador proporcional integral generalizado (GPI, Generalized Proportional Integral).

Ahora bien, las técnicas de control clásicas como PID presentan algunos límites para tratar el rechazo de perturbaciones y las no linealidades en el motor BLDC como se indica en [31], donde se hace uso del control adaptativo de modos deslizantes para mayor robustez. Sin embargo, en los sistemas de control por modos deslizantes puede presentarse el fenómeno de “chattering”, debido a la alta ganancia del controlador para realizar la compensación no lineal de perturbaciones. Como lo indica Utkin [32], el chattering son oscilaciones de la salida de la planta que dan como resultado una baja precisión en el control, alta disipación de potencia en los circuitos conmutadores y desgaste en los componentes mecánicos. Para tratar los efectos del chattering en el control del motor BLDC por modos deslizantes, en [33] se propone un algoritmo de búsqueda Cuckoo para ajustar los parámetros del controlador. Otros métodos para la reducción del chattering pueden consultarse en [34].

El control del motor BLDC sin medición física de la velocidad (“sensorless”) a través de un controlador por rechazo activo de perturbaciones (ADRC, Active Disturbance Rejection Control) para fines de tracción eléctrica, ha sido probado en simulación en [35] donde se compensa las variaciones de carga en el eje del rotor.

1.2. Planteamiento del problema

En este trabajo se realiza el diseño e implementación de un DE para un VE con tracción en las cuatro ruedas, utilizando la tecnología de motores BLDC en rueda. Para resolver

este problema se implementará el modelo de Ackermann en el cálculo de la velocidad de referencia de cada rueda. Con el fin de hacer el seguimiento de velocidad de referencia preciso y contar con controladores robustos individuales que permitan cancelar los efectos de las perturbaciones desconocidas [36].

La tecnología actual de ME y baterías permite el desarrollo de sistemas de propulsión eléctrica directamente en rueda. Los sistemas multi-motor tienen un campo muy atractivo para la aplicación de sistemas de tracción en VE. No obstante, para estos sistemas es necesario utilizar un DE en lugar de un diferencial mecánico. Un DE se caracteriza por la no existencia de un vínculo mecánico entre las ruedas de accionamiento.

La potencia de tracción en el VE propuesto se aplicará por separado a cada una de las ruedas, por lo que se debe asegurar que cada rueda regule su velocidad en función del ángulo de giro y la velocidad de referencia deseada del vehículo. Además, se debe mantener la misma velocidad en cada rueda cuando se conduce al vehículo en línea recta [37]. Por consiguiente, es necesario aplicar controladores robustos individuales en cada rueda, ya que el número de pasajeros modifica la dinámica y es determinante para el buen desempeño del vehículo.

Ahora bien, los motores a utilizar en un VE deben garantizar un nivel de empuje constante. Es muy importante que no existan fluctuaciones de par, ya que estas variaciones serían percibidas por los usuarios y darían la sensación de poca fiabilidad. Los motores BLDC cuentan con las características necesarias para ser utilizados en sistemas en rueda [38], además de poseer alta potencia, tamaño y peso reducido, alto par de arranque, amplia gama de velocidades, robustez mecánica, mantenimiento reducido y alta eficiencia.

En la mayor parte de la literatura consultada (ver Estado del Arte), se muestra que el modelo de Ackermann es ampliamente utilizado para el diseño de un DE en vehículos de cuatro ruedas, así como leyes de control clásicas como el PID para asegurar la velocidad en las ruedas. Sin embargo, no es conveniente aplicar el controlador PID convencional a un sistema con carga dinámica, como lo es un VE, donde el número de pasajeros es determinante, ya que la respuesta del controlador en estado estable se hará lenta y el motor tendrá un mal rendimiento [39].

1.3. Justificación

El Instituto Nacional de Ecología y Cambio Climático publicó el inventario nacional de emisiones de GEI, donde se menciona que México emitió 683 millones de toneladas de GEI en el año 2015, de los cuales el 25.1 % es producto del uso de transporte [40]. El gobierno mexicano ha establecido el compromiso de:

- Reducir estas emisiones fomentando la investigación científica y tecnológica en beneficio al medio ambiente, así como impulsar el transporte eficiente y sustentable.
- Promover el uso de VE.

Derivado de esta disposición, se ha eliminado el pago de impuestos sobre automóviles nuevos cuya propulsión sea través de baterías eléctricas recargables. Actualmente la oferta de AE en México es cada vez mayor, existen al menos 11 modelos diferentes impulsados por ME [41]. Además, la Comisión Federal de Electricidad permite dos servicios en un domicilio: un servicio exclusivo para el VE y uno para el resto del hogar [42].

La tecnología de los VE es más sostenible y eficiente dado que la energía eléctrica necesaria puede ser generada a partir de fuentes renovables, además el uso de ME permite recuperar energía en el frenado [43]. Aunque los AE e híbridos no son baratos, el desarrollo de su tecnología es importante para abaratar costos, cuidar el medio ambiente, así como para el ahorro energético en México.

Con respecto a los sistemas de tracción multi-motor actualmente se desarrollan sistemas diferenciales electrónicos con MR, que tienen un campo muy atractivo en la aplicación de sistemas de tracción eléctrica [37]. Un impulsador de este tipo de tecnología es la empresa Protean Electric, la cual desarrolla motores integrados en rueda con más de 100 caballos de fuerza, y de acuerdo con sus estudios, este tipo de sistemas mejora tanto la capacidad de impulsión como la estabilidad del vehículo [8].

De acuerdo con la literatura consultada el uso de sistemas diferenciales electrónicos es de mayor interés, aunque en la mayoría de los casos se realizan diseños y evaluaciones a nivel simulación [14, 37]. Así como el uso de distintas técnicas de control como lógica difusa [10] y wavelet [15]. Por otro lado, el trabajo reportado por Guerra [35] motiva la

implementación del ADRC utilizando motores BLDC, ya que en este trabajo sólo se realiza a nivel simulación y por lo tanto se aportarían resultados experimentales. Además, una implementación de un SDE utilizando la técnica de control PID y motores BLDC en rueda fue desarrollando en la Universidad Politécnica de Puebla [21].

Cabe mencionar que este tema de tesis está íntimamente relacionado con la línea de investigación de control de sistemas electromecánicos que se cultiva en este programa de maestría en electrónica y servirá para el desarrollo de proyectos relacionados a VE los cuales hacen uso de direcciones eléctricamente asistidas, suspensiones semi-activas, ciclos de regeneración en frenado, autos híbridos, sistema de carga rápida, control de estabilidad, conducción autónoma, entre otros.

1.4. Hipótesis

- El modelo de Ackermann se aplica en el mecanismo de dirección del Go Kart para implementar el diferencial eléctrico.
- Se adaptan motores BLDC en rueda a un conjunto de baterías de iones comerciales al chasis del vehículo Go Kart, para convertirlo en un VE con tracción AWD tal que se alcancen velocidades de hasta $40km/h$ y lleve una carga útil de $200kg$ (2 pasajeros + $40kg$ adicionales).
- Se implementan leyes de control ADRC en un dispositivo FPGA (Field-Programmable Gate Array), que de tal manera permitan compensar las variaciones de par de carga en cada uno de los motores BLDC en rueda del VE ideado.
- Se implementa el DE y un sistema de monitoreo de las variables del VE en un dispositivo FPGA, con el propósito de demostrar que el esquema de control propuesto basado en la geometría de Ackermann y sistemas multiagente, funciona para prototipo de un VE con tracción cuatro ruedas.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo general

- Diseñar e implementar un DE basado en la geometría de Ackermann para un VE con tracción AWD, utilizando la tecnología de motores BLDC en rueda, con su respectivo controlador robusto de velocidad para cada motor.

1.5.2. Objetivos específicos

- Diseñar y validar un ADRC de velocidad para un motor BLDC en rueda.
- Implementar el sistema FPGA para determinar la velocidad de cada una de las ruedas, para la medición y transmisión de información hacia el ordenador.
- Implementar el controlador robusto en las cuatro ruedas en un dispositivo FPGA para asegurar las referencias de velocidad de cada una de las ruedas, calculadas por el modelo de Ackermann.

1.6. Metas

- Construcción de un inversor para cada uno de los MR del VE con transistores que soporten la carga del motor. Tiempo de desarrollo propuesto 2 meses.
- Implementar el controlador de velocidad robusto de cuatro MR en un FPGA Spartan 6 XC6SLX25-2FTG256C de Xilinx. Tiempo de desarrollo propuesto 3 meses.
- Implementar un DE para las cuatro ruedas y el monitoreo de variables a través del FPGA Spartan 6 XC6SLX25-2FTG256C de Xilinx y LabVIEW. Tiempo de desarrollo propuesto 4 meses.
- Construcción del prototipo experimental de VE con cuatro motores BLDC en rueda. Basado en un vehículo go kart. Tiempo de desarrollo propuesto 5 meses.
- Publicar un artículo de conferencia. Tiempo de desarrollo propuesto 4 meses.

1.7. Limitaciones

- No se considera el modelo dinámico del vehículo en la implementación del DE.
- No se realiza control de estabilidad, ni control de tracción.
- La implementación de SDE se desarrolla en una estructura metálica donde se montan los ME y verificar el funcionamiento del sistema.

1.8. Metodología

1. Análisis de la estructura mecánica del vehículo Go Kart.
 - Modelado 3D del chasis y del mecanismo de dirección en CAD (Computer-Aided Design).
 - Determinar peso y dimensiones del vehículo. Se requiere conocer la distancia entre ejes, ruedas y diámetro de las ruedas para el desarrollo del DE.
 - Análisis del mecanismo de dirección del vehículo. En caso de ser necesario se realiza las modificaciones de la dirección utilizando la metodología de diseño presentada en [44] para cumplir con la geometría de Ackermann.
2. Selección de los motores BLDC en rueda de acuerdo al peso del vehículo y a una carga útil de $200kg$ para alcanzar velocidades de hasta $40km/h$.
3. Diseño del montaje de los motores BLDC en rueda y demás aditamentos.
4. Diseño y construcción de un inversor trifásico para cada motor.
 - Selección de componentes.
 - Diseño de diagrama eléctrico en software.
 - Construcción y ensamblaje de componentes en placa PCB (Printed Circuit Board).
5. Diseño de un controlador robusto de velocidad.

- Análisis del modelo de un motor BLDC para aplicar un controlador por planitud diferencial.
- Diseñar un controlador de velocidad ADRC con sensor de velocidad.
- Pruebas de simulación del controlador.
- Pruebas experimentales utilizando un FPGA Spartan 6 XC6SLX25-2FTG256C de Xilinx para la implementación del controlador.

6. Diseño e implementación del DE.

- Realizar simulaciones para determinar las velocidades de cada rueda con el principio de Ackermann y los datos recabados de la dirección del vehículo Go Kart.
- Se realizarán simulaciones del control robusto trabajando en conjunto con el DE.
- Implementar las ecuaciones del DE en FPGA Spartan 6 XC6SLX25-2FTG256C de Xilinx.

7. Integración de la plataforma experimental.

- Montaje de los motores BLDC en rueda al chasis del vehículo, montaje de baterías, inversores y las conexiones eléctricas.
- Implementar el controlador robusto de las cuatro ruedas en FPGA Spartan 6 XC6SLX25-2FTG256C de Xilinx.
- Implementar el monitoreo de variables del vehículo a través del FPGA Spartan 6 XC6SLX25-2FTG256C de Xilinx.

8. Realizar pruebas experimentales del vehículo completo.

En el siguiente diagrama de flujo se muestra la metodología propuesta para el desarrollo del DE.

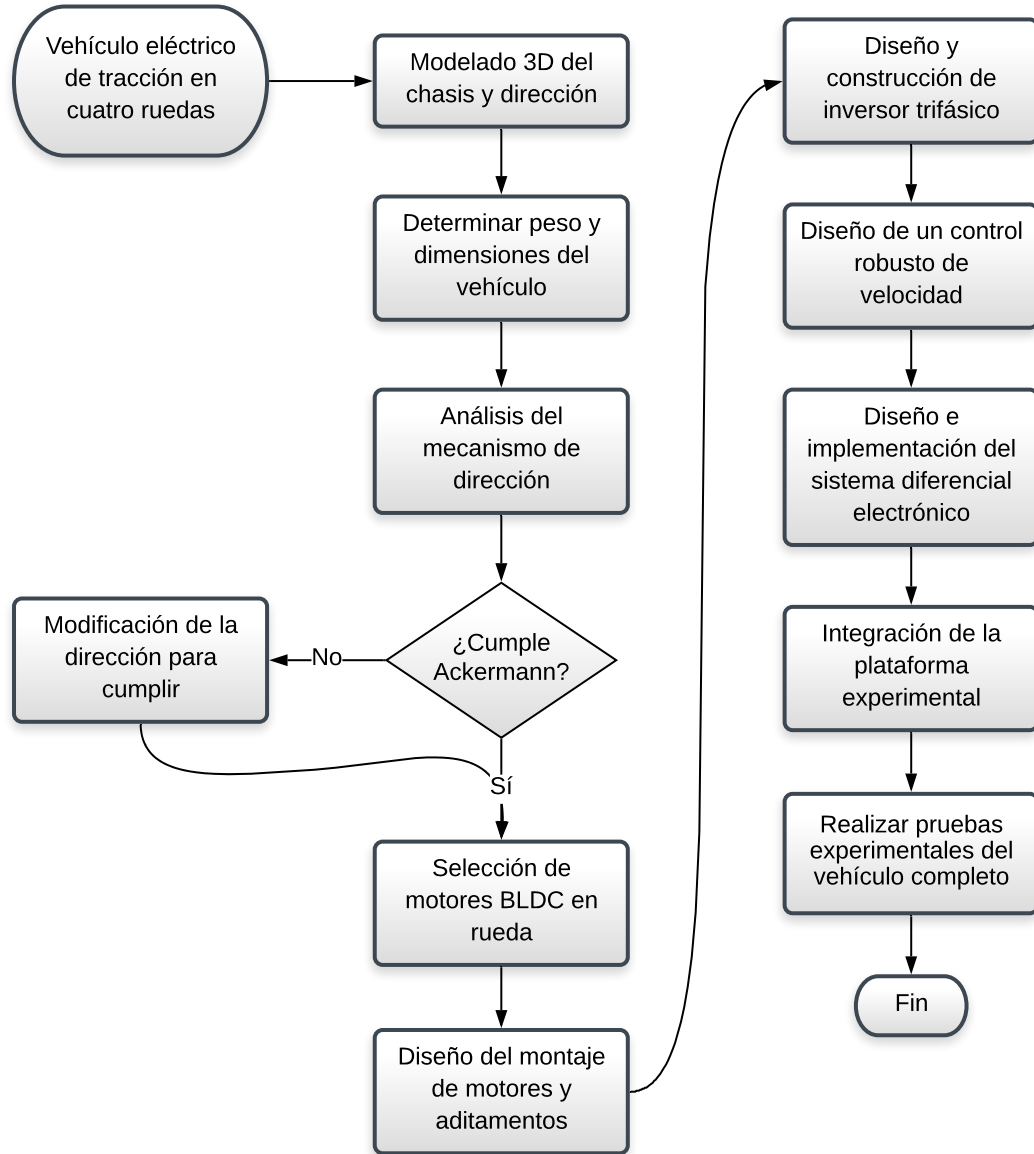


Figura 1.4: Metodología.

Capítulo 2

Marco Teórico

2.1. Sistema de dirección mecánico

El Sistema de Dirección (SD) de un vehículo, es un mecanismo que transmite el movimiento del volante a las ruedas delanteras, su función principal es que el vehículo siga la trayectoria determinada por el conductor, evitando que las ruedas delanteras se deslicen a la hora de seguir una curva manteniendo la máxima adherencia posible.

2.1.1. Componentes de un sistema de dirección mecánico

De acuerdo con Jiménez [45] un SD común está compuesto de los siguientes elementos:

1. **Volante:** Esta pieza (generalmente circular) está en contacto directo con el conductor, se encarga de transmitir el movimiento generado por el conductor al SD.
2. **Columna de dirección:** Es el conjunto de barras unidas por medio de cardanes que transmiten el movimiento rotativo del volante hacia el mecanismo de dirección.
3. **Mecanismo de dirección:** Este elemento mecánico conocido también como caja de dirección, convierte el movimiento rotativo de la columna de dirección a un desplazamiento rectilíneo. Además de disminuir la fuerza que debe aplicar el conductor para orientar las ruedas.
4. **Biela de mando:** Esta barra está conectada a los extremos de la caja de dirección.

5. **Brazo de acoplamiento:** Este componente transmite el movimiento de la biela de mando hacia la mangueta.
6. **Mangueta:** La mangueta es la pieza que está diseñada para interactuar con el sistema de suspensión, frenado y dirección. Esta unido a las ruedas del vehículo y recibe el movimiento del brazo de dirección, lo que permite girar las ruedas sobre su eje principal del mecanismo de dirección.

En la Figura 2.1 se muestran los componentes de un SD cremallera.

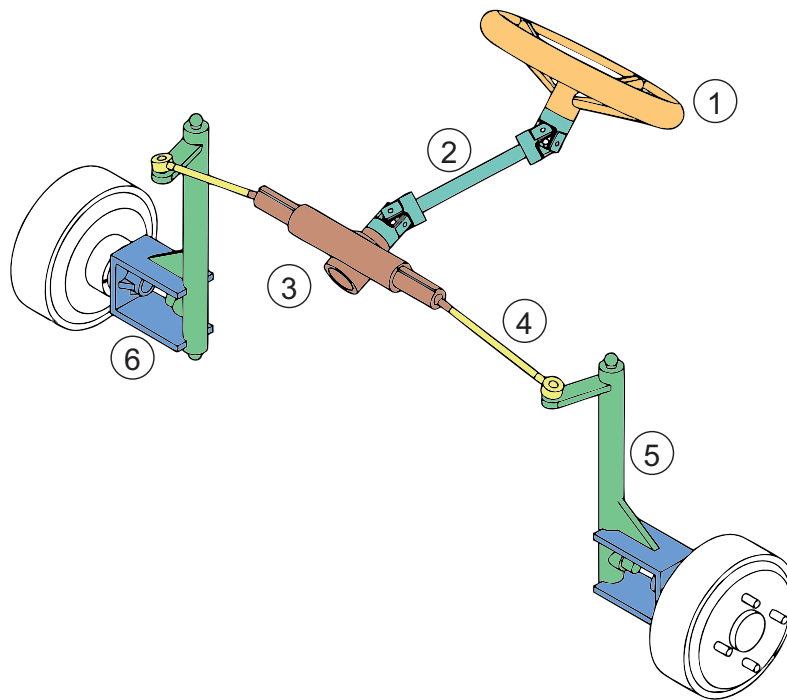


Figura 2.1: Componentes del sistema de dirección. Basado en [45].

2.1.2. Tipos

Según Águeda [46] existen dos tipos de mecanismos de dirección: cremallera y tornillo sin fin.

- **Dirección cremallera:** Es un mecanismo simple y preciso que no requiere demasiado espacio, se encuentra fijado al chasis entre la columna de la dirección y las

bielas de mando. Convierte el movimiento rotacional del volante a un movimiento lineal que desplaza las bielas de mando, al mismo tiempo incide sobre el brazo de acoplamiento unido a la mangueta y finalmente orientar las ruedas. Se compone por un piñón con dentado helicoidal conectado a la columna de dirección y una barra cremallera engranado al piñón (véase Figura 2.2).

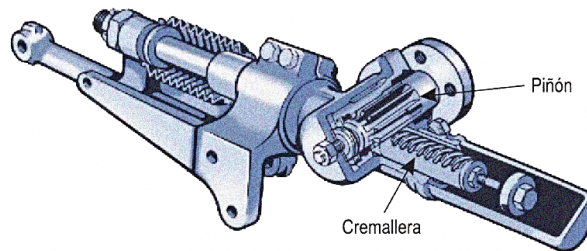


Figura 2.2: Mecanismo de dirección cremallera. Imagen tomada de [46].

- **Tornillo sin fin:** Este mecanismo está compuesto por un tornillo sin fin unido a la columna de dirección que engrana con una tuerca, rodillo o dedo. La parte que está engranado al tornillo sin fin proporciona el movimiento del brazo de mando y éste a su vez a la tirantearía de la dirección que orientan las ruedas. El tornillo sin fin y la tuerca que engrana con él están dentro de la caja de dirección que esta fija a la carrocería (véase Figura 2.3).

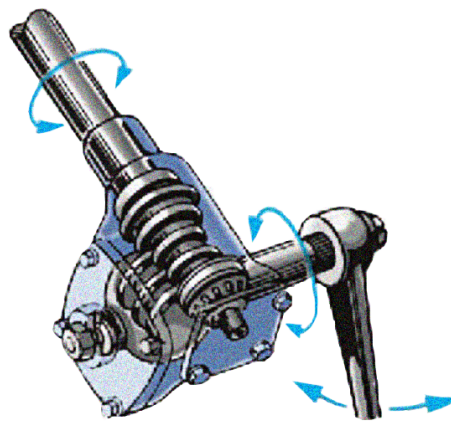


Figura 2.3: Mecanismo de dirección tornillo sin fin. Imagen tomada de [46].

2.2. Geometría de Ackermann

La geometría de Ackermann es una distribución geométrica entre las ruedas delanteras interna y externa de un vehículo de cuatro ruedas, y define el ángulo de giro correcto de las ruedas delanteras cuando el vehículo es conducido en una curva. Los brazos de la dirección permiten girar la rueda interior menos grados que la rueda exterior para orientarlas adecuadamente en una curva, esto permite que la rueda interior siga la trayectoria de un círculo más pequeño que la rueda exterior, también se evita que los neumáticos se deslicen durante un giro.

Es decir, en una curva las ruedas delanteras están orientadas tal que sus ejes de giro se corten en el punto (O) situado en la prolongación del eje trasero como se muestra en la Figura 2.4. De esta manera la rueda delantera interior en una curva tiene un mayor ángulo de giro (c) que la rueda delantera exterior (b), dado que la primera tiene un radio de giro (OB) menor que el radio de giro (OA). Para que cada rueda delantera se oriente adecuadamente en el punto (O), se requiere de un trapecio articulado llamado dirección de Ackermann. Este mecanismo está definido por el eje delantero (AB), los brazos de dirección (AC y BD) y una barra de acoplamiento (CD) [47].

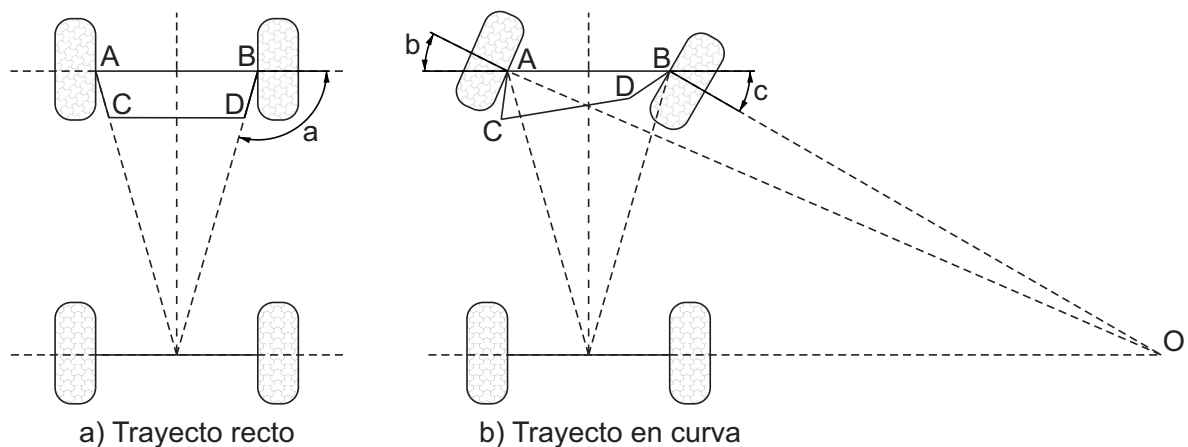


Figura 2.4: Dirección de Ackermann. Basado en [47].

2.3. Diferencial electrónico

Un diferencial mecánico es un elemento del tren motriz de un automóvil situado al final de la cadena de transmisión, antes de los palieres o arboles de transmisión unido a las ruedas (véase Figura 2.5). Este mecanismo realiza tres funciones [48]:

- Comportarse como un reductor de velocidad.
- Permite girar a diferente velocidad las ruedas de un mismo eje.
- Convierte el par de la caja de cambios de un eje a dos situados perpendicularmente al eje de la caja de cambios.

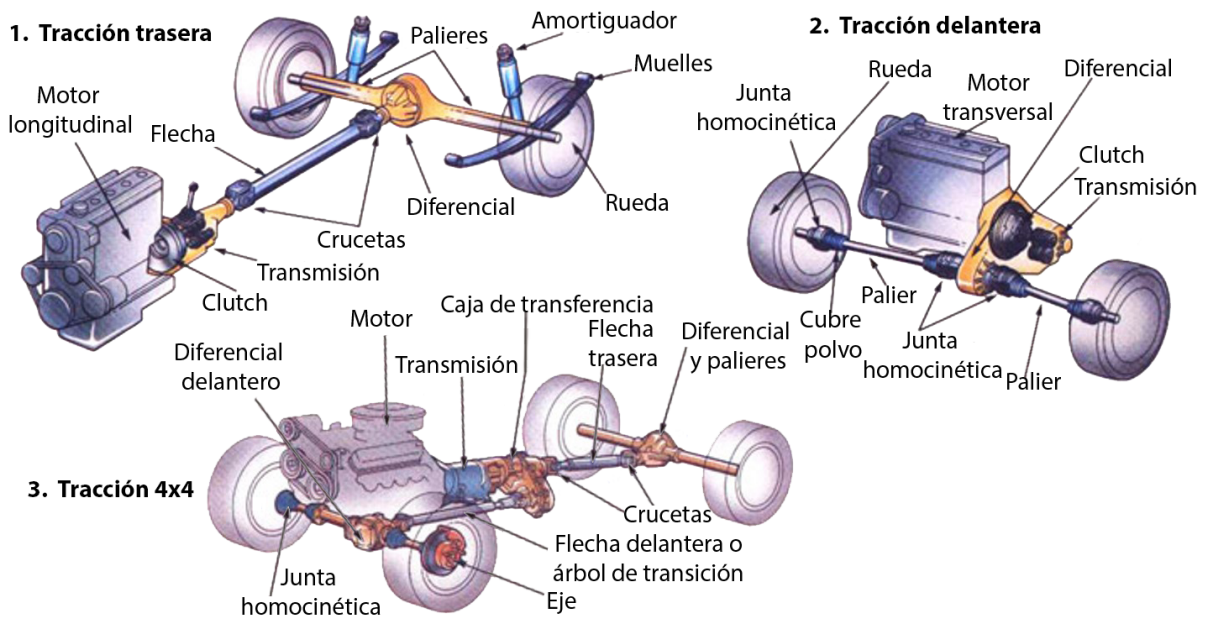


Figura 2.5: Tren motriz. Basado en [49].

Este mecanismo reduce el deslizamiento de los neumáticos ocasionado por el movimiento relativo de los neumáticos de adentro hacia fuera, así como de la desaceleración forzada del neumático interior debido al arrastre. Así mismo están diseñados para dividir y optimizar la potencia del eje impulsor. Sin embargo, pueden reemplazarse con diferenciales electrónicos, que ajustan la potencia de cada rueda en función de la velocidad y giro deseado por el conductor [50]. Un SDE es una tecnología electrificada que suprime el uso de diferenciales mecánicos tradicionales [18], las principales características de un DE son las siguientes [37]:

- No existe algún componente mecánico entre las ruedas.
- Cada una de las ruedas está acoplado a un ME que se controla de forma independiente.
- Control directo en ruedas durante las curvas.
- Bloqueo diferencial de las ruedas cuando se conduce en línea recta.

Este sistema está compuesto por un módulo electrónico que determina la velocidad de cada rueda, en función de la velocidad y giro deseado por el conductor, un control robusto por rueda que asegura el seguimiento de velocidad indicado por el módulo electrónico y un inversor trifásico (en este caso) por ME (Motores BLDC en rueda) [15]. El DE se basa en el concepto de Ackermann el cual hace rodar las cuatro ruedas alrededor de un punto común durante un giro llamado “centro de radio de giro”, esto se cumple cuando el cruce de las ruedas delanteras está sobre la misma línea de propagación del eje trasero. Esto mejora el rendimiento y capacidad de giro en gran medida [37].

En la Figura 2.6 se muestra el giro de un vehículo de cuatro ruedas según el modelo de Ackermann donde V es la velocidad del vehículo V_1, V_2, V_3, V_4 son las velocidades de cada una de las ruedas, θ_R el ángulo de radio de giro del vehículo, δ_o y δ_i son los ángulos de cada rueda delantera, θ el ángulo de dirección del vehículo, L la distancia entre el eje delantero y trasero, B la distancia horizontal ente las ruedas, R el radio de giro del vehículo, O centro del radio de giro.

El ángulo de Ackermann varía según el diseño del vehículo. Cuando el ángulo de Ackermann es demasiado pequeño para el vehículo, la rueda delantera interior no girará lo suficiente, además, puede causar un subviraje puesto que las ruedas no tienen el mismo arco y tienden a luchar entre si girando en ángulos que no se completan entre sí. Si hay demasiado ángulo de Ackermann la rueda interior causa arrastre, siendo igual de malo como no tener ángulo de Ackermann [51].

El modelo de Ackermann se utiliza para determinar la velocidad de cada rueda en función al ángulo de giro del volante y velocidad deseada del vehículo. Las siguientes ecuaciones que se presentan en el artículo publicado por Moazen [37], describen al SDE basado en el modelo de Ackermann.

(2.1) y (2.2) representan en un giro los ángulos de dirección de las ruedas delanteras.

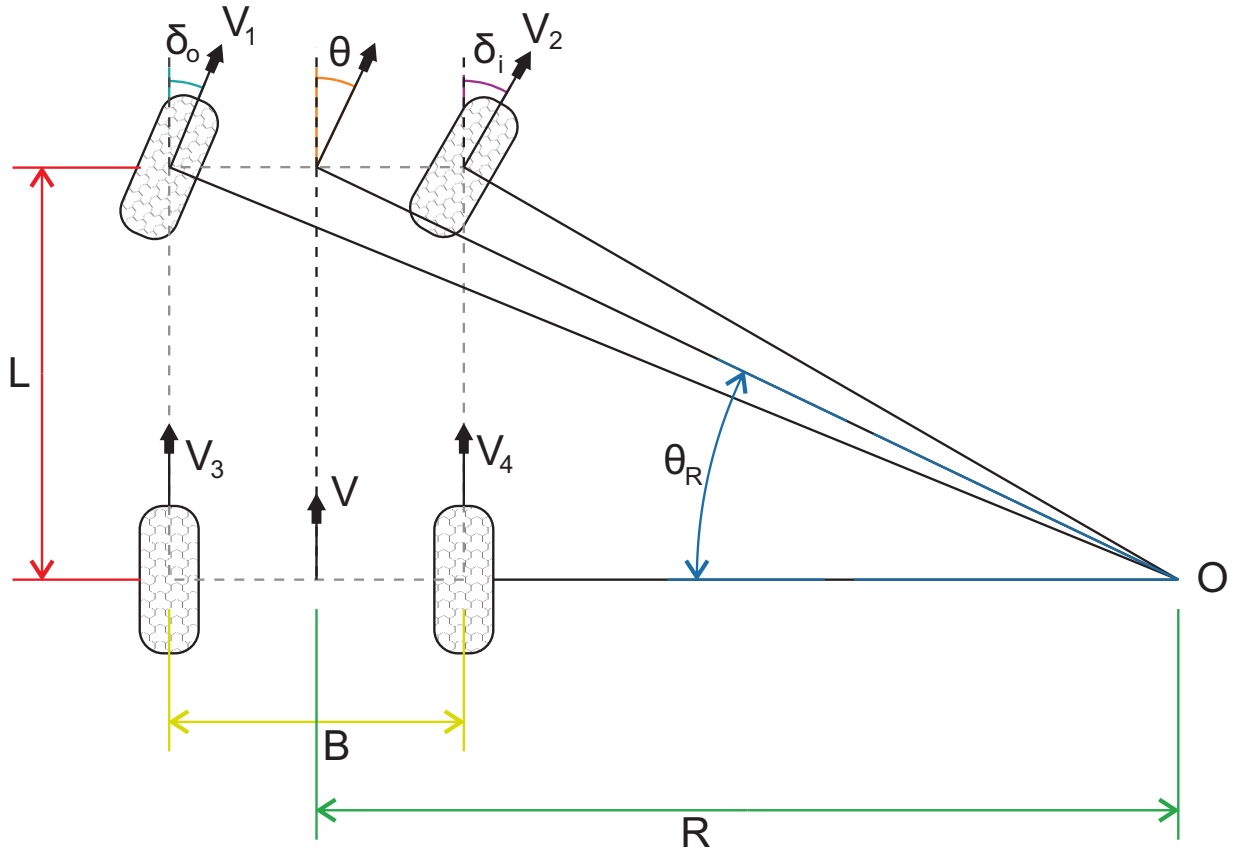


Figura 2.6: Geometría de Ackermann. Basado en [37].

$$\delta_o = \tan^{-1} \left(\frac{L}{R + \frac{B}{2}} \right) \quad (2.1)$$

$$\delta_i = \tan^{-1} \left(\frac{L}{R - \frac{B}{2}} \right) \quad (2.2)$$

El radio de giro se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$R = \frac{L}{\tan \theta} \iff L = R \tan \theta \quad (2.3)$$

La velocidad lineal de cada rueda se expresa en términos de la velocidad angular ω y el radio de giro R , es decir:

$$V_1 = \omega \sqrt{\left(R + \frac{B}{2} \right)^2 + L^2} \quad (2.4)$$

$$V_2 = \omega \sqrt{\left(R - \frac{B}{2}\right)^2 + L^2} \quad (2.5)$$

$$V_3 = \omega \left(R + \frac{B}{2}\right) \quad (2.6)$$

$$V_4 = \omega \left(R - \frac{B}{2}\right) \quad (2.7)$$

Sustituyendo (2.3) en (2.4), (2.5), (2.6) y (2.7) se determina la velocidad angular de cada rueda de la siguiente manera:

$$\omega_1 = \frac{V_1}{r} = \frac{\omega}{r} \sqrt{\left(\frac{L}{\tan \theta} + \frac{B}{2}\right)^2 + L^2} \quad (2.8)$$

$$\omega_2 = \frac{V_2}{r} = \frac{\omega}{r} \sqrt{\left(\frac{L}{\tan \theta} - \frac{B}{2}\right)^2 + L^2} \quad (2.9)$$

$$\omega_3 = \frac{V_3}{r} = \frac{\omega}{r} \left(\frac{L}{\tan \theta} + \frac{B}{2}\right) \quad (2.10)$$

$$\omega_4 = \frac{V_4}{r} = \frac{\omega}{r} \left(\frac{L}{\tan \theta} - \frac{B}{2}\right) \quad (2.11)$$

Donde r es el radio de cada rueda. Así mismo la velocidad de cada rueda se determina en términos de la velocidad lineal del vehículo V con la siguiente expresión:

$$V = R\omega \quad (2.12)$$

Por lo tanto:

$$\omega = \frac{V}{R} = V \frac{\tan \theta}{L} \quad (2.13)$$

Sustituyendo (2.13) en (2.8), (2.9), (2.10) y (2.11) la velocidad angular en cada rueda en términos de la velocidad lineal del vehículo se calcula como:

$$\omega_1 = \frac{V}{r} \sqrt{1 + \frac{B}{L} \tan \theta + \left(1 + \frac{B^2}{4L^2}\right) \tan^2 \theta} \quad (2.14)$$

$$\omega_2 = \frac{V}{r} \sqrt{1 - \frac{B}{L} \tan \theta + \left(1 + \frac{B^2}{4L^2}\right) \tan^2 \theta} \quad (2.15)$$

$$\omega_3 = \frac{V}{r} \left(1 + \frac{B}{2L} \tan \theta\right) \quad (2.16)$$

$$\omega_4 = \frac{V}{r} \left(1 - \frac{B}{2L} \tan \theta\right) \quad (2.17)$$

2.4. Motor BLDC

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers), define a un motor BLDC como: *“una máquina giratoria y sincrónica con un rotor de imán permanente y con posiciones conocidas del eje del rotor para conmutación electrónica. El motor cumple con esta definición, ya sea que la electrónica del variador se integre al motor o esté separada de esta”* [52]. Se dice que es síncrono porque el campo magnético generado por el estator gira a la misma frecuencia que el rotor [13].

Debido a que el motor BLDC incluye semiconductores elimina varios problemas que presentan los ME con escobillas como el rozamiento, que genera calor y disminuye el rendimiento, ruido y necesidad de mantenimiento frecuente. Sin embargo, los motores BLDC tienen dos desventajas: un mayor costo de fabricación y se requiere el uso de sensores Hall o medir la fuerza contra-electromotriz para su funcionamiento. Aun así, cuenta con grandes ventajas como: mejor relación velocidad-par motor, mayor respuesta dinámica, mayor eficiencia, mayor vida útil, mayor rango de velocidad, no genera arcos eléctricos, no causa ruido eléctrico y su relación par-tamaño es mucho mayor [53].

Aunque existen motores BLDC monofásicos, bifásicos y trifásicos, el ultimo es la versión que se analiza en este trabajo.

Un motor BLDC realiza la misma función que un motor de Corriente Directa (CD), pero reemplaza el conmutador y las escobillas por interruptores de estado sólido que funcionan de acuerdo a una lógica para la conmutación de los embobinados. Cuando el motor

funciona en modo de conducción de dos fases los sensores de efecto hall indican la secuencia de conmutación que deben realizar los interruptores (MOSFETs) del inversor como se indica en la tabla 2.1. Para más información véase Anexo A.

HA	HB	HC	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. Basado en [54].

2.4.1. Modelo dinámico del motor BLDC

De acuerdo con Curiel [54], el modelo dinámico del motor BLDC se compone de una parte eléctrica y una parte mecánica. Partiendo del diagrama eléctrico del motor que se muestra en la Figura 2.7, la parte eléctrica del modelo dinámico del motor se representa en (2.18).

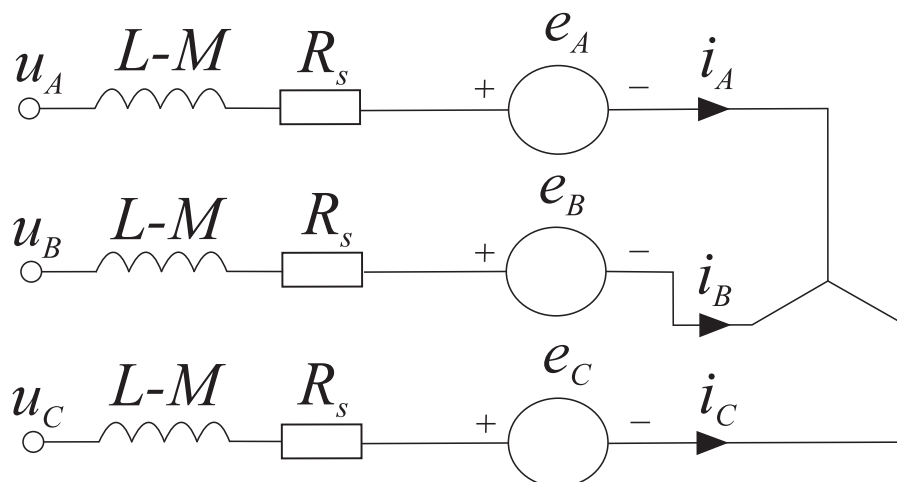


Figura 2.7: Circuito eléctrico del motor BLDC. Tomado de [54].

$$\begin{aligned}
L_s \frac{di_A}{dt} &= -R_s i_A - e_A + u_A \\
L_s \frac{di_B}{dt} &= -R_s i_B - e_B + u_B \\
L_s \frac{di_C}{dt} &= -R_s i_C - e_C + u_C
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Donde, $L_s = L - M$, $e_{A-C} = K_{e_{A-C}} \omega$; L_s es la inductancia de fase; M es la inductancia mutua; e_{A-C} es la fuerza electromotriz inducida; $K_{e_{A-C}}$ es la constante eléctrica del motor; ω es la velocidad angular del motor; R_s es la resistencia de fase; i_{A-C} es la corriente de fase; u_{A-C} es el voltaje de fase.

Sin embargo, en [55] se menciona el modelo de un motor BLDC trifásico no difiere de manera significativa del modelo de un motor de corriente continua. En la Figura 2.8 se observa el circuito equivalente del motor de corriente continua.

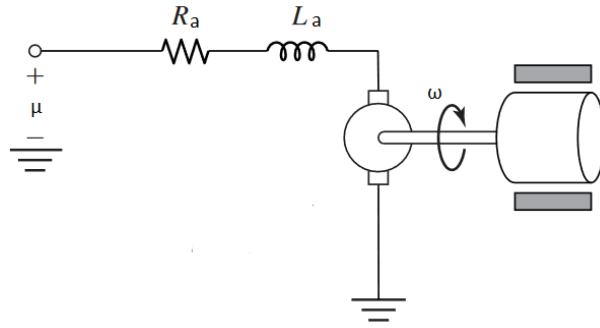


Figura 2.8: Circuito eléctrico del motor de corriente continua. Tomado de [55].

$$\begin{aligned}
L_a \frac{di_a}{dt} &= u - R_a i_a - k_e \omega \\
J \frac{d\omega}{dt} &= k_t i_a - B_u \omega - \tau_L
\end{aligned} \tag{2.19}$$

L_a la inductancia de armadura, R_a la resistencia de armadura, k_e la constante eléctrica del motor, k_t la constante de par del motor, J el momento de inercia del motor, B_u la fricción viscosa del motor, τ_L el par de carga aplicado, i_a la corriente de armadura, ω la velocidad angular del motor y u el voltaje de armadura del motor. Estos parámetros se obtienen como se muestra en el Anexo B.

De ahí, para simplificar el análisis del motor BLDC se utiliza el modelo dinámico del motor CD.

2.4.2. Parametrización diferencial

El uso de la propiedad de planitud diferencial permite diseñar un control de regulación de velocidad angular para el motor BLDC. Se sabe por Curiel [56] que el modelo dinámico del motor BLDC es lineal, controlable y diferencialmente plano, además la salida plana del sistema es la velocidad angular ω , la cual proporciona la siguiente parametrización diferencial de todas las variables del sistema y de la entrada de control:

$$\begin{aligned} \omega &= F \\ i &= \frac{J}{k_t} \dot{F} + \frac{B_v}{k_t} F \\ u &= \frac{L_a J}{k_t} \ddot{F} + \frac{R_a J + L_a B_u}{k_t} \dot{F} + \frac{R_a B_u + k_e k_t}{k_t} F \end{aligned} \quad (2.20)$$

Al realizar la parametrización diferencial de la entrada de control u , en términos de F , éste provee la ley de control de la siguiente manera:

$$u = \frac{L_a J}{k_t} u_{aux} + \frac{R_a J + L_a B_u}{k_t} \dot{F} + \frac{R_a B_u + k_e k_t}{k_t} F \quad (2.21)$$

Donde el control auxiliar u_{aux} se propone para imponer una velocidad angular de referencia y esté realice un seguimiento de trayectoria. Esta se expresa en (2.22).

$$u_{aux} = \ddot{F}^* - k_2 (\dot{F} - \dot{F}^*) - k_1 (F - F^*) \quad (2.22)$$

Las trayectorias deseadas son $\ddot{F}^*, \dot{F}^*, F^*$, mientras que \ddot{F}, \dot{F}, F son los estados de F , las cuales tienen una dependencia directa de las variables físicas del motor BLDC.

Capítulo 3

Sistema de dirección

3.1. Análisis del vehículo

A continuación, se realiza el análisis de la estructura y SD del vehículo Go Kart, con el propósito de realizar las modificaciones necesarias para cumplir con la geometría de Ackermann. En primer lugar, se obtienen las siguientes características del vehículo [57]:

- Dimensiones
 - Largo: 175.26 *cm*.
 - Ancho: 119.126 *cm*.
 - Altura: 135.636 *cm*.
- Peso: 164.2 *kg* (con motor).
- Motor de combustión interna 110 *CC*.
- Velocidad máxima de 50 *km/h*.
- Capacidad de escalada 12°.

Para realizar el análisis de la estructura se realizan mediciones aproximadas de cada componente y se dibujan en CAD, con el propósito de conocer la geometría del SD cremallera y peso aproximado de la estructura.

En la Figura 3.1 se muestra la estructura del vehículo resaltando el SD con los colores verde, amarillo y rojo, cada elemento de la estructura cuenta con las propiedades físicas

del acero ASTM A36, esto permite al software determinar la masa de toda la estructura, lo que resulta en 50.46 kilogramos.

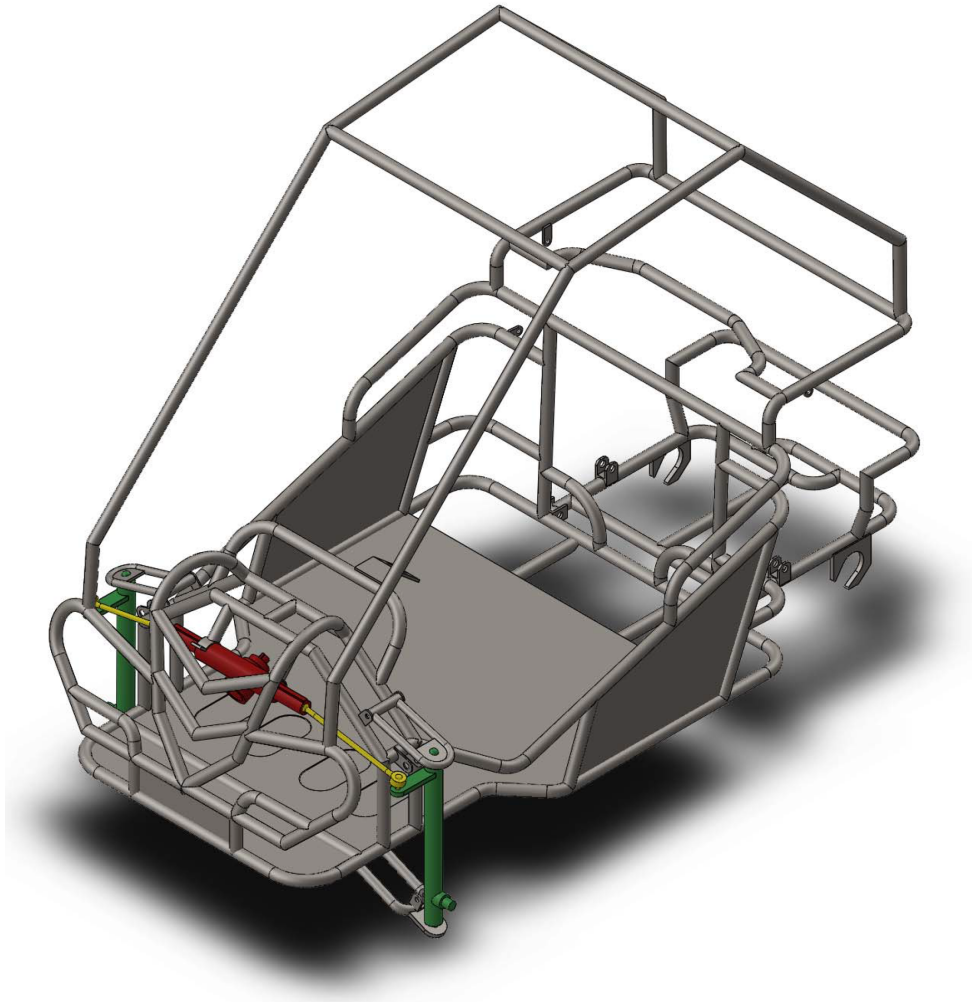


Figura 3.1: Vista isométrica de la estructura del vehículo original.

Este vehículo cuenta con un SD cremallera en configuración paralela es decir su ángulo de Ackermann es de cero grados, en la Figura 3.2 se muestra la vista superior de la estructura resaltando el SD con sus dimensiones.

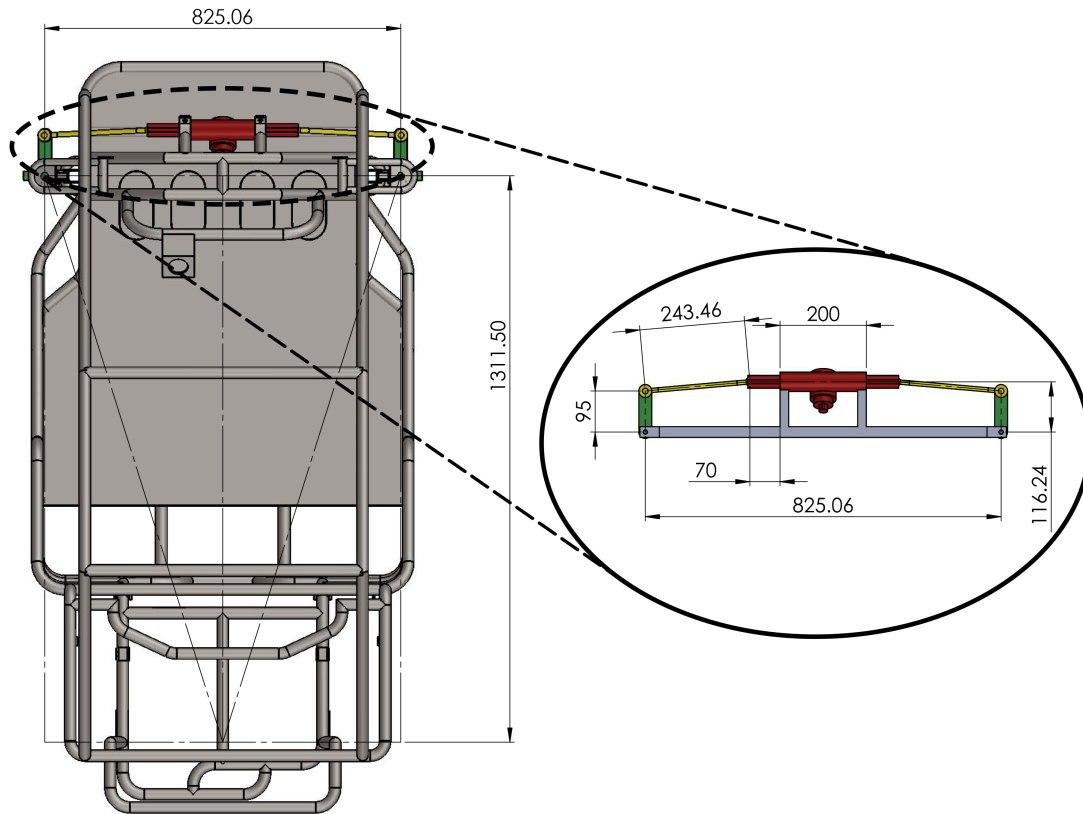


Figura 3.2: Vista superior de la estructura y sistema de dirección en *mm*.

Este SD está por delante del eje de referencia de las ruedas delanteras, y se analiza en su máximo punto de giro, esto permite conocer cómo se realiza la intersección de las ruedas delanteras. Si se propagan los ejes de las ruedas delanteras se observa que el punto de intersección de éstos ejes se realiza por delante del eje de referencia como se muestra en la Figura 3.3. Esto significa que el sistema también está en configuración anti-Akermann, debido a la intersección de los ejes de las ruedas delanteras que se realiza por delante del eje de referencia del vehículo. Al realizar la comparación de desplazamiento de ángulos de las ruedas delanteras del sistema en configuración paralela y el desplazamiento ideal de Ackermann como se muestra en la Figura 3.4. El sistema paralelo tiene un error del 21.84 % respecto al Ackermann ideal para este vehículo. Debido a esto es necesario realizar el diseño de dirección que cumpla con la condición de Ackermann ideal, ya que el SDE se basa en esta condición ideal.

El método para generar la Figura 3.4 se describe en la siguiente sección.

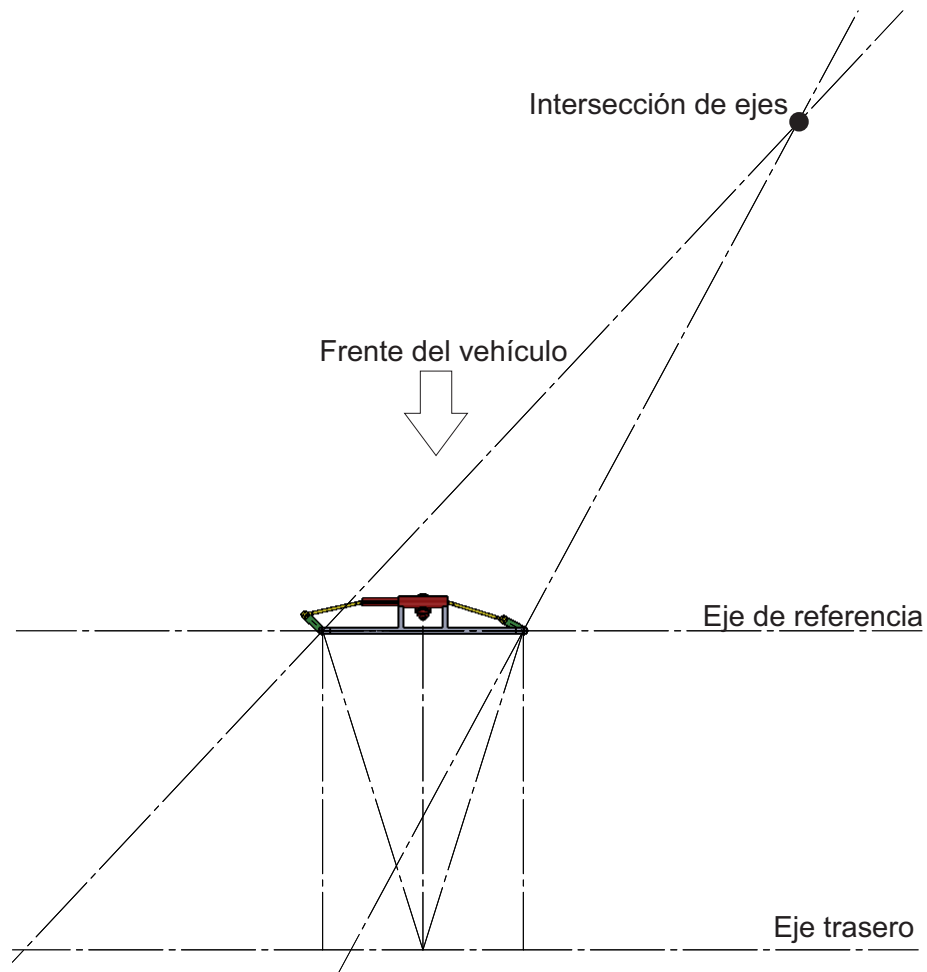


Figura 3.3: Intersección del sistema cremallera paralela.

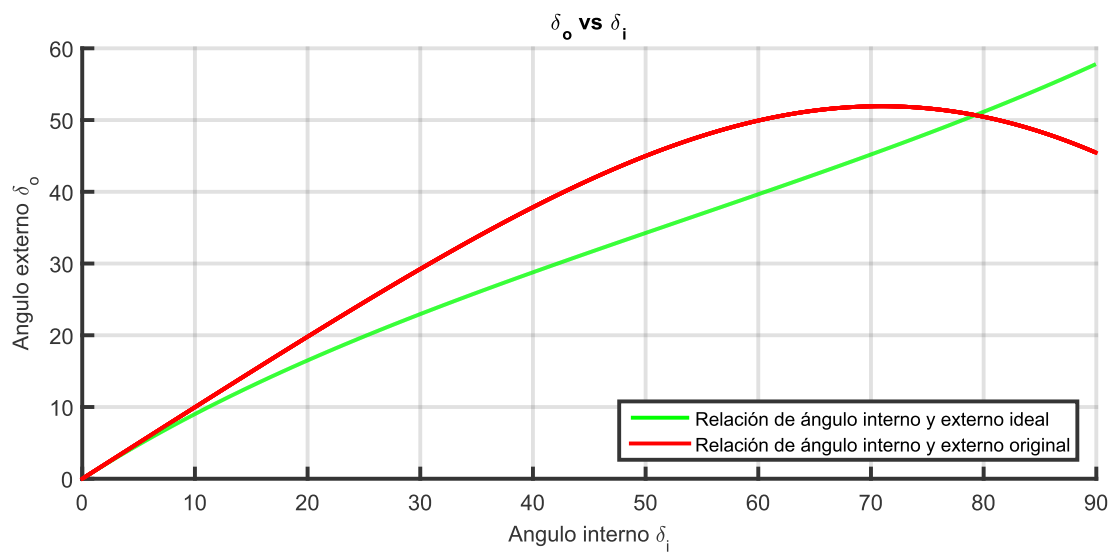


Figura 3.4: Comparación Ackermann ideal vs geometría original.

3.2. Diseño de un sistema de dirección cremallera

Según Martínez [21] no existe un mecanismo de dirección de cuatro barras que pueda proporcionar la condición de Ackermann (3.1) a la perfección. Sin embargo, es posible diseñar un SD que trabaje cerca de esta condición. La condición de Ackermann se expresa como la relación entre la rueda interna y externa:

$$\cot(\delta_o) - \cot(\delta_i) = \frac{B}{L} \quad (3.1)$$

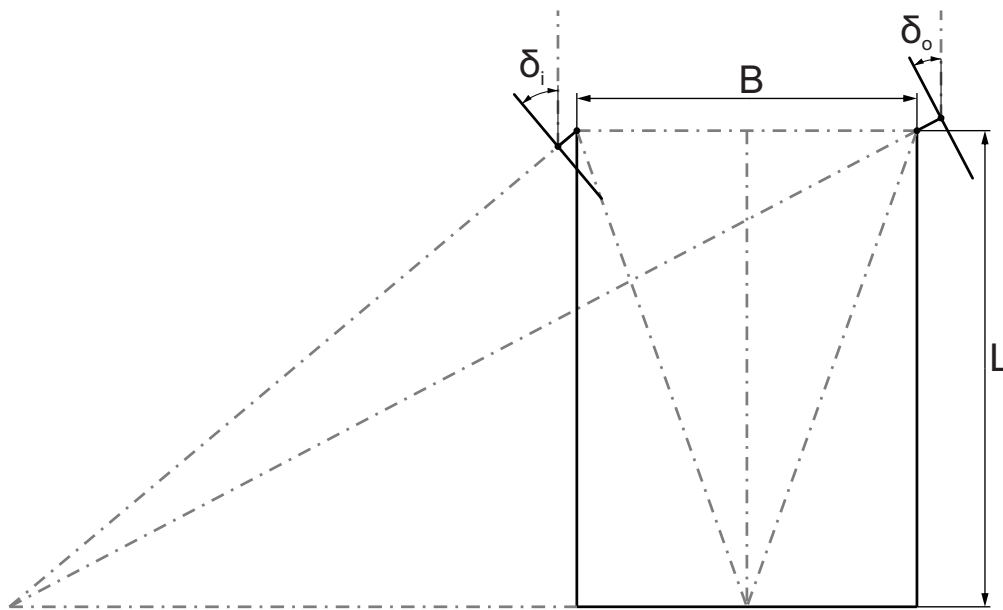


Figura 3.5: Condición Ackermann. Figura tomada de [44].

Donde,

- δ_o = Ángulo rueda externa.
- δ_i = Ángulo rueda interna.
- L = Distancia entre los ejes del vehículo.
- B = Distancia entre ruedas delanteras.

Esta condición se satisface cuando la propagación de los ejes de las ruedas delanteras se cortan con la propagación del eje de las ruedas traseras (véase Figura 3.5) como se describió en la sección 2.2 el mecanismo de Ackermann.

De acuerdo con la metodología de Diapalkumar [44] los parámetros que definen un SD cremallera basado en la geometría de Ackermann se muestran en la Figura 3.6.

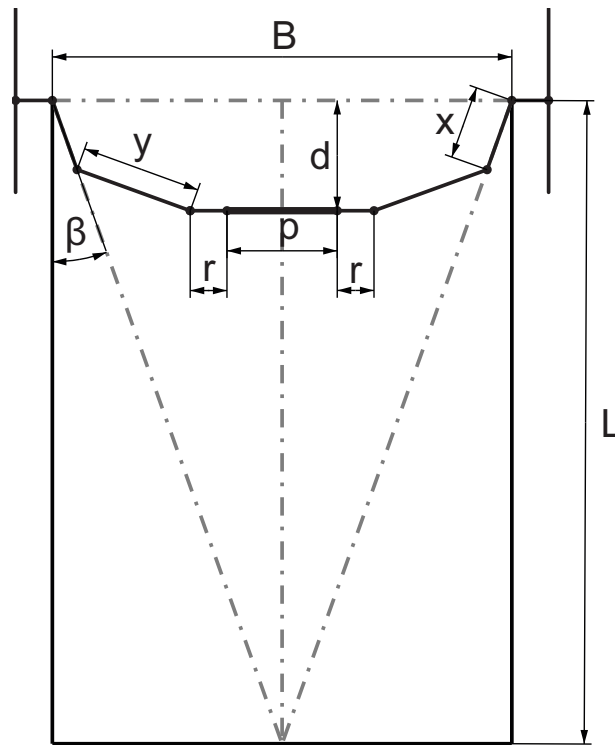


Figura 3.6: Parámetros del sistema de dirección cremallera. Figura tomada de [44].

Donde,

- x = Longitud del brazo de acoplamiento.
- y = Longitud de la barra de mando.
- p = Longitud de la carcasa del mecanismo de dirección.
- $p + 2r$ = Longitud de centro a centro de las juntas esféricas.
- q = Desplazamiento de cremallera.
- d = Distancia entre el eje delantero y el eje central del mecanismo de dirección
- β = Ángulo de Ackermann.

De los cuales el valor de p y r son conocidos dado que son los valores definidos por el mecanismo de dirección, el valor de B es fija por la longitud entre los puntos de giro de cada rueda, β se define por la relación entre B y L como se muestra en (3.2).

$$\beta = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{2L}{B} \right) \quad (3.2)$$

Sin embargo, los valores de “ y ”, “ d ”, “ q ” y “ x ” deben ser calculados, para ello se requiere resolver un sistema de ecuaciones a partir de las condiciones geométricas de la dirección en los casos: cero (3.3), ángulo interno (3.4) y ángulo externo (3.5). (véase artículo [44]).

$$y^2 = \left[\frac{B - (p + 2r)}{2} - x \sin(\beta) \right]^2 + [d - x \cos(\beta)]^2 \quad (3.3)$$

$$y^2 = \left[\frac{B}{2} - \left(\frac{p}{2} + r - q \right) - x \sin(\delta_i + \beta) \right]^2 + [d - x \cos(\delta_i + \beta)]^2 \quad (3.4)$$

$$y^2 = \left[\frac{B}{2} - \left(\frac{p}{2} + r + q \right) + x \sin(\delta_o - \beta) \right]^2 + [d - x \cos(\delta_o - \beta)]^2 \quad (3.5)$$

Se desea que el SD cumpla la condición de Ackermann cuando el ángulo de interno δ_i sea 35° , entonces es necesario conocer el ángulo externo δ_o , para ello se despeja δ_o de (3.1) resultando (3.6) la cual satisface la condición de Ackermann para cualquier ángulo interno δ_i dado, así el valor de δ_o es de 27.19° en este caso. Sin embargo, el mecanismo físico diseñado no logra alcanzar la condición de Ackermann en ese ángulo interno debido a la configuración mecánica deseada, en la Figura 3.7 se observa el resultado.

$$\delta_o = \cot^{-1} \left(\cot(\delta_i) + \frac{B}{L} \right) \quad (3.6)$$

Los valores conocidos del vehículo son los siguientes:

- $L = 1.485 \text{ m}$.
- $B = 0.77 \text{ m}$.
- $p = 0.2 \text{ m}$.
- $r = 0.09 \text{ m}$.
- $\beta = 14.5345^\circ$.
- $\delta_i = 35^\circ$.
- $\delta_o = 27.19^\circ$.

El valor de x se fija a 0.09 m debido a la restricción de la longitud del brazo de dirección y se resuelve el sistema de ecuaciones a partir de (3.3), (3.4) y (3.5) para encontrar los valores de “ y ”, “ d ” y “ q ”.

- $y = 0.1747 \text{ m}$.
- $d = 0.115 \text{ m}$.
- $q = 0.0387 \text{ m}$. (cuando el ángulo interno es de 35°).

El recorrido de la cremallera para cualquier ángulo δ_i se define despejando q de (3.4) como

se muestra en (3.7).

$$q = x \sin(\delta_i + \beta) - \frac{B}{2} + \left(\frac{p}{2} + r\right) + [y^2 - (d - x \cos(\delta_i + \beta))^2]^{0,5} \quad (3.7)$$

Para conocer el ángulo externo δ_o real efectuado por el SD diseñado, se despeja δ_o de (3.5) como se muestra en (3.8).

$$\delta_o = 2 \arctan \frac{\sqrt{-\alpha_1 \alpha_2} - 4Bx + 4px + 8qx + 8rx}{\alpha_3} + \beta \quad (3.8)$$

Donde,

- $\alpha_1 = -2Bp - 4Bq - 4Br + 4pq + 4pr + 8qr - 8xy + B^2 + 4d^2 + p^2 + 4q^2 + 4r^2 - 4x^2 - 4y^2$
- $\alpha_2 = -2Bp - 4Bq - 4Br + 4pq + 4pr + 8qr + 8xy + B^2 + 4d^2 + p^2 + 4q^2 + 4r^2 - 4x^2 - 4y^2$
- $\alpha_3 = -2Bp - 4Bq - 4Br + 8dx + 4pq + 4pr + 8qr + B^2 + 4d^2 + p^2 + 4q^2 + 4r^2 + 4x^2 - 4y^2$

Ahora se realiza la comparación según Ackermann y la geometría diseñada de la dirección utilizando (3.6) y (3.8), se traza el gráfico como se muestra en la Figura 3.7.

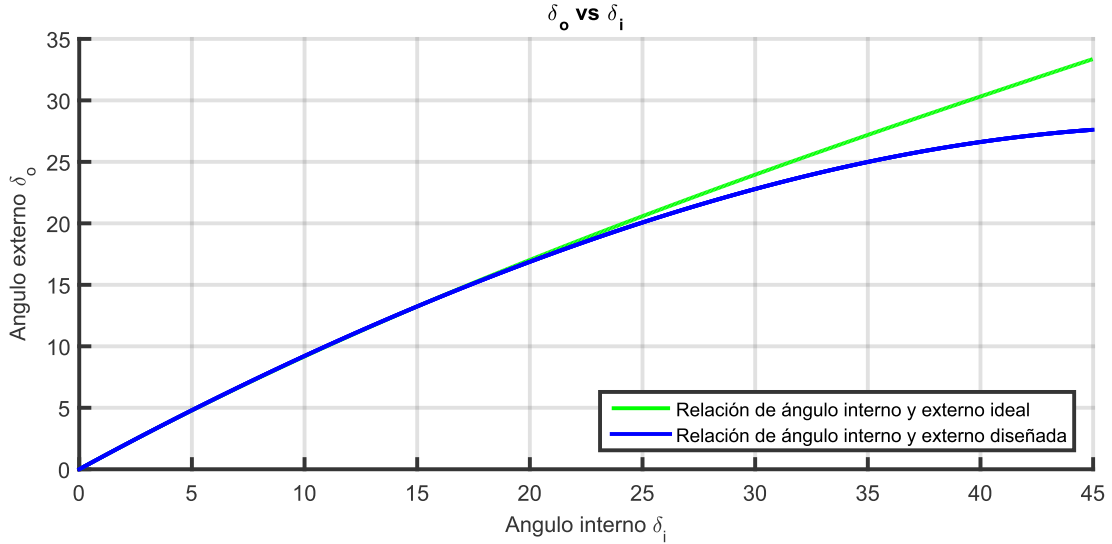


Figura 3.7: Relaciones de ángulo interno y externo.

La gráfica describe los ángulos que tienen las ruedas delanteras cuando se gira el volante, en un giro a la derecha, la rueda derecha será la rueda interna y la rueda izquierda será la rueda externa y viceversa cuando se gire a la izquierda. El diseño propuesto tiene un error menor al 1% respecto a la condición de Ackermann ideal del SD. El ángulo máximo que alcanza cada rueda físicamente es de 35°.

Capítulo 4

Elementos del vehículo

4.1. Motores BLDC

Para seleccionar los motores BLDC en rueda se establecieron los siguientes criterios:

- El motor debe ser de eje único.
- Rin desmontable.
- Corriente nominal máxima de 40 *A*.
- Alcanzar una velocidad de 40 *km/h*.
- Mover 450 *kg* a una pendiente de 10°.

Además, se consideró la opción más económica que satisfaga estos requerimientos. Los únicos que cuentan con estas características son los QS Motor tipo E-Car de la compañía SiAECOSYS, la serie QS Motor 260 está diseñada para aplicaciones automotrices de baja velocidad, se opta por utilizar el modelo de 2000 *W*. Este motor trifásico con devanados en conexión estrella de 24 pares de polos cuenta un solo eje, es de transmisión directa, su voltaje nominal de 72 *V*, el par máximo pico de 161.9 *N.m*, a una velocidad máxima de 50 *km/h* y peso de 23 *kg*. La ventaja de este tipo de motor es que cuenta con cuatro birlos para montaje de rin estándar de automóvil y tres sensores de efecto hall para conocer la posición del rotor. En la Figura 4.1 se muestra el motor QS Motor 260.



Figura 4.1: QS Motor 260

4.1.1. Cálculo de par

Para verificar que los motores seleccionados son los adecuados para mover el vehículo, se realiza el cálculo de par, como se desarrolla en [58].

Los parámetros considerados para determinar el par son los siguientes:

- Masa total del vehículo (M_{tv}): 450 kg.
- Masa de cada rueda (M_{cr}): 36 kg.
- Radio de neumático (R_n): 0.235 m.
- Velocidad máxima: 40 km/h (11.11 m/s).
- Tiempo de aceleración (t_a): 30 s.
- Ángulo de inclinación (α): 10°.
- Superficie de trabajo: asfalto (regular).
- MR: 4.

Los motores seleccionados deben ser capaces de desarrollar suficiente par para impulsar el vehículo, para ello se requiere realizar una serie de cálculos. En primer lugar, se necesita conocer esfuerzo de tracción total (ETT) como se muestra en (4.1).

$$ETT = F_{rr} + F_{pe} + F_a \quad (4.1)$$

Donde,

ETT = Esfuerzo total de tracción (N).

F_{rr} = Fuerza necesaria para superar la resistencia de rodadura (N).

F_{pe} = Fuerza requerida para subir una pendiente (N).

F_a = Fuerza requerida para acelerar a la velocidad final (N).

Para calcular los componentes de (4.1) se realiza los siguientes pasos.

- Primer paso: Determinar la resistencia de rodadura

La resistencia a la rodadura (F_{rr}) es la fuerza necesaria que un vehículo venza la fricción en seco para deslizarse sobre una superficie, para ello debe considerarse el peor tipo de superficie en el cálculo.

$$F_{rr} = P_{bv} * C_{fr} \quad (4.2)$$

donde,

F_{rr} = Resistencia de rodadura (N).

P_{bv} = Peso bruto del vehículo (N).

C_{fr} = Coeficiente de fricción de rodadura (véase tabla 4.1).

Para realizar el cálculo de (4.2) se debe conocer el valor del peso bruto del vehículo P_{bv} multiplicando la masa total del vehículo M_{tv} por la gravedad.

$$P_{bv} = M_{tv} * 9,81m/s^2 \rightarrow P_{bv} = 450kg * 9,81m/s^2 \rightarrow P_{bv} = 4414,5N \quad (4.3)$$

Después se busca el valor del coeficiente de fricción de la superficie de trabajo del asfalto (regular) en la Tabla 4.1 y se sustituyen los valores en (4.2).

$$F_{rr} = P_{bv} * C_{fr} \rightarrow F_{rr} = 4414,5N * 0,018 \rightarrow F_{rr} = 79,46N \quad (4.4)$$

Superficie de contacto	C_{fr} (Magnitud adimensional)
Hormigón (Bueno / Regular / Malo)	0.008 – 0.01 / 0.01 – 0.015 / 0.02
Pavimento (Bueno / Bloques / Piedra / Natural / Piedra mal estado)	0.015 / 0.02 / 0.033 – 0.055 / 0.045 / 0.085
Asfalto (Bueno / Regular / Malo)	0.01 – 0.0125 / 0.018 / 0.023
Macadam (Bueno / Regular / Malo)	0.013 – 0.016 / 0.018 – 0.023 / (0.023 – 0.028)
Carretera natural sin mantenimiento	0.08 – 0.16
Arena (Firme / Suave / Duna)	0.06 / 0.015 / 0.3
Nieve (Poco profunda "5 cm") / Gruesa "10 cm")	0.025 / 0.037
Hierba (Firme / Suave)	0.055 / 0.075
Barro (Firme / Medio / Suave)	0.037 / 0.09 / 0.15
Madera (Seca / Polvorienta / Húmeda)	0.01 / 0.005 / 0.001

Tabla 4.1: Coeficiente de fricción de rodadura. Tomado de [58] y [59]

- Segundo paso: Determinar resistencia a grado de inclinación

La resistencia a grado de inclinación (F_{pe}) es la fuerza necesaria para subir una pendiente.

$$F_{pe} = P_{bv} * \sin(\alpha) \quad (4.5)$$

donde,

F_{pe} = Resistencia a grado de inclinación (N).

P_{bv} = Peso bruto del vehículo (N).

α = Ángulo de inclinación máximo ($^\circ$).

Se sustituyen P_{bv} y α en (4.5) y se obtiene el valor de F_{pe}

$$F_{pe} = P_{bv} * \sin(\alpha) \rightarrow F_{pe} = 4414,5N * \sin(10^\circ) \rightarrow F_{pe} = 766,56N \quad (4.6)$$

- Tercer paso: Determinar fuerza de aceleración

La fuerza de aceleración (F_a) es la fuerza necesaria para alcanzar la velocidad máxima desde el reposo en un tiempo deseado.

$$F_a = \frac{P_{bv} * V_{m/s}}{9,81m/s^2 * t_a} \quad (4.7)$$

F_a = Fuerza de aceleración (N).

P_{bv} = Peso bruto del vehículo (N).

$V_{m/s}$ = Velocidad máxima (m/s).

t_a = Tiempo deseado para alcanzar la velocidad máxima (s).

donde,

Para obtener conocer el valor de F_a se sustituyen los valores de P_{bv} , $V_{m/s}$ y t_a en (4.7).

$$F_a = \frac{P_{bv} * V_{m/s}}{9,81m/s^2 * t_a} \rightarrow F_a = \frac{4414,5N * 11,11m/s}{9,81m/s^2 * 30s} \rightarrow F_a = 166,65N \quad (4.8)$$

- Cuarto paso: Determinar el esfuerzo de tracción total

Ya que se conocen los valores de F_{rr} , F_{pe} y F_a , se determina el valor del esfuerzo de tracción total sustituyendo estos valores en (4.1).

$$ETT = F_{rr} + F_{pe} + F_a \rightarrow ETT = 79,46N + 766,56N + 166,65N \rightarrow ETT = 1012,67N \quad (4.9)$$

- Quinto paso: Determinar el par motor de la rueda

El par de rueda requerido (T_r) se calcula en función del esfuerzo de tracción, con el propósito de verificar el funcionamiento del vehículo según los parámetros considerados para el cálculo de par.

$$T_r = ETT * R_n * FR \quad (4.10)$$

donde,

T_r = Par de rueda (Nm).

ETT = Esfuerzo total de tracción (N).

R_n = Radio del neumático (m).

FR = Factor de resistencia.(adimensional)

El Factor de resistencia FR son las pérdidas por fricción entre las ruedas, ejes y arrastre sobre los cojinetes del motor. Los valores típicos oscilan entre 1.1 y 1.15 (es decir del 10 % a 15 %) [58].

Ahora se determina el par motor de la rueda sustituyendo los valores de ETT , R_n y utilizando un factor de resistencia FR de 1.15 en (4.10) se obtienen lo siguiente.

$$T_r = ETT * R_n * FR \rightarrow T_r = 1012,67N * 0,235m * 1,15 \rightarrow T_r = 264,15Nm \quad (4.11)$$

- Sexto paso: Verificación de realidad

Por último, se verifica que el vehículo sea capaz de transmitir el par de las ruedas al suelo. El par de tracción máximo (PTM) que una rueda puede transmitir está definido por la carga normal multiplicado por el coeficiente de fricción entre la rueda y el suelo multiplicado por el radio del neumático.

$$PTM = P_r * \mu * R_n \quad (4.12)$$

donde, Para finalizar se debe conocer el valor del peso de una rueda P_r multiplicando

PTM = Par de tracción máximo.

P_r = Peso una rueda.

μ = Coeficiente de fricción estática (véase tabla 4.2).

R_n = Radio de neumático.

la masa de una rueda M_{cr} por la gravedad.

$$P_r = M_{cr} * 9,81m/s^2 \rightarrow P_r = 36kg * 9,81m/s^2 \rightarrow P_r = 353,16N \quad (4.13)$$

Se selecciona el coeficiente de fricción estática μ que corresponde a caucho blando sobre hormigón seco localizado en la tabla 4.2 y se realiza (4.12) para obtener el valor del par de tracción máximo PTM .

$$PTM = P_r * \mu * R_n \rightarrow PTM = 353,16N * 0,85 * 0,235m \rightarrow PTM = 70,54N \quad (4.14)$$

- Interpretación de resultados

El esfuerzo de tracción total ETT es la fuerza que ejercen todas las ruedas motrices a la superficie, dado que el vehículo cuenta con cuatro ruedas motrices la fuerza aplicada por cada rueda motriz es un cuarto del ETT calculado (4.9).

Combinación de materiales	Coefficiente de fricción estática
Caucho blando sobre hormigón seco	0.85
Goma dura sobre concreto seco	0.6
Plástico blando sobre hormigón seco	0.6
Plástico duro sobre concreto seco	0.3
Goma blanda sobre madera seca	0.95
Goma dura sobre madera seca	0.7
Plástico blando sobre madera seca	0.7
Plástico duro sobre madera seca	0.4

Tabla 4.2: Coeficiente de fricción estática [58].

Tr es el par total de la rueda, esta cantidad no cambia con el número de ruedas. La suma de par de cada motor de accionamiento debe ser mayor que el par de rueda calculado, en este caso el vehículo cuenta con cuatro motores de accionamiento, cada motor es capaz de ejercer un par máximo de pico de $161.9 Nm$. Entonces la suma de cada par es de $647.6Nm$ el cual es mayor que el par de rueda calculado en (4.11), es decir: $647,6Nm > 264,15Nm$

El par de tracción máximo PTM indica el máximo par que se puede aplicar antes de que ocurra un deslizamiento en cada rueda motriz.

El par de rueda Tr debe ser menor que la suma todos los pares máximos de tracción de todas las ruedas motrices o se producirá deslizamiento, es decir:

$$PTM = 70,54N * 4 = 282,16N$$

$$Tr = 264,15N$$

$$Tr < PTM * 4 \rightarrow 264,15N < 282,16N$$

En la Figura 4.2 se muestra la evolución del par necesario de acuerdo a los parámetros definidos, la línea punteada azul es el par máximo antes de producirse deslizamiento de las ruedas, es decir si se desea una aceleración de 0 a $40 km/h$ en menos de 25,2475 segundos las ruedas se deslizarán. Sin embargo, el tiempo de aceleración deseado es de 30 segundos marcado con la línea verde con el cual el vehículo puede acelerar sin deslizamiento.

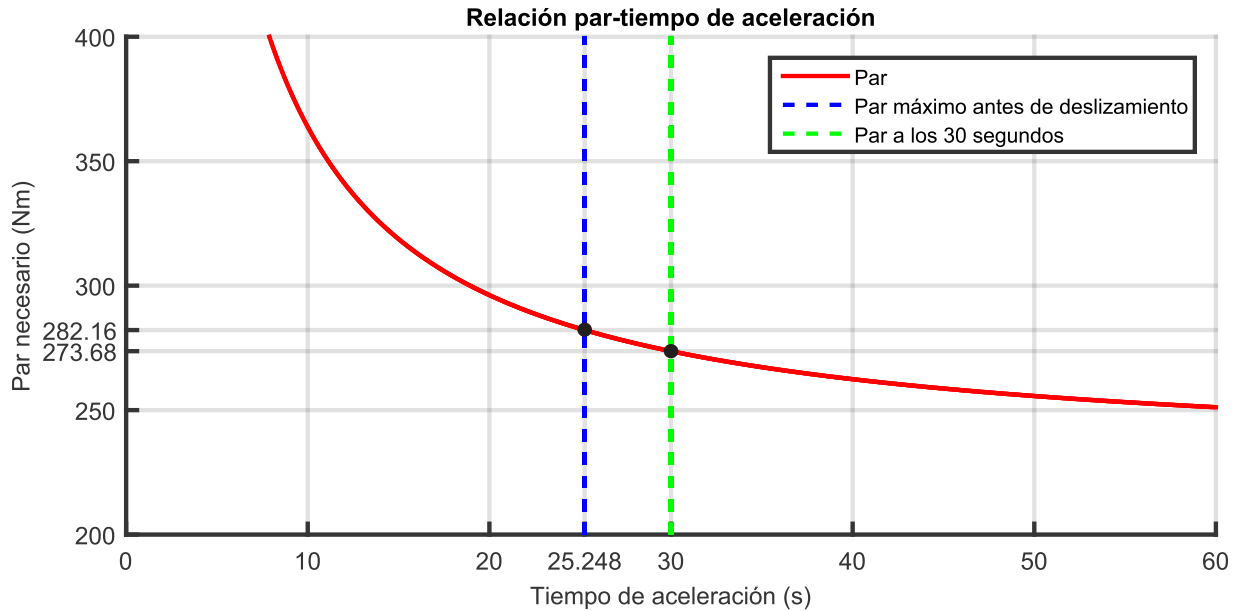


Figura 4.2: Relación par-tiempo de aceleración.

En la siguiente sección se describirá el inversor trifásico fuente de voltaje que acciona al motor BLDC en rueda.

4.2. Sistema eléctrico y electrónico del vehículo

4.2.1. Inversor trifásico

Para accionar cada motor BLDC se utiliza un inversor trifásico, que hace uso de 6 MOSFETs IRFP260MPBF que trabajan con un voltaje máximo de 200 V y una corriente máxima de 50 A. Además de un convertidor aislado SCWN06C-12 que alimenta 6 convertidores aislados DPU01M-15 para accionar los MOSFETs y 6 opto-acopladores PC923 que desacopla al inversor del resto de los dispositivos digitales. En la Figura 4.3 se muestra el inversor trifásico fuente de voltaje.

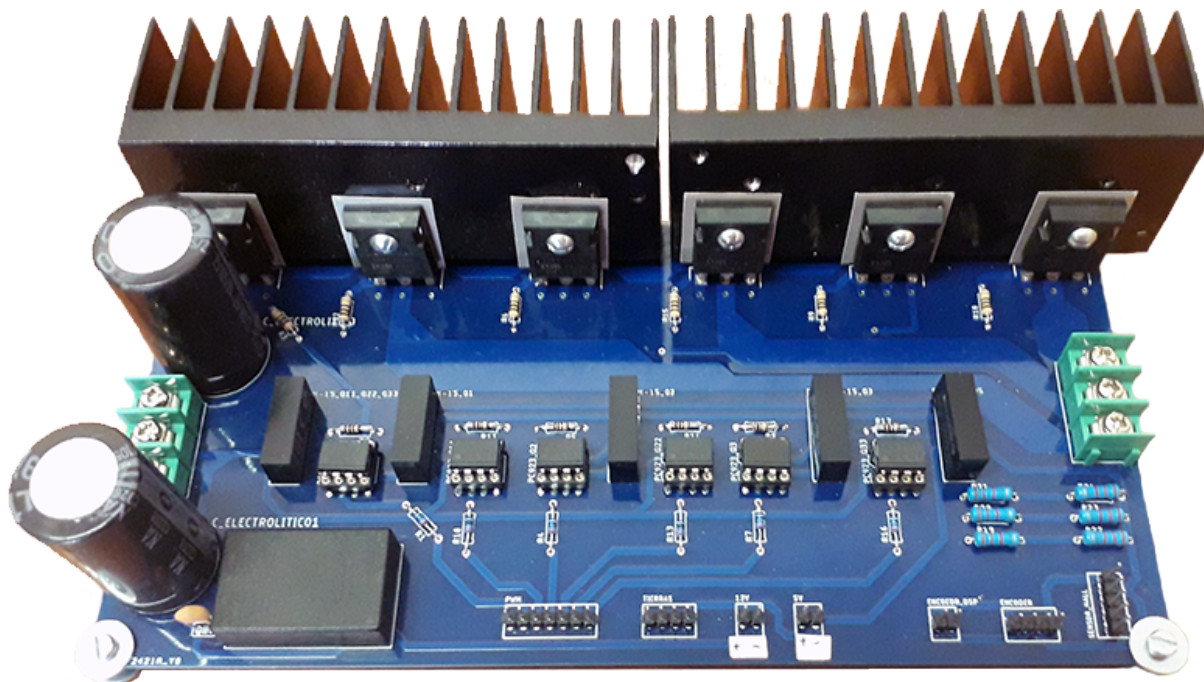


Figura 4.3: Inversor trifásico primera versión.

Este inversor tiene la capacidad de accionar un motor BLDC trifásico de 2000 W, pero no soporta cargas continuas mayores de 10 amperes, debido a un diámetro reducido de las pistas de cobre, una larga distancia entre entrada y salida de corriente, y del poco espesor (1 oz) de las pistas de cobre que ocasiona un calentamiento excesivo al superar la corriente de 10 amperes. Por ello se realiza un diseño utilizando el mismo grosor (1 oz) de las pistas de cobre que soporte 40 amperes continuos. Al utilizar dos capas para alimentación y fases para cada motor, crear un diseño más grande y dejar las pistas expuestas para mejorar la ventilación de las pistas, además de utilizar terminales de tonillo para la conexión de los motores y alimentación, el PCB es capaz de manejar la corriente necesaria para alimentar los motores sin calentamiento en las pistas. Ver Figura (4.4).

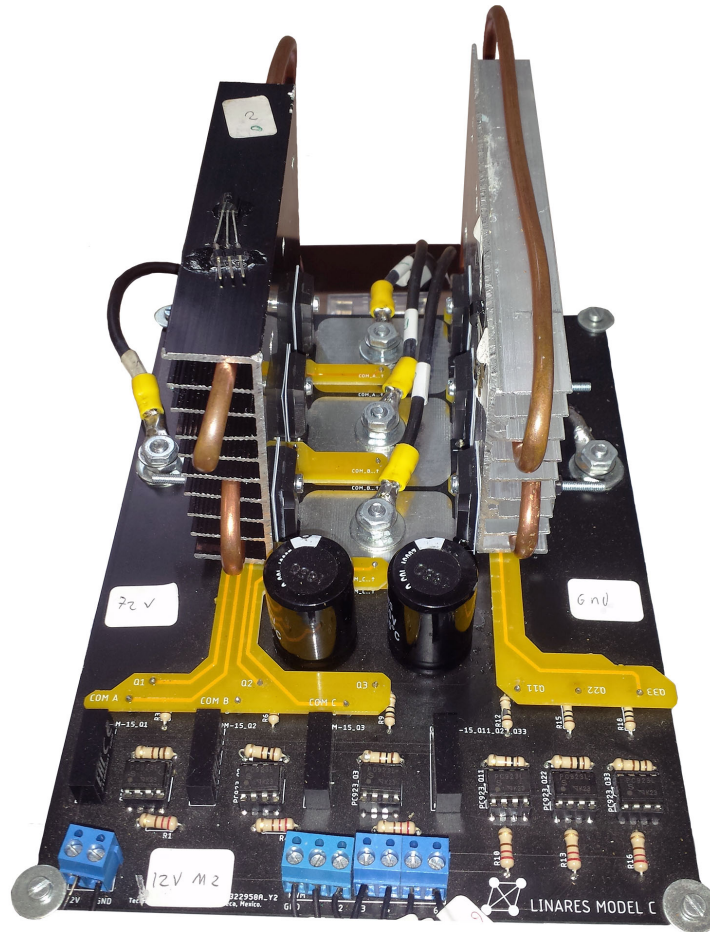


Figura 4.4: Inversor trifásico fuente de voltaje.

4.2.2. Baterías

Las baterías utilizadas son de ciclado profundo, están diseñadas para aplicaciones que requieren un drenado de amperaje profundo y repetitivo, como carros de golf, sillas eléctricas, aplicaciones marinas y solares. La batería seleccionada es la LHT L-24MDC-140 con una capacidad de 80 Ah a una tensión de 12 V con un peso de 20.7 kg , para el vehículo se utilizarán seis baterías en configuración en serie para obtener 72 V a 80 Ah . De esta forma se alimentarán los motores BLDC que requieren de este voltaje, sin embargo, al colocar las baterías en el vehículo se agregan 124.2 kg al vehículo (véase Figura 4.5).



Figura 4.5: Batería LTH L-24MDC-140.

4.2.3. Pedal

Se utiliza un pedal eléctrico que varía de un voltaje de 0 a 5 V el cual se interpreta en m/s , ésta es la velocidad a la que debe desplazarse el VE, véase Figura 4.6.



Figura 4.6: Pedal eléctrico (acelerador).

4.2.4. Encoders

Para conocer la posición del volante y así determinar el ángulo de giro se acopla un encoder absoluto de 8 bits de la marca OMRON modelo E6CP-AG5C 256, éste encoder tiene diez cables, dos para alimentación de 12 V a 24 V y ocho de datos en código gray, (véase Figura 4.7).



Figura 4.7: Encoder absoluto OMRON E6CP-AG5C 256.

Para medir la velocidad de cada rueda se acopla un encoder incremental en cada rueda, se utilizan 2 modelos de encoder OMRON ambos de 2000 pulsos por revolución, el modelo E6B2-CWZ1X de tipo TTL y el modelo E6B2-CWZ6C de tipo colector abierto, (véase Figura 4.8).



(a) E6B2-CWZ1X

(b) E6B2-CWZ6C

Figura 4.8: Encoders incremental OMRON.

4.2.5. FPGA

Para la implementación del SDE se utiliza una tarjeta de desarrollo Nexys 2 de la marca Digilent que incluye un FPGA Spartan 3 xc3s1200e-5fg320 de Xilinx, un oscilador de 50 MHz , memoria no volátil para configuración de FPGA, 8 leds, 4 displays de 7 segmentos, 4 botones, 8 interruptores deslizantes, puerto USB, puerto UART, puerto VGA, puerto PS2, memoria RAM de 16 MB , memoria ROM de 16 MB , 4 conectores periféricos y un conector de expansión Hirose FX-2 de 100 pines, (véase Figura 4.9).

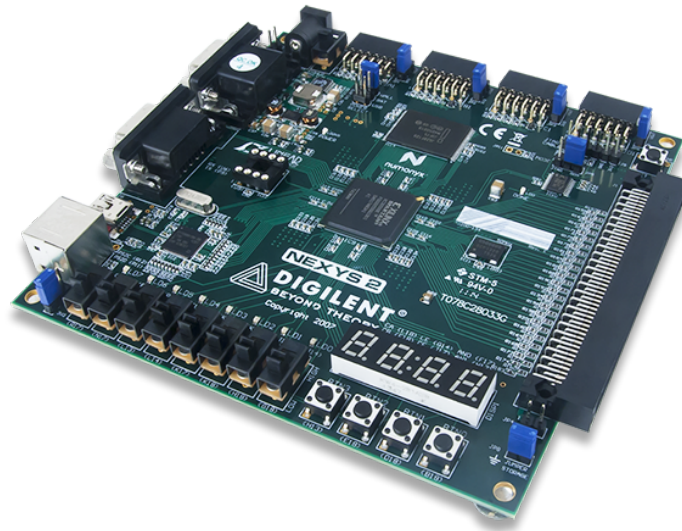


Figura 4.9: Nexys 2.

La tarjeta de desarrollo propuesta para la implementación es de la marca QMTECH que incluye un FPGA Sparta 6 xc6slx25-2ftg256c de Xilinx (ver Figura 4.10), un oscilador de 50 MHz , memoria no volátil para configuración de FPGA, 4 leds, 3 botones y memoria RAM de 256 MB . La ventaja de esta tarjeta es el que tiene disponibles 108 pines digitales, sin embargo, al momento de realizar las pruebas con los motores BLDC, el FPGA se vuelve inestable debido a que las señales digitales y la alimentación del FPGA carece de hardware que asegure su estado. Por otro lado, la tarjeta Nexys 2 funciona correctamente debido a la construcción del PCB y hardware adicional la cual asegura la integridad de las señales y la alimentación para el FPGA.

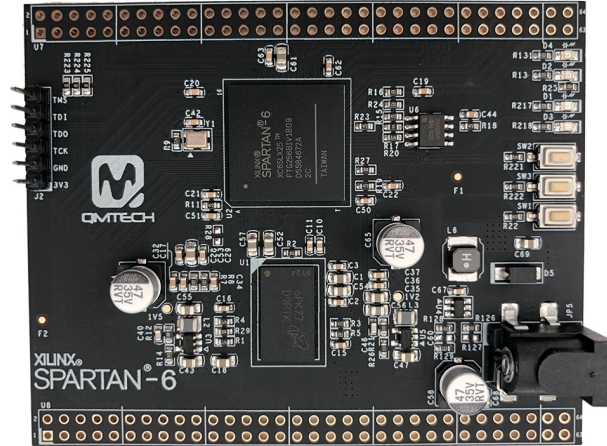


Figura 4.10: QMTECH spartan 6 xc6slx25-2ftg256c.

4.2.6. Módulo FX2

La placa de interfaz de módulo Digilent FX2 cuenta con 6 conectores periféricos, que permiten conectar más pines digitales de entrada y salida a la tarjeta de desarrollo Nexys 2, (véase Figura 4.11).

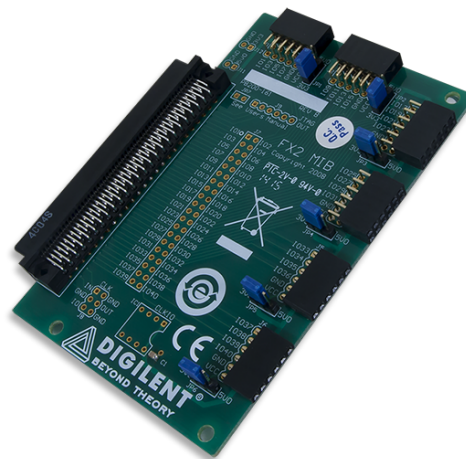


Figura 4.11: Módulo FX2.

4.2.7. PCB de conexiones

Debido a la gran cantidad de pines utilizados, el acondicionamiento de señales y de alimentación de dispositivos, se diseña una tarjeta PCB de conexiones (véase figura 4.12),

con el propósito de facilitar las conexiones al FPGA. Esta tarjeta incluye fuentes aisladas que permiten alimentar a todos los dispositivos. Se utilizan 8 fuentes scwn06c-12 que trabajan a un voltaje nominal de 48 V y entrega 12 V aislados a su salida, para alimentar a cada inversor del sistema a 12 V y 24 V, y la alimentación de los demás dispositivos mediante reguladores de voltaje de 8 V y 5 V, como encoders incrementales a 5 V, encoder absoluto a 12 V, sensores de efecto hall a 5 V, pedal a 5 V y alimentación de 5 V, a FPGA. Además de acondicionar los voltajes de entrada al FPGA mediante divisores de voltaje a 3.3 V, filtros pasa bajas para sensores de efecto hall, resistencias pull up para sensores de efecto hall y encoders de colector abierto, también se utiliza un convertido analógico digital ADC0804 para la adquisición del pedal, terminales de tornillo y headers hembra para conexión de señales al FPGA.

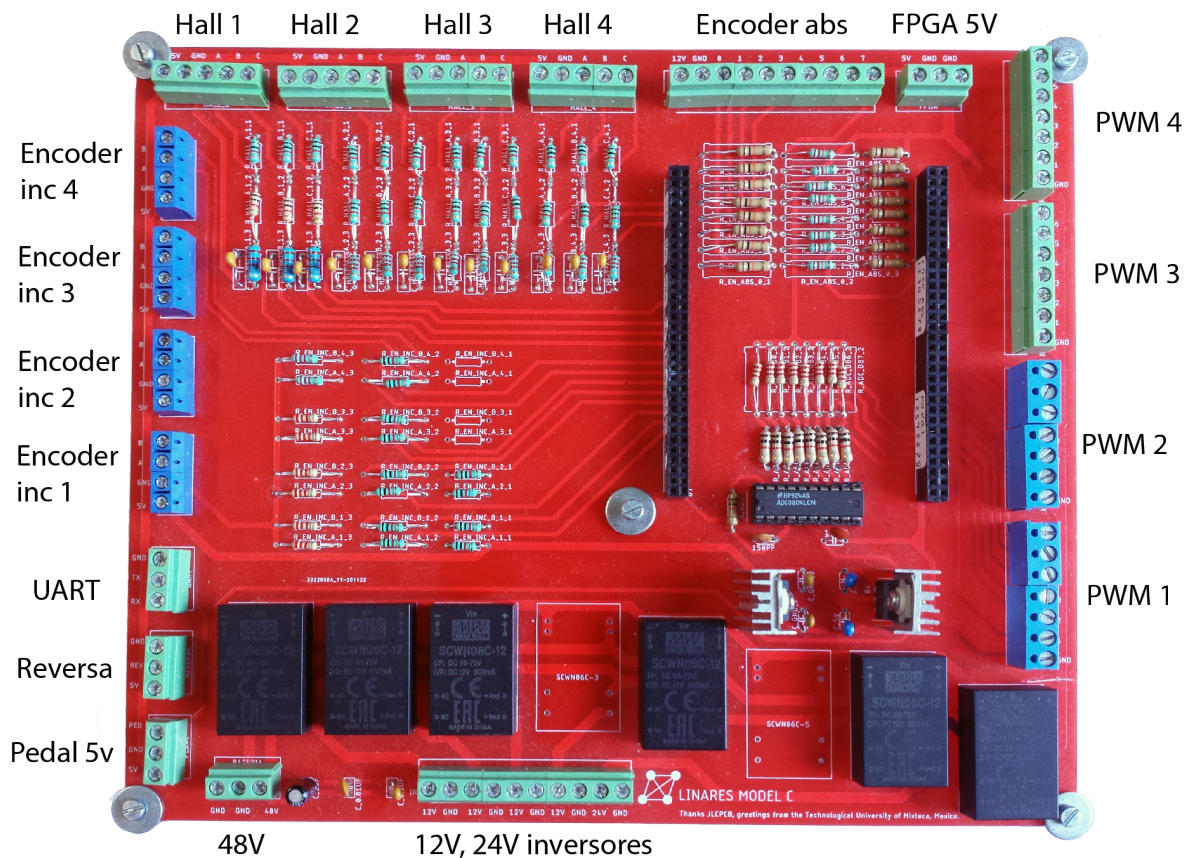


Figura 4.12: PCB conexiones.

Capítulo 5

Diseño del chasis

5.1. Modificaciones del chasis

Las modificaciones realizadas al chasis se describen a continuación en un dibujo 3D realizado en el programa SolidWorks.

En la Figura 5.1 se muestra del lado izquierdo las modificaciones propuestas y del lado derecho el chasis original. En primer lugar, se alarga 150 mm la estructura del vehículo, con el fin de brindar más espacio para las piernas y ruedas delanteras de rin 14, si no se realiza esta modificación los neumáticos golpearían la estructura en un giro. Después se quita del chasis original la estructura naranja que soportaba el motor de combustión y la estructura azul de protección. Esta adaptación se realizó con la finalidad de que la carrocería del automóvil cumpliera con la geometría de Ackermann.

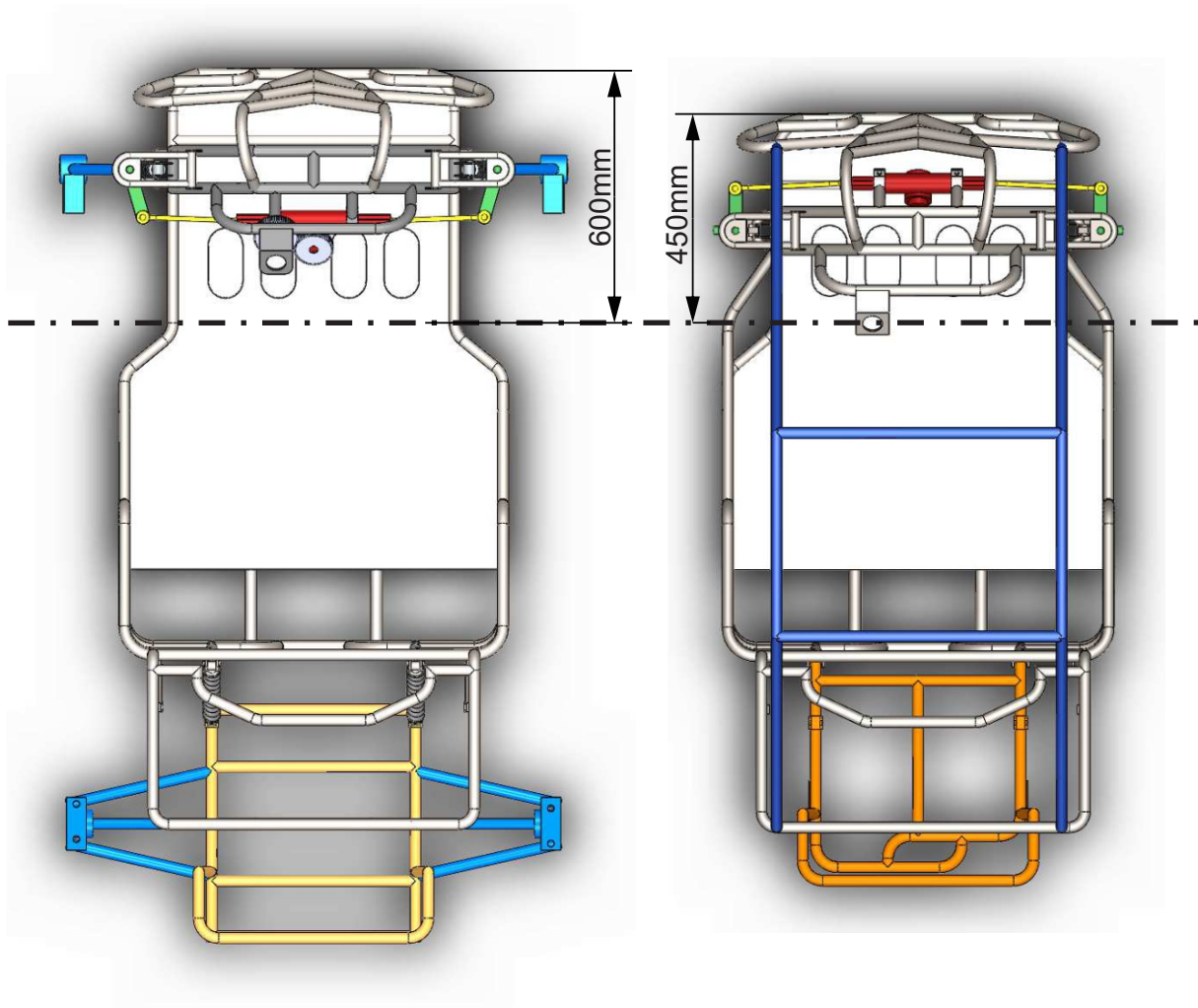


Figura 5.1: Chasis modificado y original.

Por otra parte, el propósito de obtener un error menor al 1% respecto a la condición de Ackermann, el SD se desplaza hacia el conductor, para asegurar que el punto de intersección de la prolongación de las ruedas delanteras se encuentre por atrás del SD. Los brazos de acoplamiento se ajustan a 90 mm , donde se hace el contacto con la rótula que empuja la biela de mando que viene del mecanismo de dirección con un ángulo de Ackermann de 14.53° hacia el eje trasero, (véase Figura 5.2).

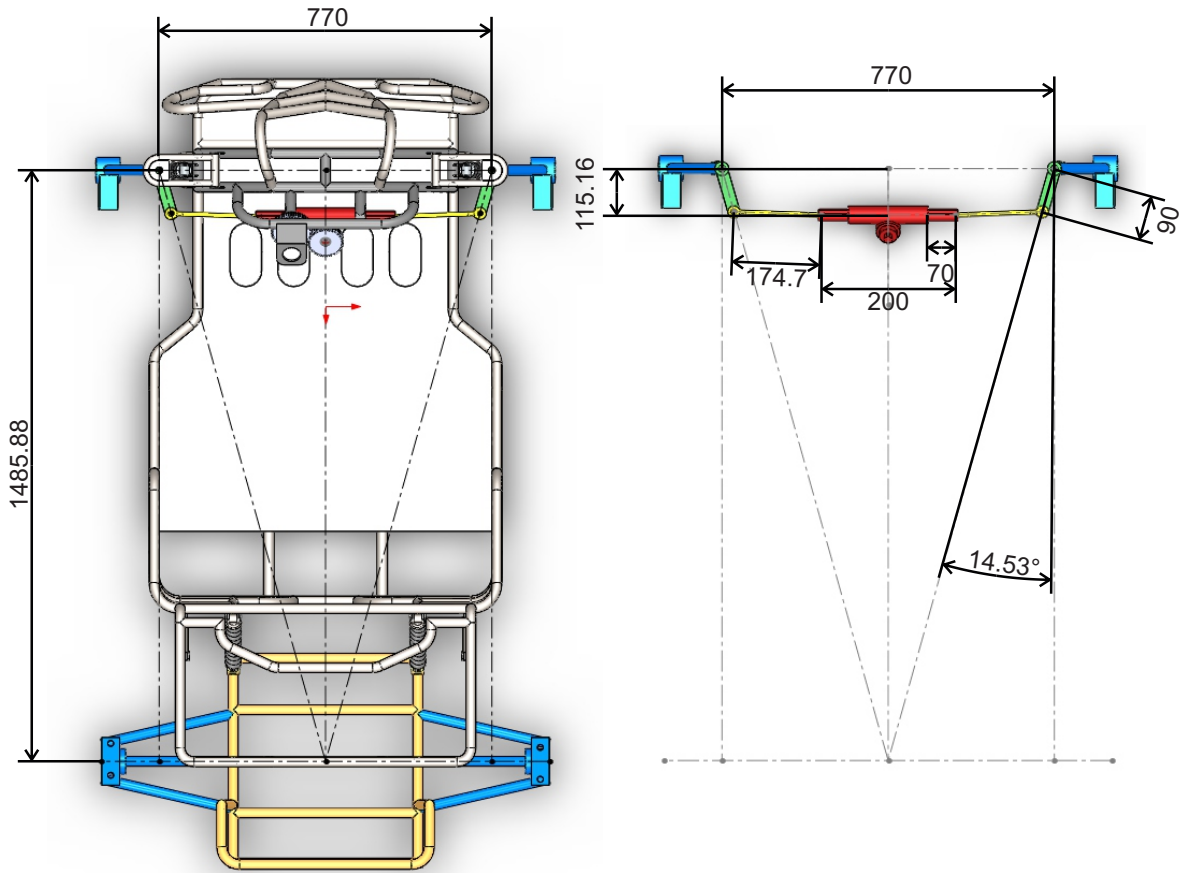


Figura 5.2: Chasis y sistema de dirección en *mm*.

La distancia entre el eje de las ruedas al mecanismo de dirección se ajusta a 115.16 *mm*, la biela de mando es de 174.7 *mm*, la distancia entre los brazos de acoplamiento es de 770 *mm*. La distancia entre el eje trasero y delantero es de 1485.88 *mm*. Estos parámetros del SD se calculan en el capítulo 3.2. Todo esto se realiza con la finalidad de obtener la configuración de Ackermann en el SD.

Por otro lado, debido al desplazamiento del SD hacia el conductor, es necesario hacer una inversión de giro del volante, esto se logra utilizando un engrane de 60 dientes colocado en el volante y un piñón de 52 dientes puesto en el mecanismo de la dirección de la cremallera. De esta manera el sistema gira de forma correcta.

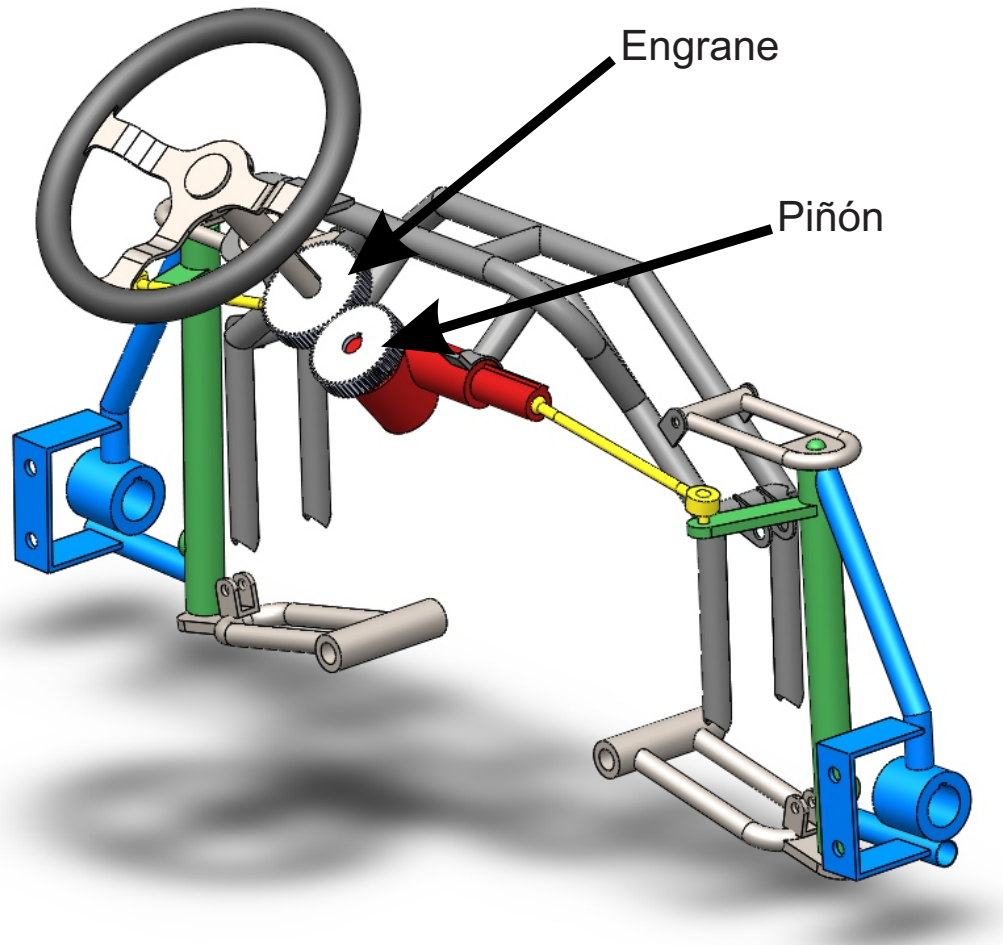


Figura 5.3: Engranes en el sistema de dirección.

5.1.1. Estructuras adicionales

Al chasis se agregan estructuras adicionales para soportar los elementos que componen al vehículo, la estructura naranja soporta 6 baterías de plomo en la parte posterior. Las estructuras azules soportan a los 4 MR y cuentan también con soporte para colocar encoders incrementales lo que facilita la adquisición de velocidad directamente en la rueda. La pieza de color rosa sirve como estructura para colocar toda la electrónica necesaria, FPGA, inversores, PCB de conexiones y fusibles, (véase Figura 5.4).

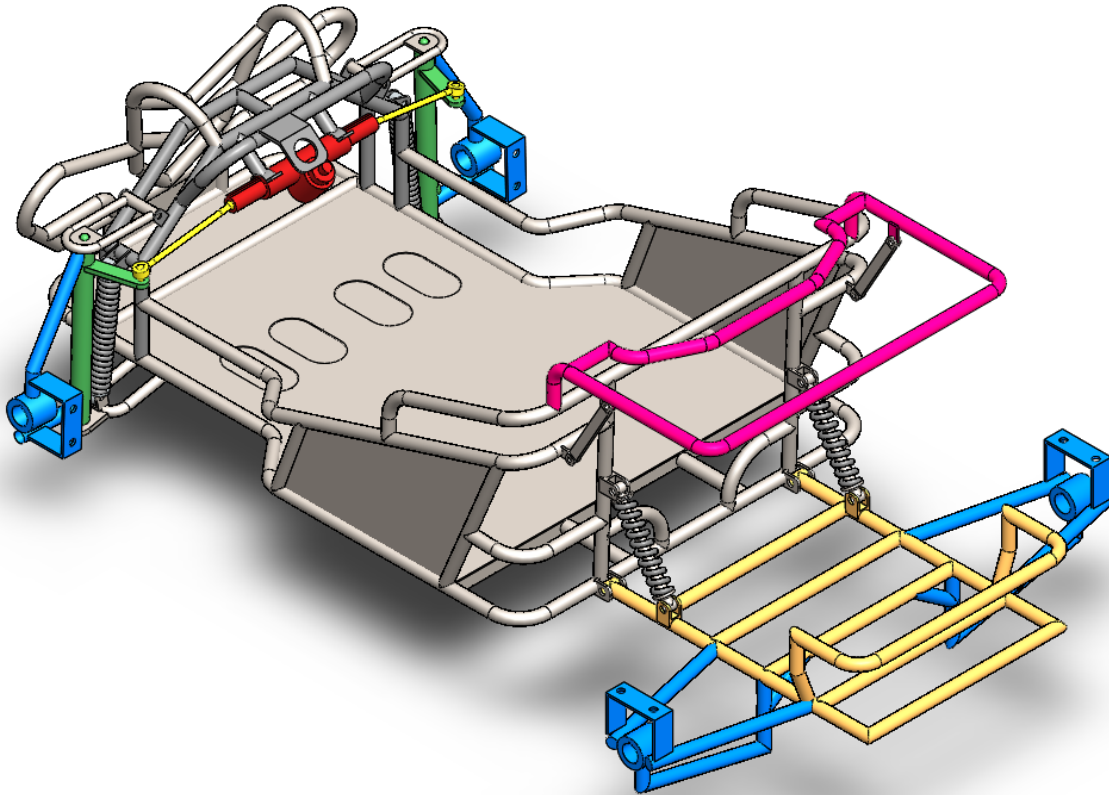
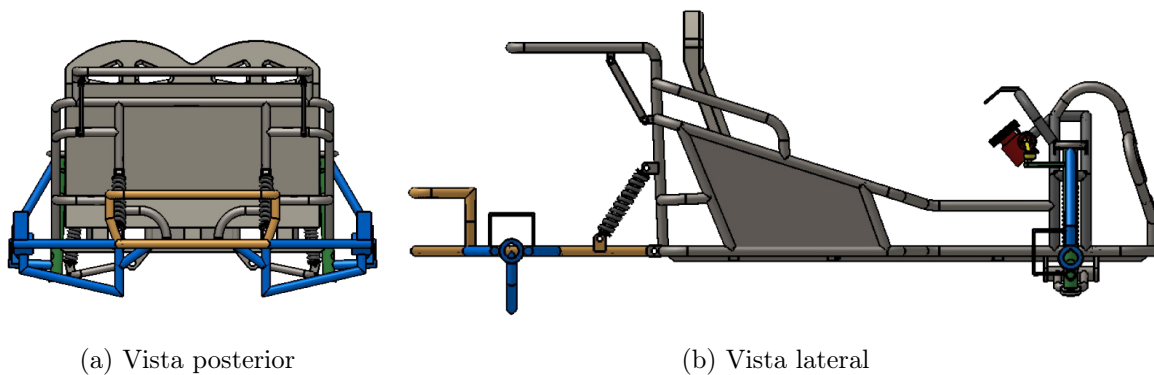


Figura 5.4: Estructuras adicionales de la carrocería.

Distintas vistas del chasis modificado se muestran en la Figura 5.5.



(a) Vista posterior

(b) Vista lateral

Figura 5.5: vistas del chasis.

El diseño del vehículo se muestra en las Figuras 5.6 y 5.7.

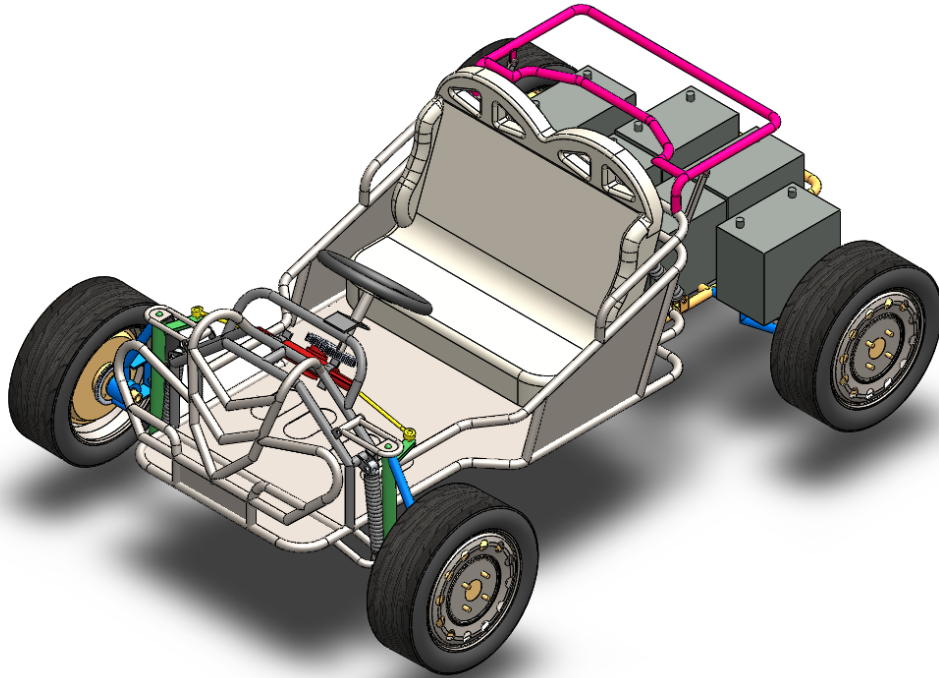


Figura 5.6: Isométrico superior frontal.

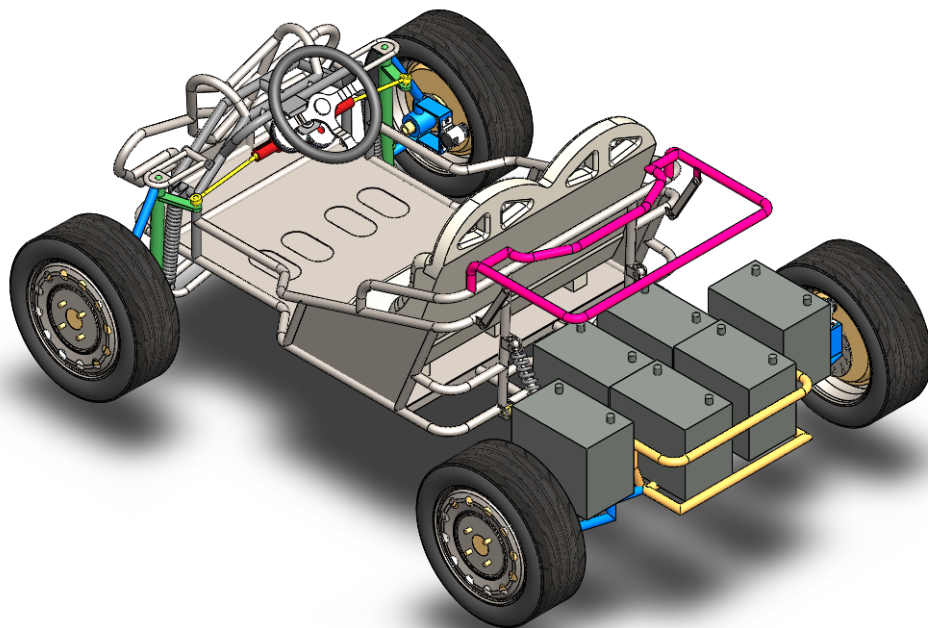


Figura 5.7: Isométrico superior vista trasera.

Capítulo 6

Diseño del esquema de control

6.1. Diseño del sistema de control por rechazo activo de perturbaciones (ADRC)

Para que el SDE se ponga en marcha a través de los cuatro motores BLDC se debe cumplir con los siguientes objetivos de control:

- Los cuatro motores deben trabajar en conjunto para seguir cada una de las referencias de velocidad angular en función del ángulo de giro del vehículo y velocidad indicada por el pedal de aceleración.
- De igual manera, los motores deben colaborar de forma sincronizada cuando se conduce en línea recta y a distintas velocidades en una curva.
- El esquema de control por rechazo activo de perturbaciones (ADRC) propuesto, requiere de cuatro leyes de control para cada uno de los subsistemas (motor 1, motor 2, motor 3 y motor 4), los cuales requieren de un enlace de comunicación entre ellos mismos.

La Figura 6.1 muestra los componentes del sistema del diferencial electrónico, y la comunicación de cada elemento para el desarrollo del controlador. El controlador debe regular la velocidad de cada agente (un agente está compuesto de un inversor trifásico, un motor BLDC y un encoder) con la información proporcionada por el agente vecino. Este

enfoque multiagente permite analizar a todo el sistema, y a partir de la entrada y salida de información de cada agente, se visualiza de manera simplificada a todo el sistema utilizado la teoría de grafos, (para más información consultar [60]).

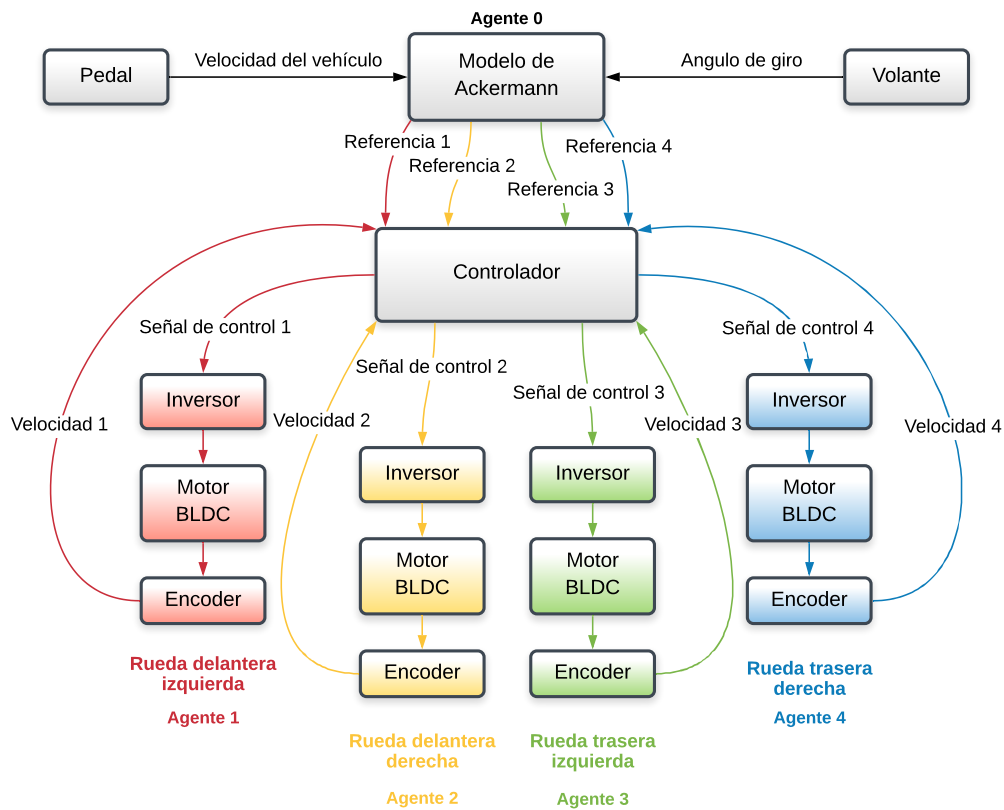


Figura 6.1: Sistema diferencial electrónico de cuatro motores BLDC.

La Figura 6.2 representa al grafo de cinco agentes del SDE que a su vez muestra los enlaces de información de entre cada uno de ellos. A partir de este grafo se realizan la matriz de Adyacencia (6.1) y la matriz de Grado (6.2) para obtener la matriz Laplaciana (6.3) como se indica en ejemplo descrito en [60].

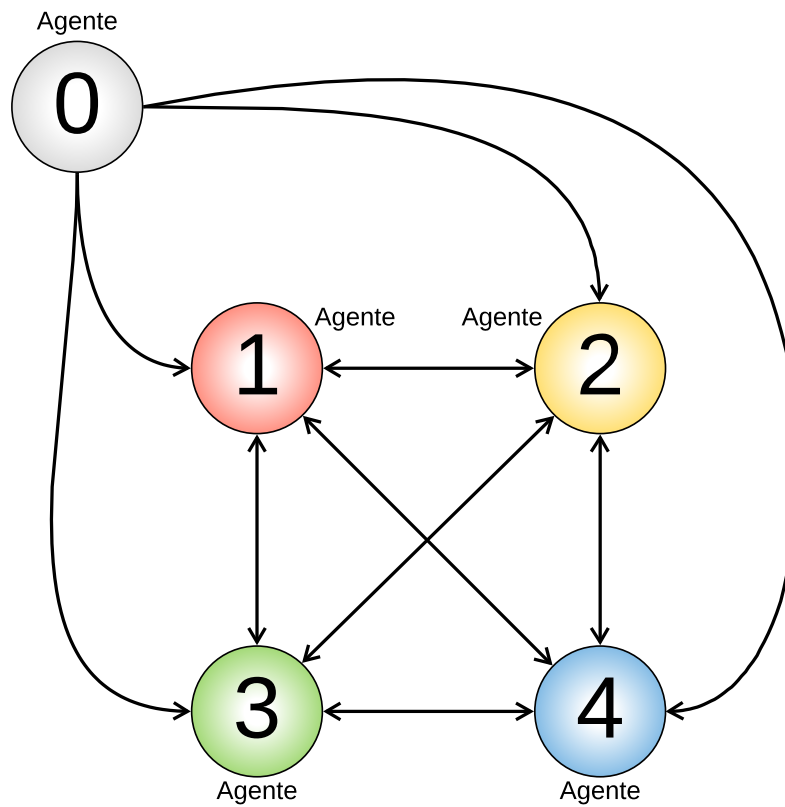


Figura 6.2: Grafo de cinco agentes.

La matriz de Adyacencia se genera de las conexiones que existen entre los vértices del grafo, correspondiente a la tracción eléctrica del vehículo.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

La matriz de Grado es una matriz diagonal formada por la suma de los elementos de cada

fila de la matriz de adyacencia, dada por (6.1).

$$D = \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

La matriz Lapaciana está definida como:

$$L = D - A = \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 3 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & -1 & 3 & -1 & -1 \\ 0 & -1 & -1 & 3 & -1 \\ 0 & -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

La ley de control se define en la siguiente expresión:

$$\mu = -Lx = - \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 3 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & -1 & 3 & -1 & -1 \\ 0 & -1 & -1 & 3 & -1 \\ 0 & -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

donde,

$$\mu = \begin{bmatrix} x_1 - 4x_0 + x_2 + x_3 + x_4 \\ x_2 - 3x_1 + x_3 + x_4 \\ x_1 - 3x_2 + x_3 + x_4 \\ x_1 + x_2 - 3x_3 + x_4 \\ x_1 + x_2 + x_3 - 3x_4 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

La matriz x representa a los estados de cada agente, sin embargo el agente x_0 , no se toma en cuenta debido a que corresponde al agente 0, que es el modelo de Ackermann,

y sólo aporta las referencias de velocidad que deben seguir los agentes 1,2,3 y 4, y μ se reescribe de la siguiente manera:

$$\mu = \begin{bmatrix} 0 \\ (x_2 - x_1) + (x_3 - x_1) + (x_4 - x_1) \\ (x_1 - x_2) + (x_3 - x_2) + (x_4 - x_2) \\ (x_1 - x_3) + (x_2 - x_3) + (x_4 - x_3) \\ (x_1 - x_4) + (x_2 - x_4) + (x_4 - x_4) \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

Dado que se utiliza la propiedad de planitud diferencial para diseñar la ley de control, los estados x remplazan a las salidas planas, vistas como los agentes de cada actuador del sistema de tracción, por tanto se tiene la siguiente expresión:

$$\mu = \begin{bmatrix} 0 \\ ((F_2 - F_2^d) - (F_1 - F_1^d)) + ((F_3 - F_3^d) - (F_1 - F_1^d)) + ((F_4 - F_4^d) - (F_1 - F_1^d)) \\ ((F_1 - F_1^d) - (F_2 - F_2^d)) + ((F_3 - F_3^d) - (F_2 - F_2^d)) + ((F_4 - F_4^d) - (F_2 - F_2^d)) \\ ((F_1 - F_1^d) - (F_3 - F_3^d)) + ((F_2 - F_2^d) - (F_3 - F_3^d)) + ((F_4 - F_4^d) - (F_3 - F_3^d)) \\ ((F_1 - F_1^d) - (F_4 - F_4^d)) + ((F_2 - F_2^d) - (F_4 - F_4^d)) + ((F_3 - F_3^d) - (F_4 - F_4^d)) \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

donde, $F_1 = \omega_1$, $F_2 = \omega_2$, $F_3 = \omega_3$, y $F_4 = \omega_4$. Y F_1^d , F_2^d , F_3^d , y F_4^d son las velocidades de referencia deseadas calculadas vía la geometría de Ackermann.

De (6.7), se observa que la ley de control únicamente depende de las salidas planas y sus respectivas referencias. De ahí se propone el uso del concepto del consenso¹, para un doble integrador dado que el sistema tiene una forma similar a la siguiente expresión.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= v \\ \dot{v} &= u \end{aligned} \quad (6.8)$$

Este algoritmo de consenso para un doble integrador se utiliza para desarrollar estrategias de control para formaciones de los agentes, y en [60] se tiene en cuenta que a través de este algoritmo se planean las posiciones deseadas en cada actuador (agente):

¹Consenso: Es un algoritmo que negocia entre los agentes para llegar a un acuerdo sobre la variable de interés. Su comportamiento tiene lugar mediante un control distribuido los estados de los agentes convergen al mismo valor.[60]

$$u_i = \sum_{j \in N_i} ca_{ij} ((X_j - X_i) + (v_j - v_i)) - fv_i - bX_i \quad (6.9)$$

Con $X_j = (x_j - x_j^d)$ y $X_i = (x_i - x_i^d)$, donde x_i^d representa la posición deseada del nodo y x_j^d la posición deseada de sus vecinos. c , f , y b son coeficientes constantes.

En este caso a cada agente le corresponde una salida plana, y se dice que es similar a la forma de doble integrador mostrada por (6.8), ya que considera aceleraciones y velocidades, en lugar de velocidades y posiciones, a través de:

$$\begin{aligned} \dot{F} &= s \\ \dot{s} &= u \end{aligned} \quad (6.10)$$

Resultado la forma de doble integrador (6.11) en términos de aceleración y velocidad.

$$u_{avi} = \sum_{j \in N_i} k_2 a_{ij} ((X_j - X_i) + (s_j - s_i)) - k_1 s_i - k_0 X_i \quad (6.11)$$

Con $X_j = (F_j - F_j^d)$ y $X_i = (F_i - F_i^d)$, donde F_i^d representa la velocidad deseada del nodo (calculado por Ackermann) y F_j^d la velocidad deseada de sus vecinos (calculado por Ackermann). k_2 , k_1 y k_0 son las ganancias del controlador en lazo cerrado las cuales se calculan usando un polinomio Hurwitz de tercer orden.

$$P_{Cd}(s) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) (s + \omega_n) \quad (6.12)$$

$$k_2 = \omega_n + 2\zeta\omega_n$$

$$k_1 = \omega_n^2 + 2\zeta\omega_n^2 \quad (6.13)$$

$$k_0 = \omega_n^3$$

A partir de (6.11) la estructura del control auxiliar se reescribe de la siguiente manera:

$$u_{avi} = k_2 \left[\begin{array}{l} ((F_j - F_j^d) - (F_i - F_i^d)) \\ + ((F_j - F_j^d) - (F_i - F_i^d)) \\ + ((F_j - F_j^d) - (F_i - F_i^d)) \\ + (\dot{F}_j - \dot{F}_i) + (\dot{F}_j - \dot{F}_i) + (\dot{F}_j - \dot{F}_i) \end{array} \right] - k_1 \dot{F}_i - k_0 (F_i - F_i^d) \quad (6.14)$$

Donde i es el nodo escogido y j el nodo vecino. Entonces el control queda de la siguiente manera:

$$u_i = \left(\frac{JL}{K} \right) u_{av_i} \quad (6.15)$$

donde, son J,K y L los parámetros del motor BLDC, en rueda.

6.1.1. Diseño del observador de estado extendido

El SDE debe regular la velocidad de cada motor del VE, mientras se transporta un usuario. Esto se realiza mediante la aplicación de voltaje a los motores BLDC. Por esta razón se necesita de un controlador robusto que logre este objetivo. A continuación, se diseña un controlador para regular la velocidad angular de los motores, basado en la técnica de control por rechazo activo de perturbaciones. A partir de la señal de control auxiliar 6.14, la cual se adapta una función de estimación para minimizar los efectos de las perturbaciones endógenas y exógenas presentes en el vehículo, por lo tanto se obtiene lo siguiente:

$$u_{av_i} = k_2 \left[\begin{array}{l} \left(\left(\hat{F}_j - F_j^d \right) - \left(\hat{F}_i - F_i^d \right) \right) \\ + \left(\left(\hat{F}_j - F_j^d \right) - \left(\hat{F}_i - F_i^d \right) \right) \\ + \left(\left(\hat{F}_j - F_j^d \right) - \left(\hat{F}_i - F_i^d \right) \right) \\ + \left(\dot{\hat{F}}_j - \dot{\hat{F}}_i \right) + \left(\dot{\hat{F}}_j - \dot{\hat{F}}_i \right) + \left(\dot{\hat{F}}_j - \dot{\hat{F}}_i \right) \end{array} \right] - k_1 \dot{\hat{F}}_i - k_0 \left(\hat{F}_i - F_i^d \right) - \eta \quad (6.16)$$

De ahí que los estados estimados de la salida plana son: $\dot{\hat{F}}$, \hat{F} y la función de perturbación estimada es η , los cuales son calculados vía un observador lineal de estado extendido (LESO, Linear Extend State Observer). Y se diseña despejando la derivada de más alto orden (2.22) y resulta en lo siguiente:

$$\ddot{F}_\delta = u_\delta + \psi \left(\ddot{F}_\delta + \dot{F}_\delta + F_\delta \right) \quad (6.17)$$

donde,

$$\psi \left(\ddot{F}_\delta + \dot{F}_\delta + F_\delta \right) = -\frac{L_a J}{k_t} \ddot{F}_\delta - \frac{r_a J + L_a B_u}{k_t} \dot{F}_\delta - \frac{r_a B_u + k_e k_t}{k_t} F_\delta \quad (6.18)$$

Se observa que la derivada de orden más alto de la salida plana (6.18) es de segundo

orden, esta parametrización diferencial de la entrada sugiere la siguiente transformación de coordenadas de entrada dependiente del estado $u_\delta = v_\delta + \psi \left(\ddot{F}_\delta, \dot{F}_\delta, F_\delta \right)$ tal que el sistema linealizado se convierta en la siguiente cadena de integradores $\ddot{F} = v_\delta$. Desafortunadamente, el término ψ es generalmente desconocido y debe estimarse. Entonces se hace una copia de (6.17) para el diseño del observador y se realizan dos extensiones dinámicas de la función de perturbación de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{F}}_1 &= \hat{F}_2 + \lambda_3 \left(F_\delta - \hat{F}_1 \right) \\ \dot{\hat{F}}_2 &= \left(\frac{K}{JL} \right) u_1 + \eta_1 + \lambda_2 \left(F_\delta - \hat{F}_1 \right) \\ \dot{\hat{\eta}}_1 &= \hat{\eta}_2 + \lambda_1 \left(F_\delta - \hat{F}_1 \right) \\ \dot{\hat{\eta}}_2 &= \lambda_0 \left(F_\delta - \hat{F}_1 \right)\end{aligned}\tag{6.19}$$

donde la estimación de la salida plana y sus derivadas sucesivas se denotan por $\hat{F}_1 = \hat{F}_\delta$ y $\hat{F}_2 = \dot{\hat{F}}_\delta$, mientras que la estimación de la función de perturbación desconocida se denota por η . A partir de (6.17) el sistema se reescribe en espacio de estados.

$$\begin{aligned}\dot{F}_1 &= F_2 \\ \dot{F}_2 &= u_\delta + \psi \left(\ddot{F}_\delta, \dot{F}_\delta, F_\delta \right)\end{aligned}\tag{6.20}$$

donde, $F_1 = F_\delta$ y $F_2 = \dot{F}_\delta$. Las ganancias del observador son λ_0 , λ_1 , λ_2 y λ_3 , estas son calculadas por un polinomio Hurwitz de cuarto orden.

$$P_{Od}(s) = \left(s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2 \right)^2\tag{6.21}$$

Así las ganancias del observador son:

$$\begin{aligned}\lambda_3 &= 4\zeta\omega_o \\ \lambda_2 &= 4\zeta^2\omega_o^2 + 2\omega_o^2 \\ \lambda_1 &= 4\zeta\omega_o^3 \\ \lambda_0 &= \omega_o^4\end{aligned}\tag{6.22}$$

6.2. Resultados de simulación

Para verificar el desempeño de controlador se realiza una simulación en LabVIEW del modelo matemático del motor CD, modelo de Ackermann y el controlador propuesto.

Los parámetros del modelo utilizados en la simulación se muestran en la Tabla 6.1, y las ganancias del controlador se muestran en la Tabla 6.2.

Descripción	Símbolo	Valor	Unidades
Distancia entre ejes	L	1.485	m
Distancia entre ruedas	B	0.77	m
Radio de rueda	rr	0.235	m
Resistencia de fase	Rs	0.2	ω
Inductancia de fase	LS	160	uH
Inductancia mutua	M	128	uH
Constante electromotriz del motor	Ke	0.102	V/RPM
Fricción del motor	Bv	3.02	Kgm^2/s
Momento de inercia del motor	J	0.224	Kgm^2

Tabla 6.1: Parámetros de simulación.

Ganancia	Valor	Símbolo
Observador ω_o	600	ω_o
Observador ϕ	1	ζ
Control ω_n	20	ω_n
Control ϕ	1	ζ

Tabla 6.2: Ganancias simulación.

En la Figura 6.3 se muestra el panel frontal del modulo en LabVIEW. En este panel se observan las gráficas y controles que se pueden modificar en ejecución del programa. La ventaja de utilizar LabVIEW es la facilidad de uso, simplifica las tareas e interfaz de usuario intuitiva. En la ventana de diagrama de bloque se puede escribir código directamente y conectarse con otros bloques de código o bloques predeterminados por el sistema de LabVIEW. Cada cable tiene propiedades distintas como dato de tipo flotante de 32 bits, booleano, string, entero de 8 bits, etc.

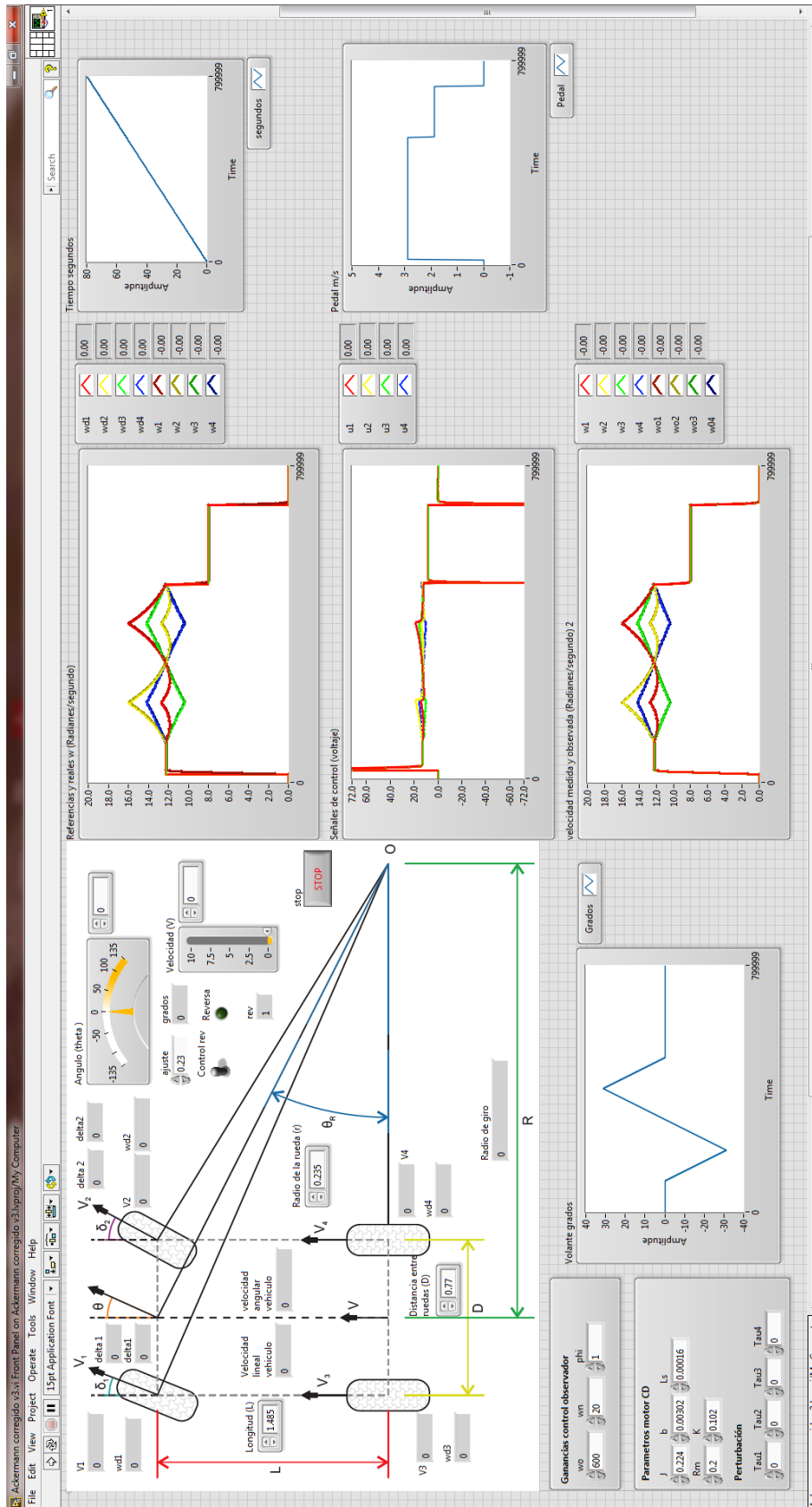


Figura 6.3: Panel frontal simulación.

En la Figura 6.4 se observa una parte del diagrama de bloques realizado.

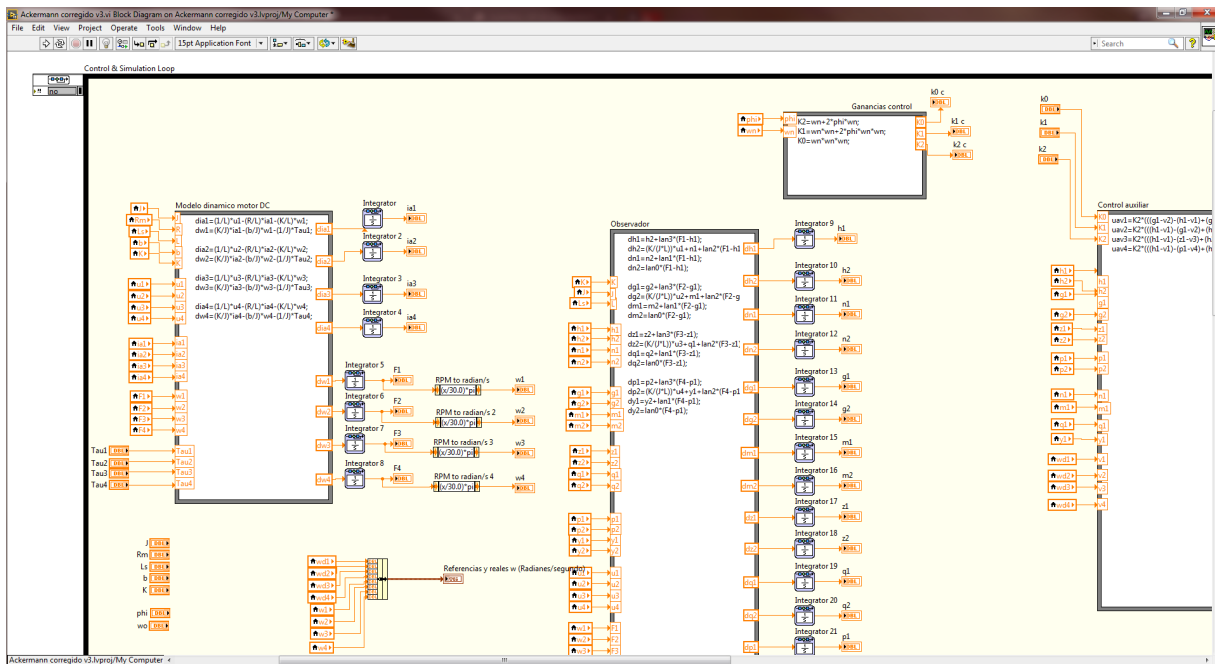


Figura 6.4: Diagrama de bloques simulación.

La Figura 6.5 muestra el perfil de velocidad utilizado en esta simulación en metros por segundo. La velocidad inicia en 0 m/s , después en el segundo 2 la velocidad es de 2.878906 m/s (10.3640616 km/h), y continua a esa velocidad hasta el segundo 50. Del segundo 50 al 70 la velocidad es de 1.878906 m/s (6.7640616 km/h). Del segundo 70 en adelante la velocidad regresa a 0 m/s .

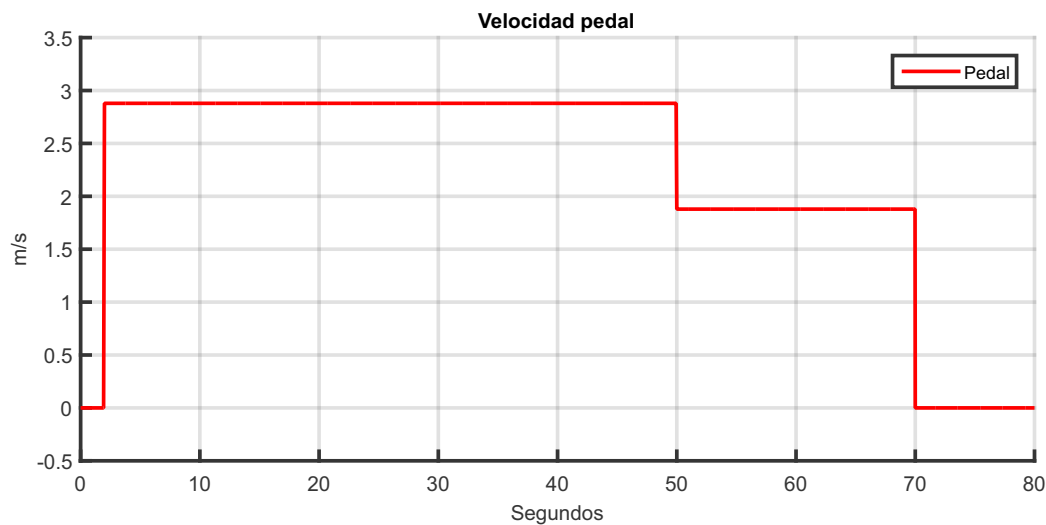


Figura 6.5: Perfil de velocidad en m/s (pedal) simulación.

El ángulo descrito por el volante durante la simulación se muestra en la Figura 6.6. El objetivo de este movimiento es mostrar que el vehículo en un principio se desplaza en línea recta y en un instante el auto hace un giro a la derecha al llevar el volante a una posición de -31.5° . Después, el volante de gira a la dirección contraria hasta alcanzar la posición máxima de 31.5° y por último regresar a la posición de 0° .

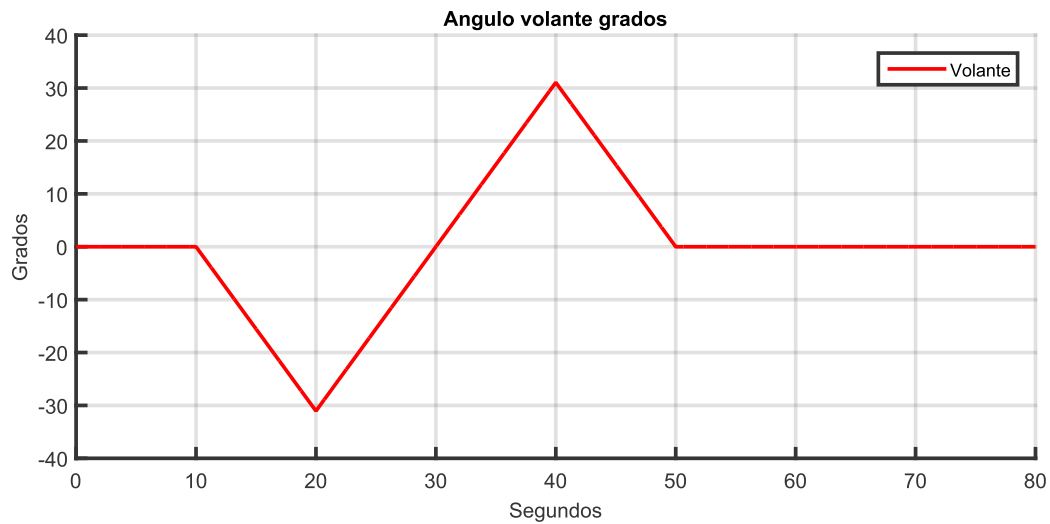


Figura 6.6: Perfil de ángulo de giro en grados (volante) simulación.

A continuación, se muestran las gráficas de velocidad en radianes por segundo de cada motor con su referencia de velocidad deseada calculadas mediante el modelo de Ackermann, a partir del perfil de velocidad indicado por el pedal y el ángulo de giro del volante.

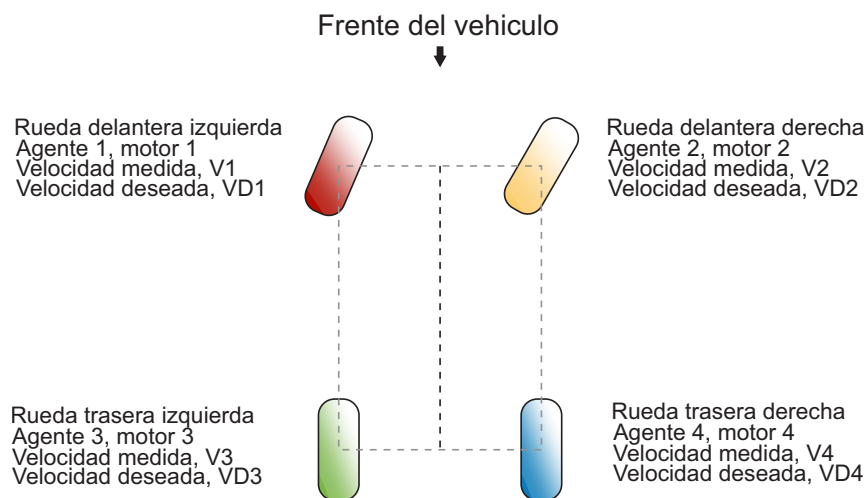


Figura 6.7: Leyenda del vehículo.

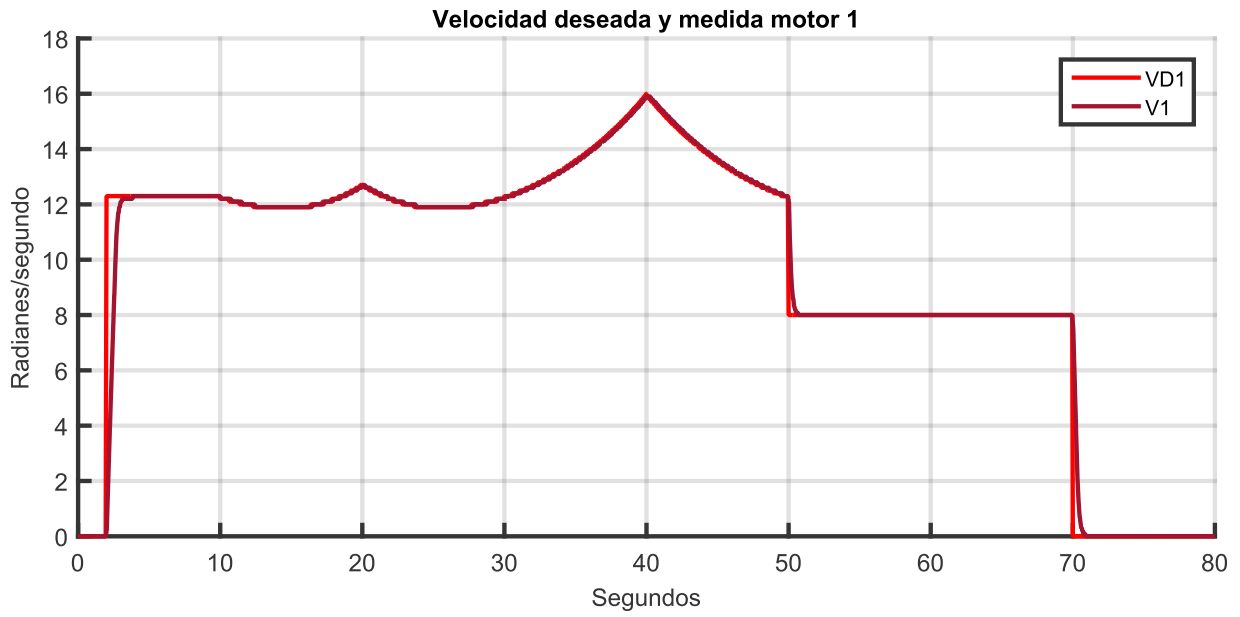


Figura 6.8: Velocidad deseada y medida del motor 1 simulación.

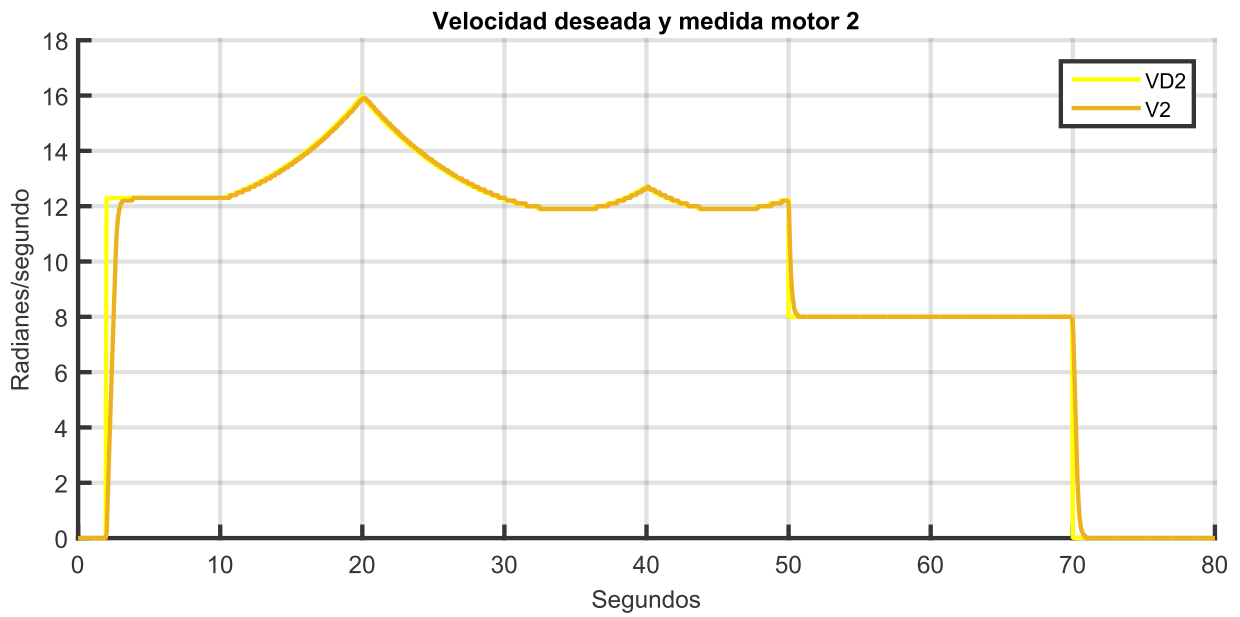


Figura 6.9: Velocidad deseada y medida del motor 2 simulación.

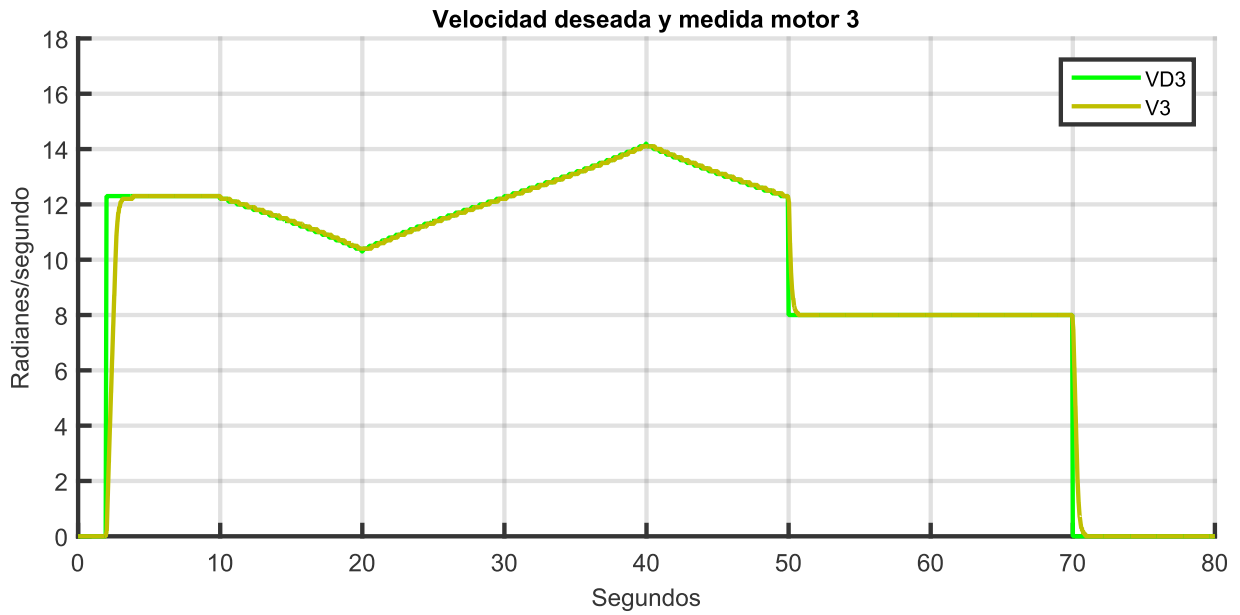


Figura 6.10: Velocidad deseada y medida del motor 3 simulación.

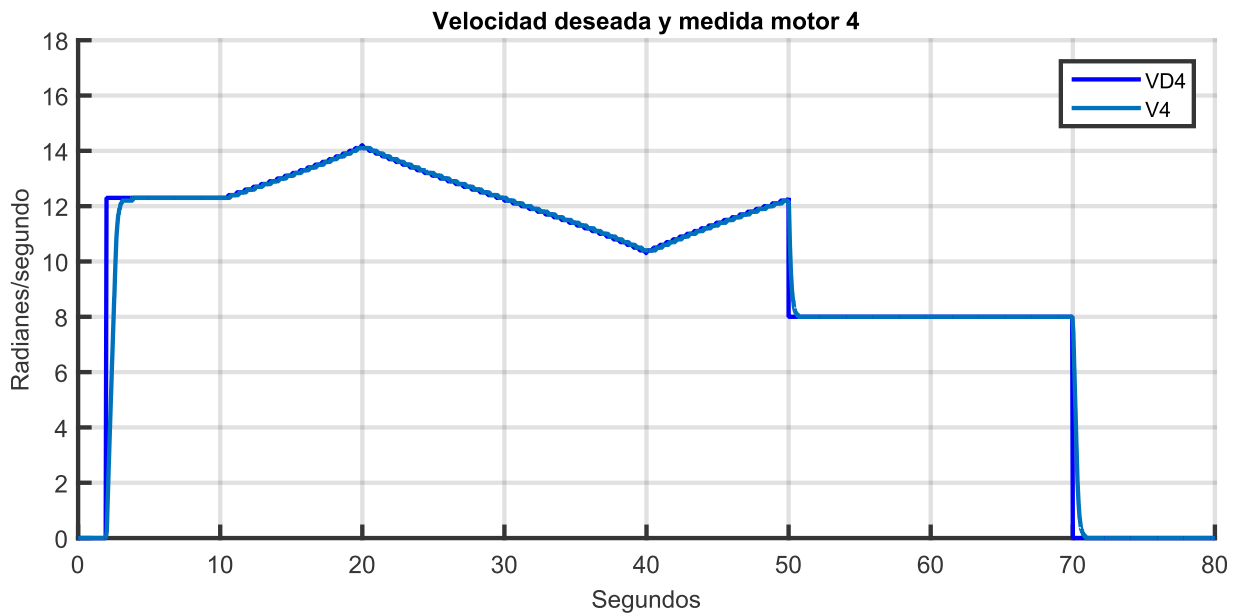


Figura 6.11: Velocidad deseada y medida del motor 4 simulación.

La Figura 6.12 muestra las gráficas de seguimiento de velocidad de todos los motores.

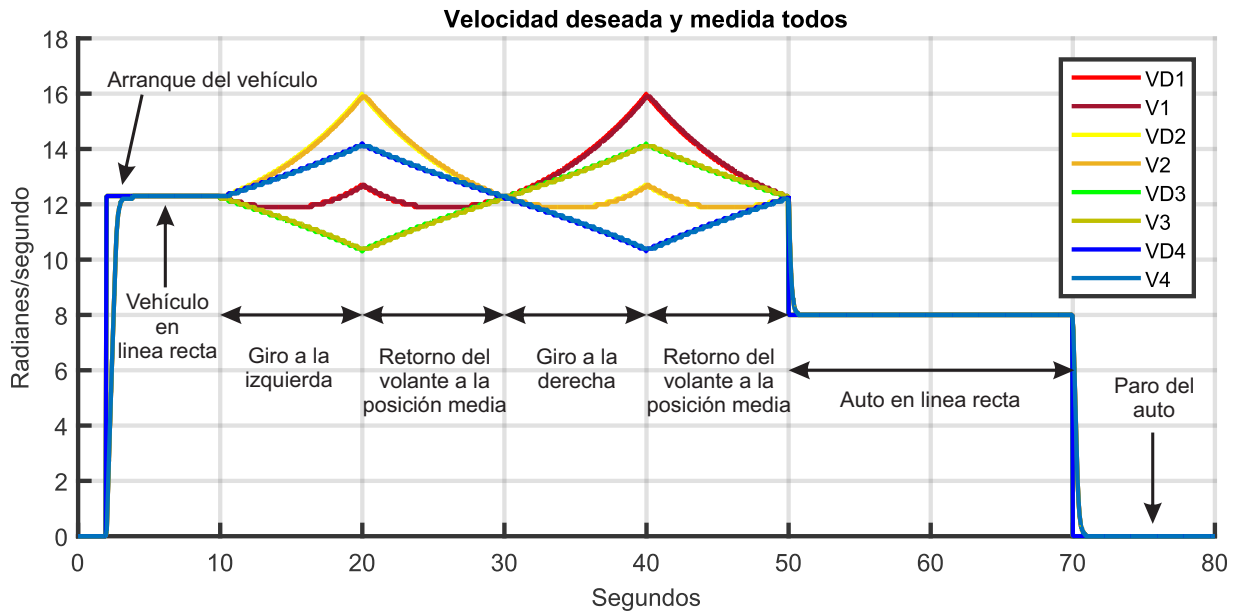


Figura 6.12: Velocidad deseada y medida de todos los motores simulación.

Una vista más detallada del seguimiento de velocidad de cada motor del segundo 10 a 50 se puede apreciar en la Figura 6.13.

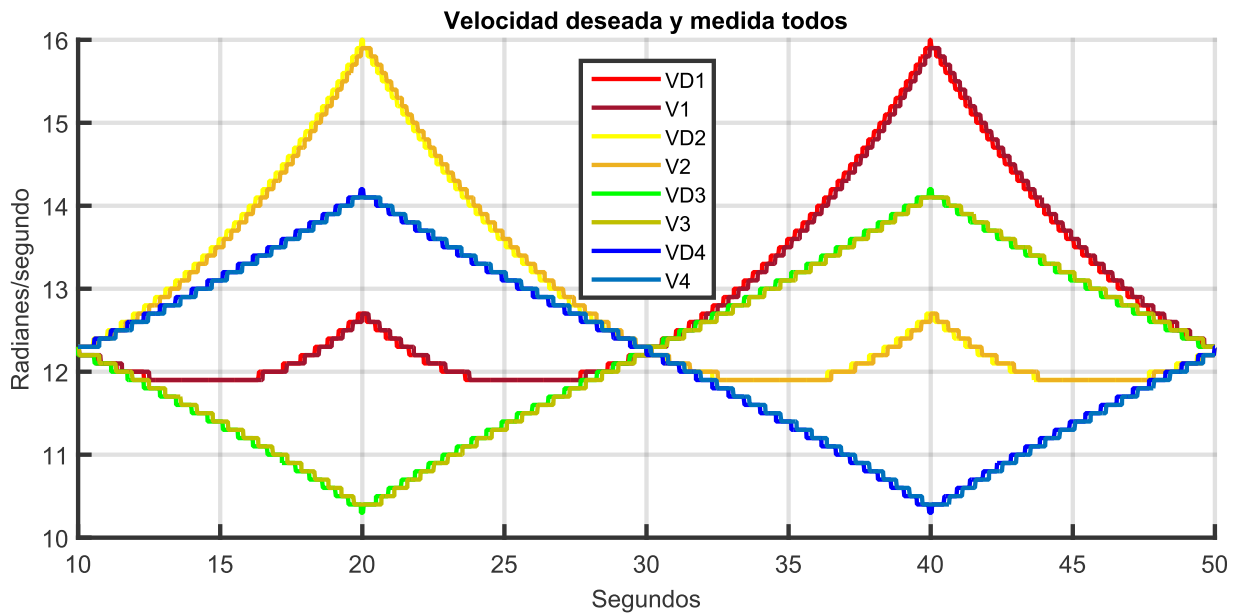


Figura 6.13: Velocidad deseada y medida de todos los motores a detalle simulación.

Los resultados de simulación demuestran que el esquema de control propuesto es capaz de adaptarse a los cambios de referencia en cada uno de los agentes.

Capítulo 7

Implementación

7.1. Módulos FPGA

De manera simplificada el FPGA cuenta con 7 módulos diseñados para la ejecución del SDE (véase Figura 7.1). Cada módulo se encarga de las siguientes tareas:

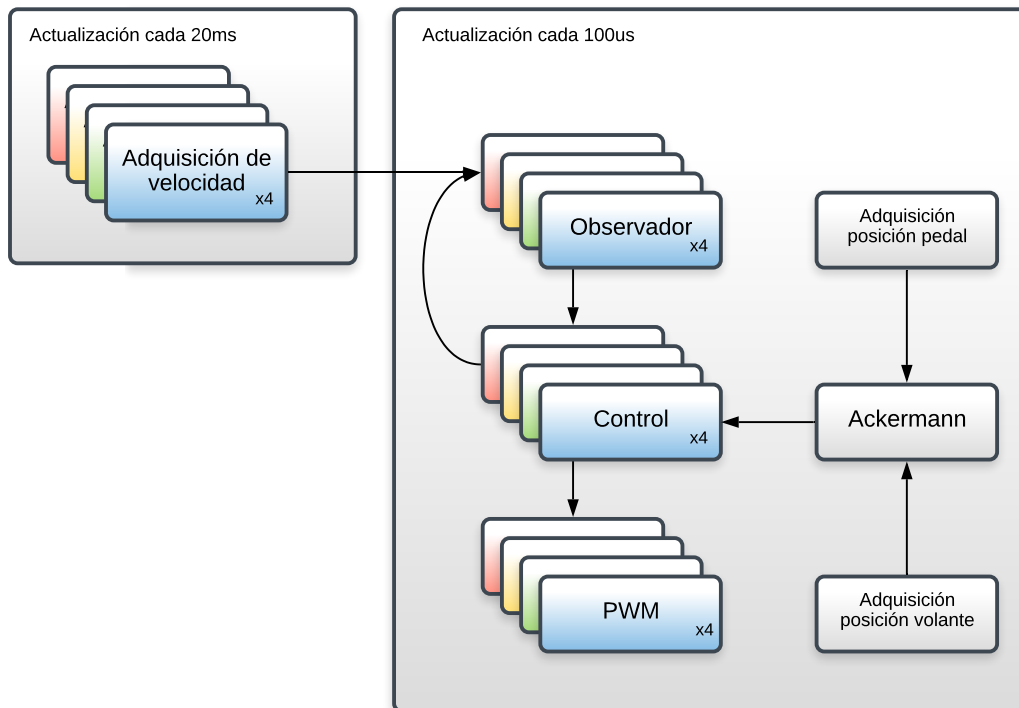


Figura 7.1: Módulos simplificados FPGA.

- Módulo de adquisición de velocidad:** Este módulo se encarga de obtener la velocidad de cada motor, a partir de la información obtenida de los encoders incrementales instalados en los motores. Para calcular la velocidad de cada motor en *RPM* se cuentan los pulsos obtenidos por el encoder cada 20 ms , a partir de esta información se realiza el siguiente calculo:

$$x = \frac{n}{\left(\frac{n \cdot R_{bm}}{\frac{60}{\frac{1}{m}}}\right) * p} \tag{7.1}$$

donde,

n = número de revoluciones del motor, R_{bm} = relación de banda motor, m =muestreo, p =pulsos de encoder por revolución, x =pulsos de encoder por muestreo.

De esta manera se obtiene la resolución de *RPM* por pulso del encoder a un muestreo cada 20 ms , es decir a cuantos *RPM* equivale un pulso de encoder en 20 ms .

$$x = \frac{650}{\left(\left(\frac{\left(\frac{650 \cdot 3}{60}\right)}{\frac{1}{20 \times 10^{-3}}}\right) * 8000\right)} = \frac{1}{8} = 0,125 \tag{7.2}$$

Esto se realiza en 4 instancias de manera concurrente cada 20 ms en el FPGA para cada encoder en punto flotante de 32 bits.

- Módulo de adquisición posición pedal:** Este módulo adquiere la posición del pedal indicado por el convertidor analógico digital de 8 bits, ajusta su posición, interpreta la posición del pedal en punto flotante desde 0 m/s a 5 m/s y retrasa la respuesta utilizando un controlador integral con ganancia baja.

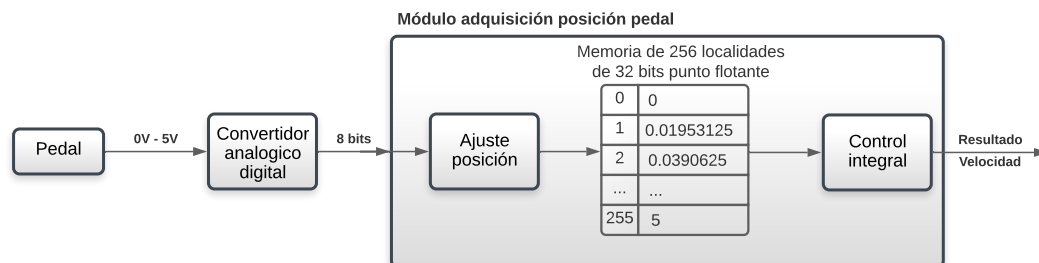


Figura 7.2: Módulo pedal.

- Módulo de adquisición posición volante:** Su función es convertir el código gray de 8 bits adquirido del encoder absoluto a binario base 2 de 8 bits, este valor es ajustado a cero (cuando el volante se encuentra en línea recta “posición 0”), se utilizan 128 posiciones para al ángulo izquierdo (valor negativo) y 128 para el ángulo derecho (valor positivo), la posición que indica el encoder direcciona una memoria de 128 localidades que contiene el valor en punto flotante de 32 bits del ángulo de giro del volante en radianes. La misma dirección de memoria y signo se envía al módulo Ackermann para la lectura de una memoria de 128 localidades que contiene el valor en punto flotante de 32 bits de la tangente del ángulo del volante, es decir el valor de la tangente para cada posición del volante ya está calculada en la memoria.

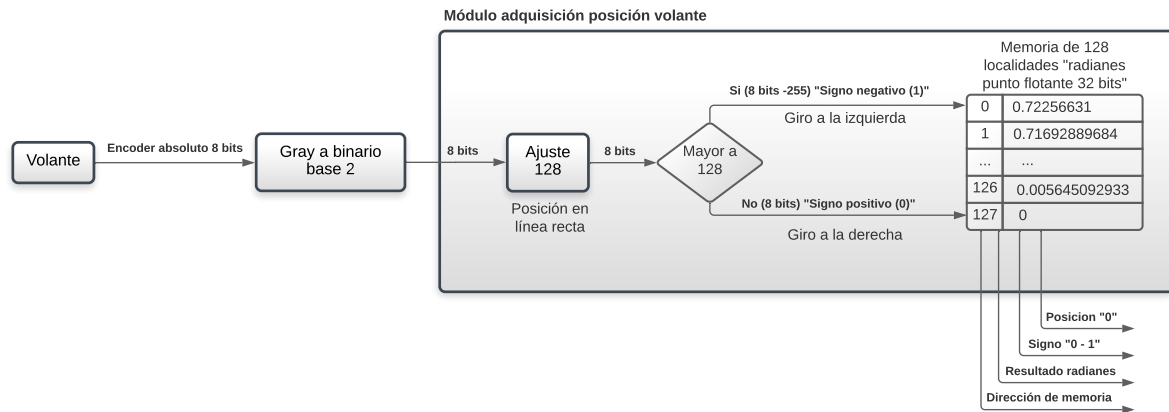


Figura 7.3: Módulo volante.

- Módulo de Ackermann:** Está encargado de dictar la velocidad que debe seguir cada motor de acuerdo a la información del pedal de aceleración y el encoder absoluto, este cálculo se realiza en *RPM* para cada motor y se realiza de 2 maneras distintas, cuando el volante se mantiene en posición cero indica que las 4 ruedas giran a la misma velocidad, si la posición no es cero indica que cada rueda debe ejecutar distintas velocidades de acuerdo del bit signo del módulo adquisición posición volante, si el bit de signo es 1 o 0, el numero 1 indica que el volante esta girado al lado izquierdo y 0 al lado derecho.

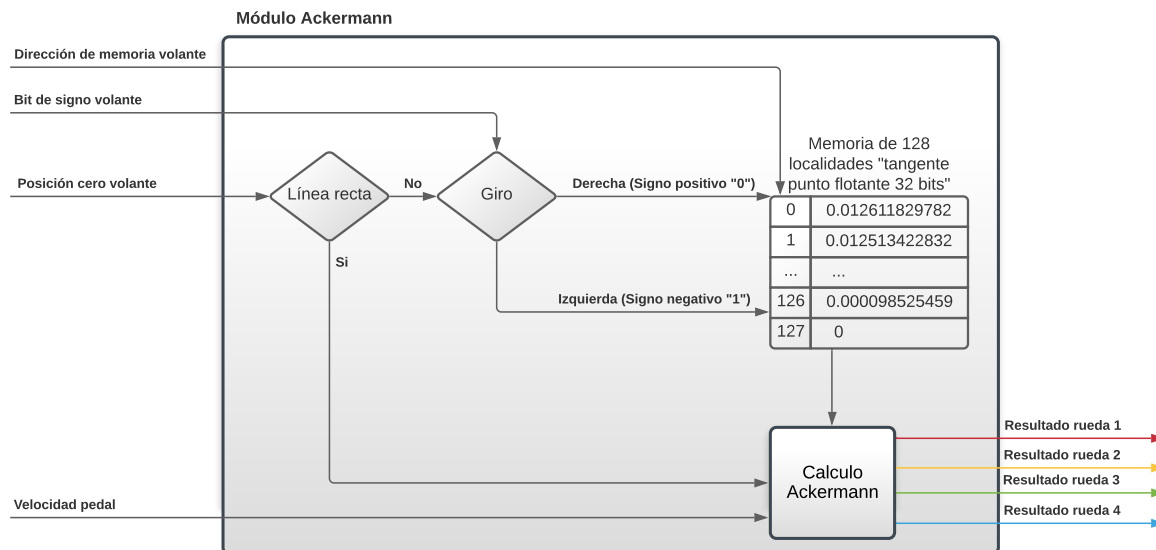


Figura 7.4: Módulo Ackermann.

- **Módulo de observador:** Se encarga de realizar el cálculo de estimación de la salida plana y la función de estimación de perturbación para cada motor.
- **Módulo de control:** Genera la señal de control para cada motor, en ciclo de trabajo de 0 a 1, que se envía a los módulos PWM de cada motor.
- **Módulo de PWM:** Su función es generar 6 salidas PWM para cada motor con la información obtenida del sensor de efecto Hall y la señal de control, a una frecuencia de 16.66 KHz , también este módulo se encarga de generar un tiempo muerto de 200 ns a cada señal de PWM.

Es preciso mencionar que los módulos adquisición de posición-volante, adquisición de velocidad (los encoder incrementales se actualizan cada $20ms$), adquisición posición-pedal, Ackermann, observador y control se ejecutan de forma secuencial cada $100us$, el primero en ejecutarse es adquisición posición-volante, cuando termina indica que el siguiente modulo puede entrar en operación, de esta manera se reutilizan los operadores aritméticos de 32 bits en flotante, es decir solo un módulo mientras esta en uso puede acceder a los operadores aritméticos. Esto es controlado por un multiplexor.

Existen otros módulos que trabajan de forma concurrente como los PWM, el decodificador encoder absoluto gray a binario base 2 y memoria pedal. En la Figura 7.5 se visualiza de manera general el flujo de los datos.

Para el envío y recepción de datos al ordenador se agregan a este esquema módulos de transmisión y recepción, que utilizan el protocolo de comunicación UART a una velocidad de transferencia de 312500 bits por segundo. Esta velocidad es suficiente para enviar más de 26 datos en punto flotante al ordenador y recibir más de 12 datos en punto flotante desde el ordenador, como: ganancias del control, observador, ajustes de pedal, encoders así como envío de resultados de los módulos de control, observador, Ackermann, pedal, posiciones de encoders etc.

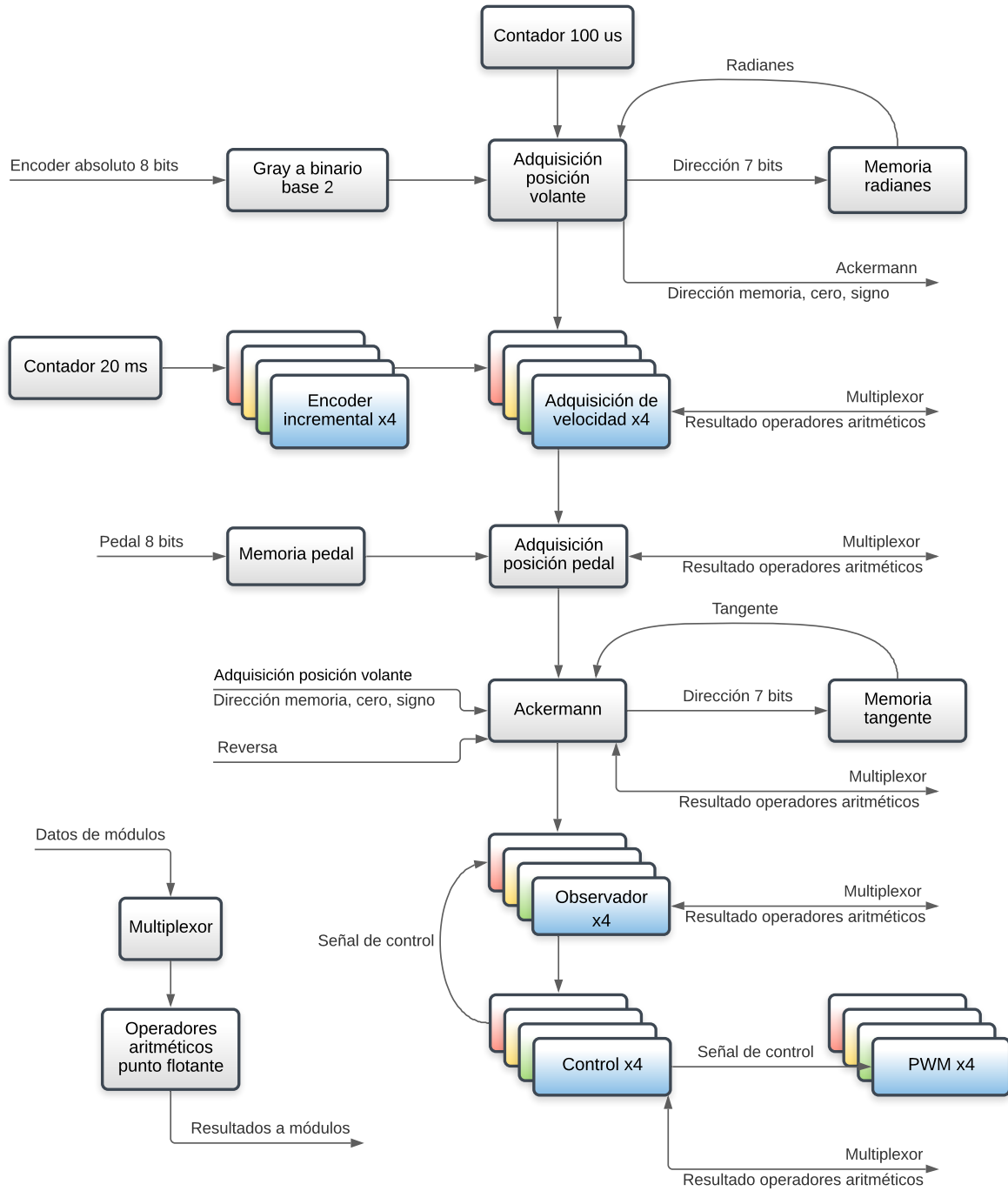


Figura 7.5: Flujo de información entre módulos FPGA.

7.2. Descripción general del vehículo

El prototipo en físico es mostrado en la Figura 7.6.



Figura 7.6: Vehículo eléctrico.

El vehículo cuenta un asiento para 2 personas, rines número 14, neumáticos 175/65 R14 y ajuste para asiento. El radiador se encuentra detrás del asiento. La batería del vehículo es de 80 Ah y si se supone que el sistema consume 20 amperes a una velocidad de 20 km/h, la batería tendría una autonomía de 4 horas lo que significa que se podrían recorrer 80 km con una carga de la batería. La Figura 7.7 muestra la ubicación de los elementos integrados en vehículo.

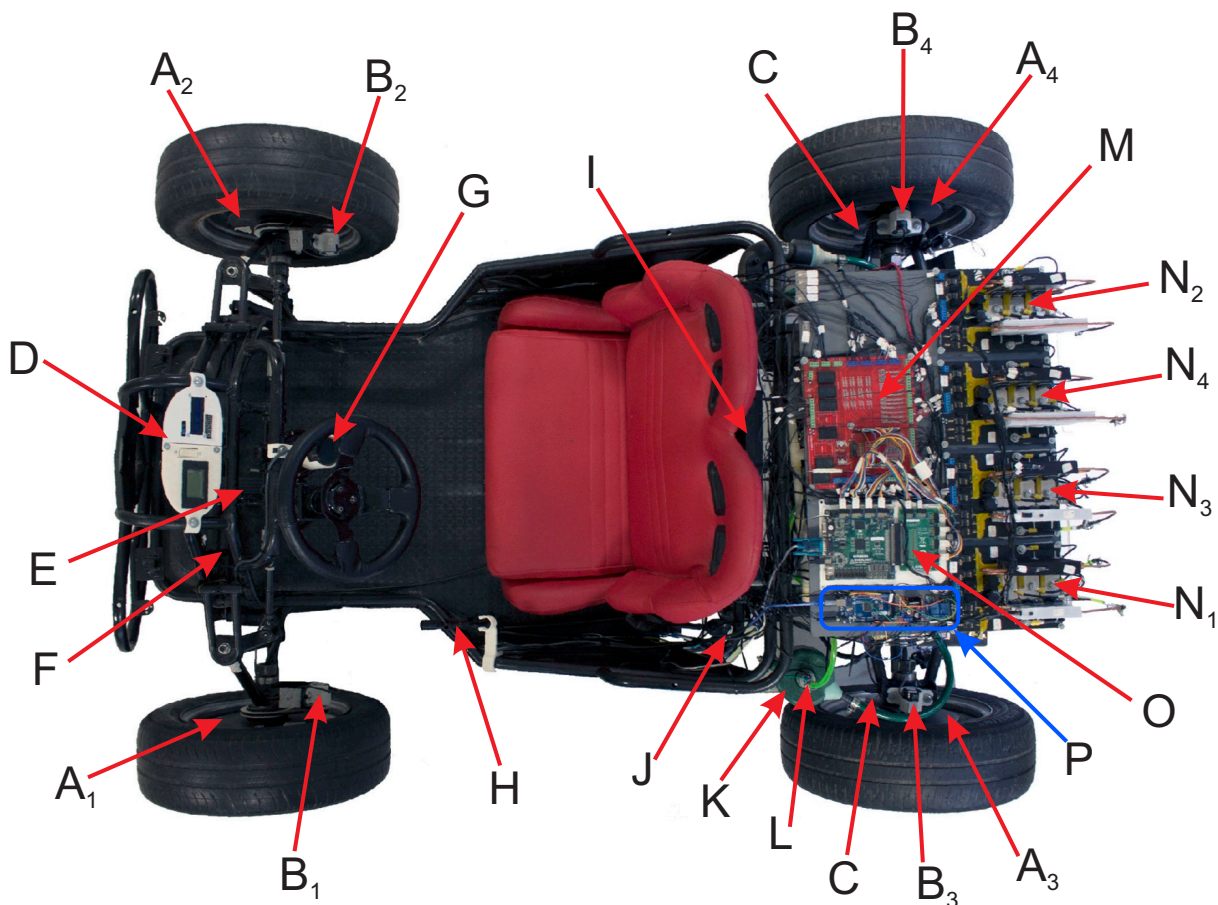


Figura 7.7: Elementos del vehículo (vista superior).

La Tabla 7.1 indica el nombre de cada elemento del vehículo que se muestra en la Figura 7.7.

A_1 .	Motor brushless en rueda 1.	H .	Palanca de encendido.
A_2 .	Motor brushless en rueda 2.	I .	Radiador y ventiladores.
A_3 .	Motor brushless en rueda 3.	J .	Contactor mecánico.
A_4 .	Motor brushless en rueda 4.	K .	Depósito de anticongelante.
B_1 .	Encoder incremental motor 1.	L .	Bomba de anticongelante.
B_2 .	Encoder incremental motor 2.	M .	PCB de conexiones.
B_3 .	Encoder incremental motor 3.	N_1 .	Inversor motor 1.
B_4 .	Encoder incremental motor 4.	N_2 .	Inversor motor 2.
C .	Frenos de disco.	N_3 .	Inversor motor 3.
D .	Panel de instrumentos.	N_4 .	Inversor motor 4.
E .	Pedal de aceleración.	O .	Tarjeta FPGA Nexys 2.
F .	Pedal de freno.	P .	Arduino mega, puente h y relevador.
G .	Encoder absoluto.		

Tabla 7.1: Descripción de elementos del vehículo

Para medir la velocidad de cada rueda, se utiliza una polea de 180 dientes manufacturada por impresora 3D la cual se coloca en el eje de la rueda. La polea GT2 de 60 dientes hecha de aluminio se conecta al encoder. Para unir ambas poleas se utiliza una banda dentada cerrada GT2 de 6 mm de ancho, 500 mm de perímetro, paso de 2 mm y 250 dientes. Véase Figura 7.8.

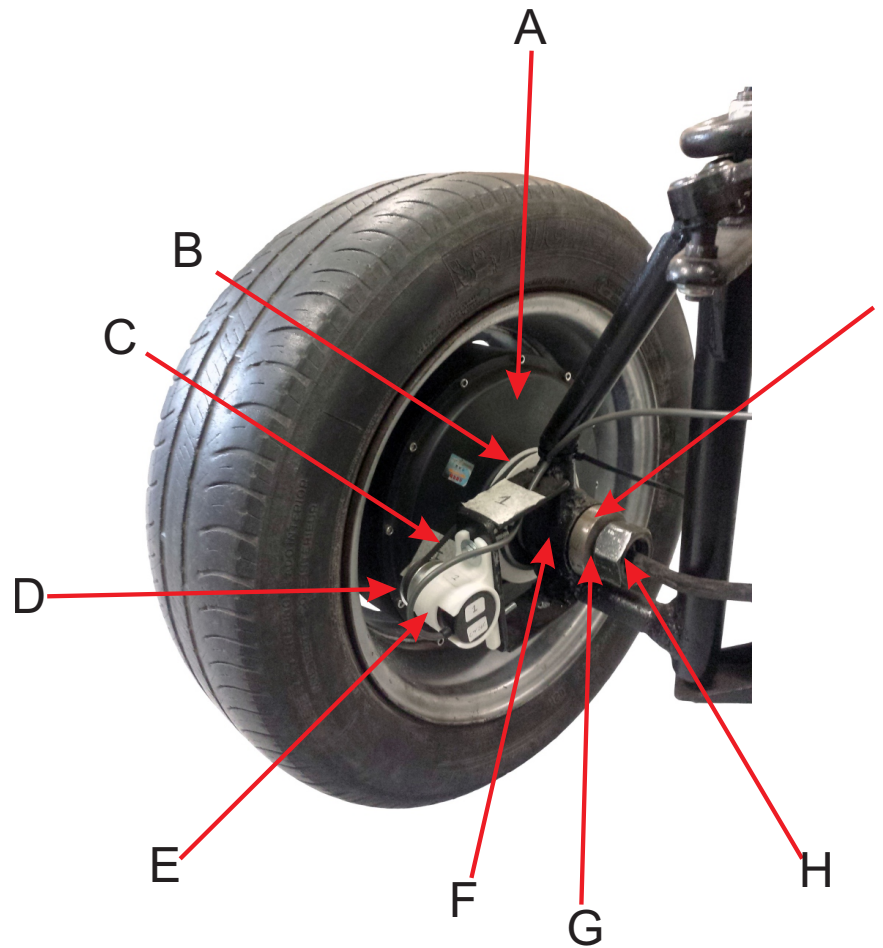


Figura 7.8: Detalle de la rueda derecha delantera conexión motor, encoder, poleas y banda.

La Tabla 7.2 indica el nombre de cada elemento que describe la Figura 7.8.

A.	Motor BLDC.	F.	Soporte para eje de motor.
B.	Polea impresión 3D.	G.	Rondana de presión.
C.	Banda dentada cerrada GT2.	H.	Tuerca para eje de motor.
D.	Polea GT2.	I.	Rondana.
E.	Base para encoder impresión 3D.		

Tabla 7.2: Detalle conexión motor, encoder, poleas y banda.

El tablero de instrumentos impreso en 3D cuenta un sensor de voltaje, corriente y un arduino uno con un Shield display LCD 16x2, arduino uno se encargará de mostrar en el display la temperatura de cada inversor. Para medir la temperatura de cada inversor se utiliza el sensor LM35 que se conecta a un arduino mega, este se encargará de convertir la señal de voltaje recibida por los sensores a temperatura y enviarla por protocolo UART al arduino uno del tablero, además de controlar el encendido de la bomba del anticongelante y controlar la velocidad de los ventiladores del radiador en función de la temperatura de los sensores. Al activar la bomba del anticongelante el fluido circula por cada uno de los disipadores de aluminio a través de un serpentín de tubo de cobre de 1/4 de pulgada que regresa al radiador para enfriar el fluido. El diagrama eléctrico del vehículo se muestra en la Figura 7.14.

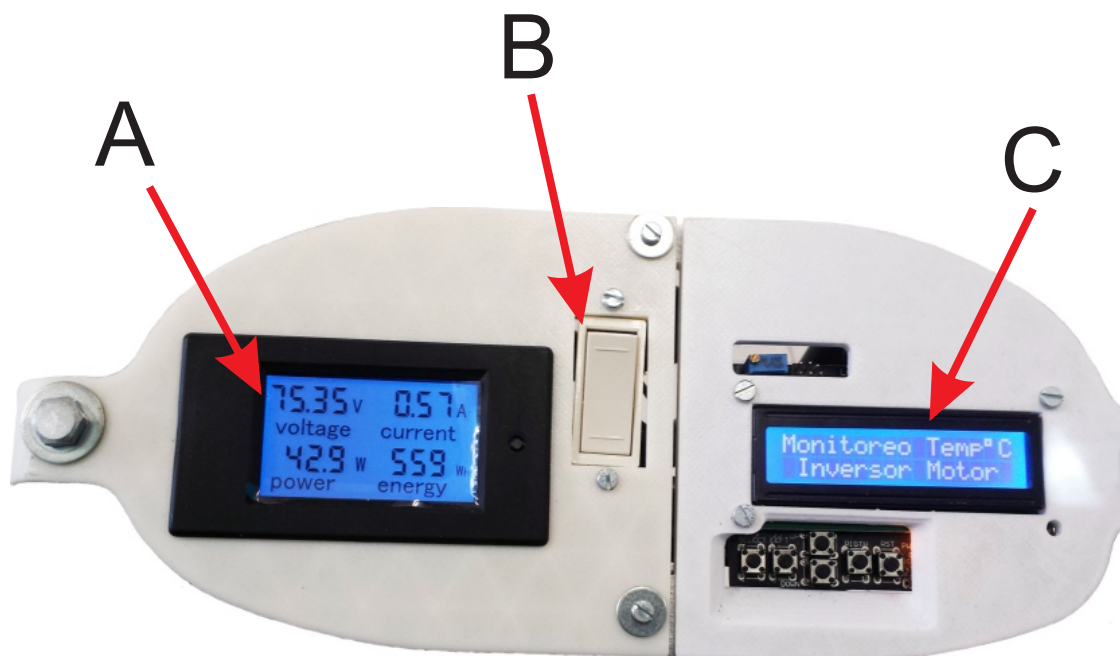


Figura 7.9: Tablero.

- A. Sensor de voltaje y corriente Peacefair PZEM-051.
- B. Interruptor de 3 vías para reversa.
- C. Shield display LCD 16x2 y arduino uno.

Tabla 7.3: Elementos del tablero

La palanca de encendido está conectada mecánicamente al contactor por una barra de

metal, al momento de jalar la palanca hacia atrás se enclava gracias a la impresión 3D que sujeta a la palanca, que al mismo tiempo enclava al contactor, este energiza a todo el sistema en 3 puntos, 0 V, 48 V y 72 V. 0 V es el retorno a la batería, 48 v se encarga de alimentar al PCB de conexiones, y 72 V alimenta a los inversores. Si la palanca es empujada hacia delante todo el sistema se apaga.

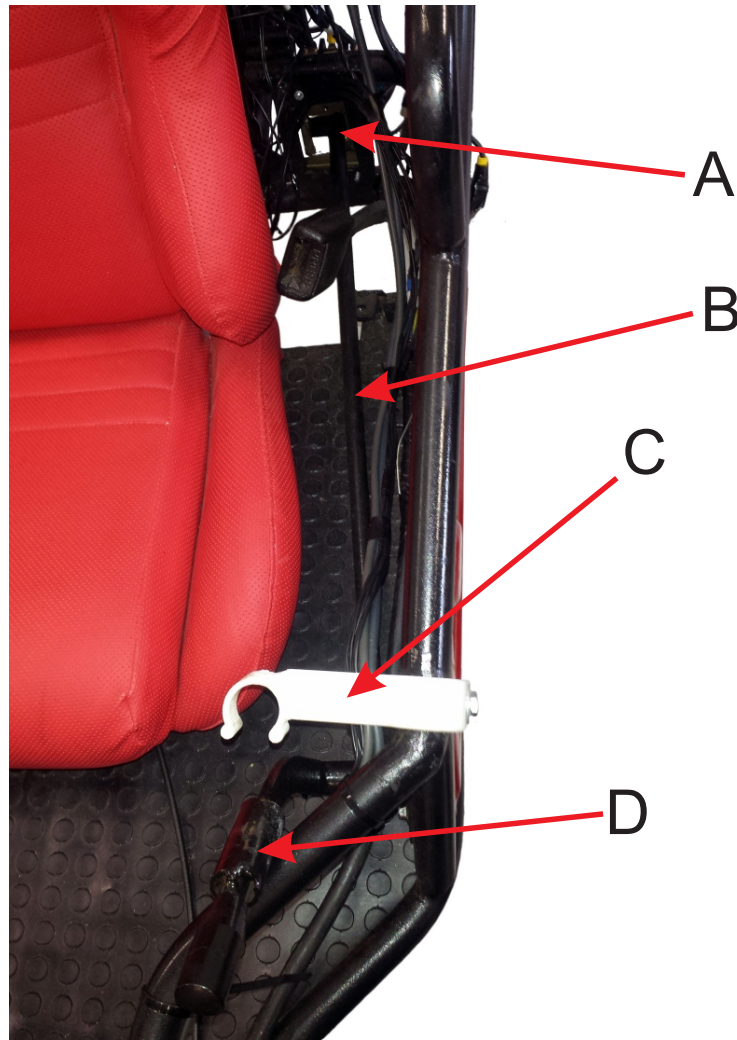


Figura 7.10: Sistema de encendido.

- | | |
|---------------------------|--|
| A. Contactor. | C. Impresión 3D para enclavamiento de palanca. |
| B. Barra de acoplamiento. | D. Palanca. |

Tabla 7.4: Elementos del sistema de encendido

La Figura 7.11 muestra desde la parte posterior del vehículo y la ubicación de los

siguientes elementos:

- A. Disipadores. C. Frenos de disco.
B. Baterías. D. Radiador.

Tabla 7.5: Elementos del vehículo (Posterior)

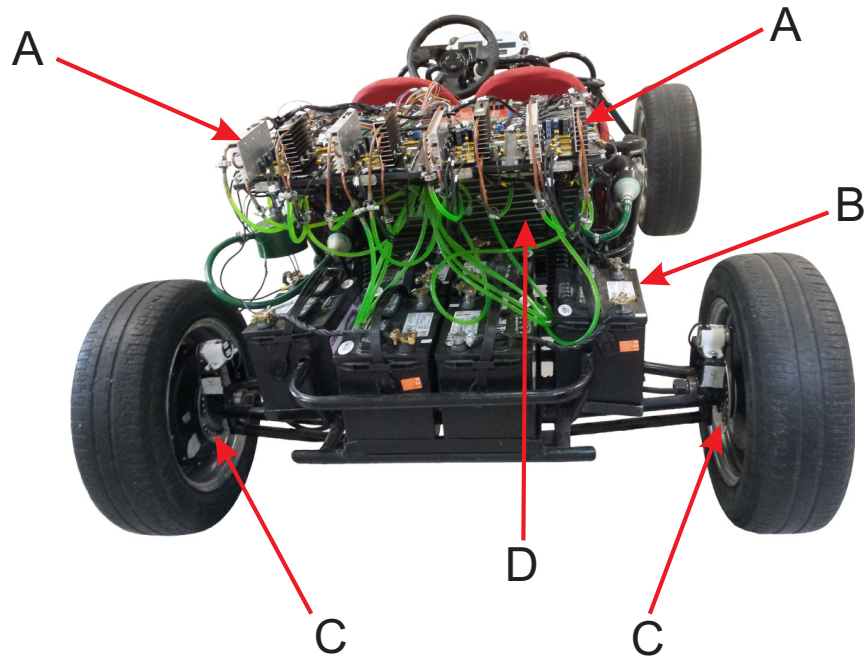


Figura 7.11: Elementos del vehículo (vista posterior).

En la Figura 7.11 se visualiza el sistema de refrigeración del vehículo, compuesto de las mangueras transparentes de 1/4 de pulgada, el serpentín de cobre de 1/4 de pulgada, los disipadores de aluminio, radiador, manguera de 1/2 pulgada, CPVC de 1/2 pulgada, depósito para bomba y la bomba por donde circula el anticongelante.

7.3. Dimensiones del vehículo

Las dimensiones del vehículo indicadas por letras en las Figuras 7.12 y 7.13 se describen en la Tabla 7.6.

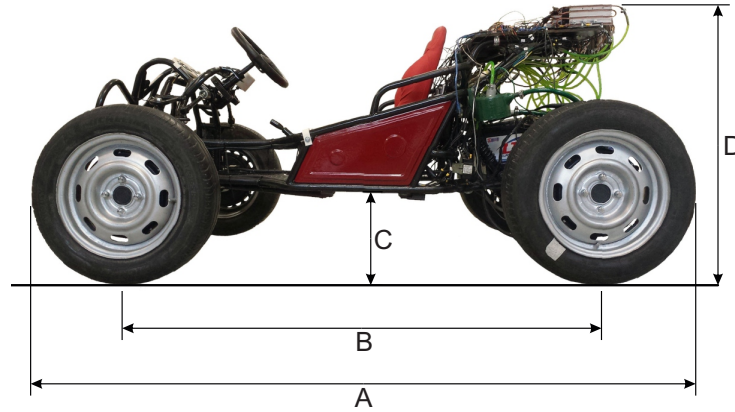


Figura 7.12: Dimensiones del vehículo (vista lateral).

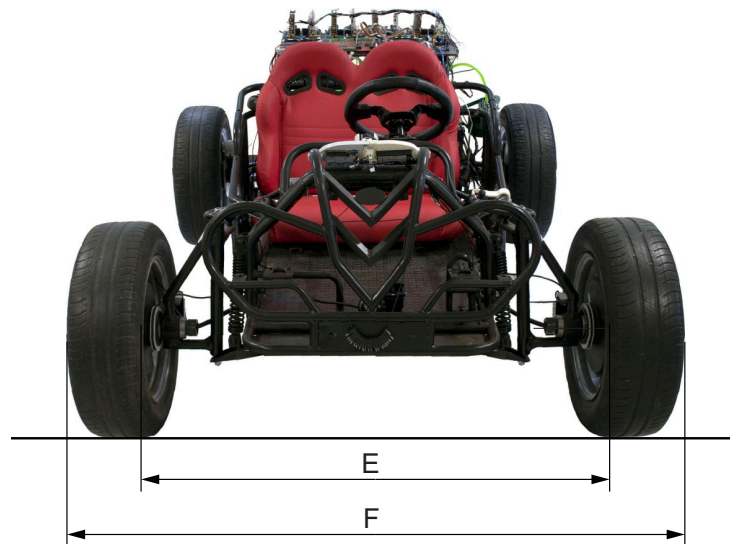


Figura 7.13: Dimensiones del vehículo (vista frontal).

A.	Longitud total	1955 mm	D.	Altura total	930 mm
B.	Distancia entre ejes	1485 mm	E.	Ancho de vía	1150 mm
C.	Distancia al suelo (máxima)	280 mm	F.	Anchura total	1530 mm
C.	Distancia al suelo (mínima)	160 mm			

Tabla 7.6: Descripción de dimensiones

7.4. Diagrama eléctrico del vehículo

La Figura 7.14 muestra todas las conexiones eléctricas que contiene el vehículo con cada uno de sus componentes.

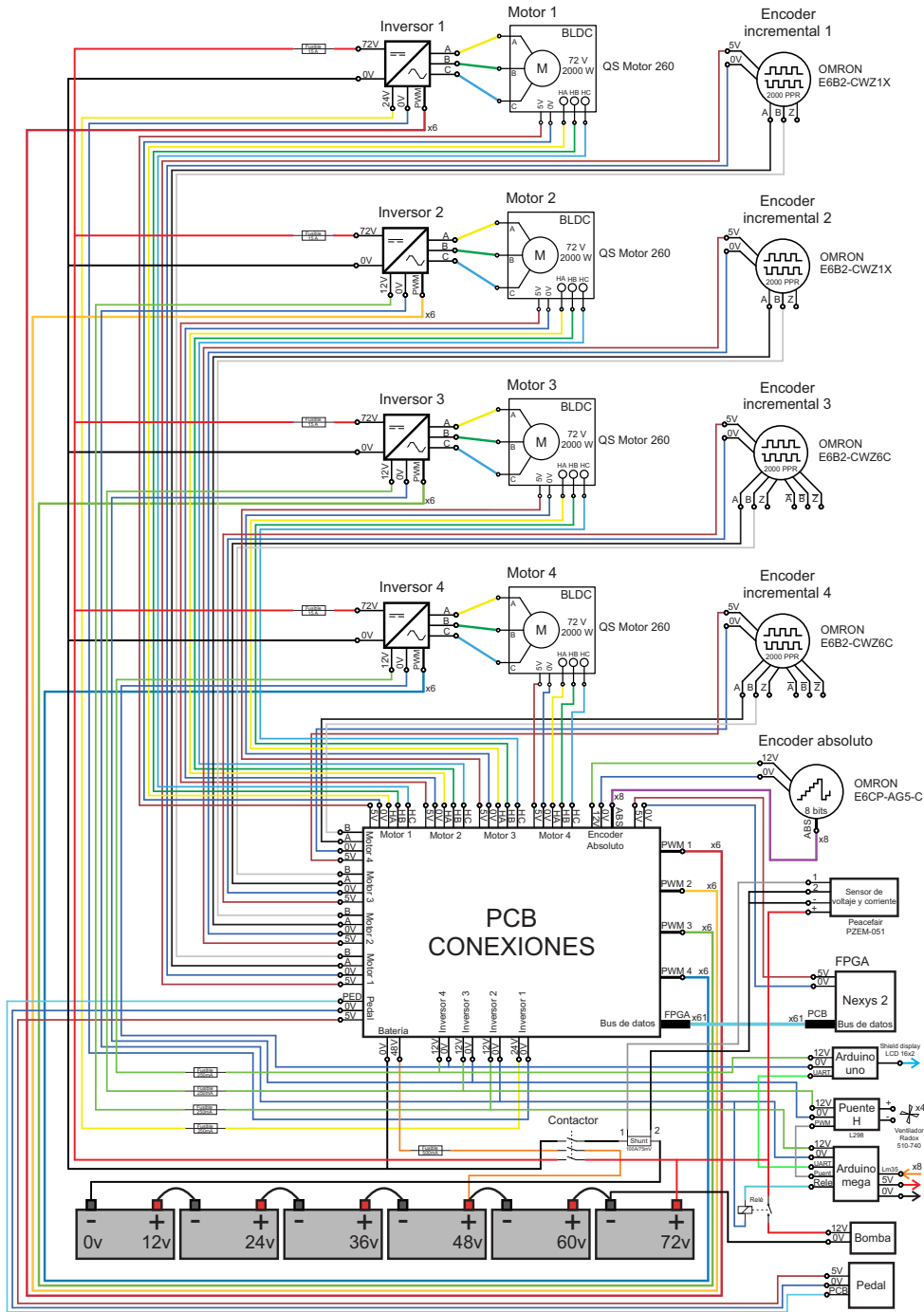


Figura 7.14: Diagrama eléctrico del vehículo.

Capítulo 8

Resultados experimentales y conclusiones

8.1. Pruebas experimentales

El esquema de control basado en planitud diferencial, observadores de estado extendido y teoría de grafos, diseñado para el VE es analizado en esta sección. Las pruebas iniciales se realizan sin colocar las ruedas el vehículo en el suelo, efectuado cambios de giro en el volante y variaciones en la velocidad indicada por el pedal de aceleración. El despeño del controlador se muestra las siguientes secciones.

8.2. Monitoreo de la plataforma experimental en línea

La adquisición de datos en línea se realiza a través del software de National Instruments LabVIEW 2015. Este permite realizar programas de interfaz gráfica de forma rápida y sencilla mediante código G, es decir se utilizan módulos gráficos que se conectan entre sí para programar la aplicación. LabVIEW permite la conexión a través de los puertos COM, los cuales utilizan el protocolo UART para la transmisión y recepción de datos para comunicar al FPGA con el ordenador.

El programa desarrollado permite enviar las ganancias y ajustes necesarios para los módulos mencionados anteriormente, así como para graficar los resultados calculados en

el FPGA y para el monitoreo de señales. En el panel frontal (Véase Figura 8.1).

En todas las pruebas el muestro de datos se realiza cada 10 ms.

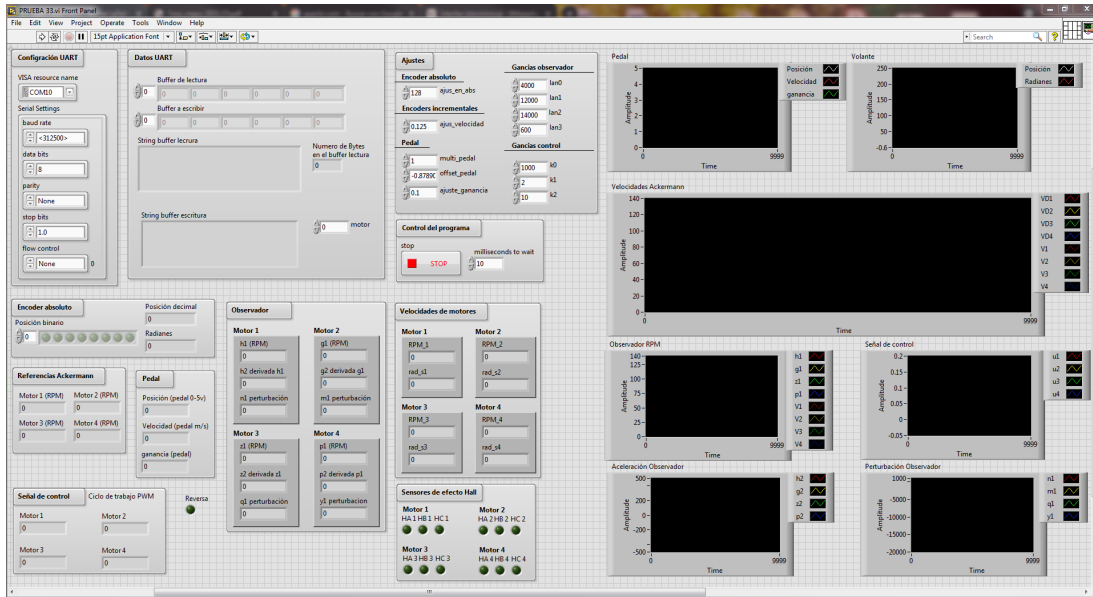


Figura 8.1: Panel Frontal LabVIEW.

Para todas las pruebas realizadas las ganancias y ajustes del sistema son los siguientes:

Parámetro	Valor
k_0	1000
k_1	2
k_2	10
λ_0	4000
λ_1	12000
λ_2	14000
λ_3	600
Ajuste encoder absoluto	128
Ajuste encoder incremental	0.125
Multiplicación pedal	1
Offset pedal	-0.878906
Ajuste ganancia pedal	0.1

Tabla 8.1: Ganancias y ajustes

En la Tabla 8.2 se muestran los parámetros utilizados en las pruebas.

Descripción	Símbolo	Valor	Unidades
Distancia entre ejes	L	1.485	m
Distancia entre ruedas	B	0.77	m
Longitud del brazo de acoplamiento	x	0.95	m
Longitud de la barra de mando	y	0.1747	m
Longitud de la carcasa del mecanismo de dirección	p	0.2	m
Distancia entre el eje delantero y eje central del mecanismo	d	0.115	m
Distancia que sobresale el eje del sistema de dirección	r	0.09	m
Ángulo de Ackermann	β	14.5345	$^{\circ}$
Radio de rueda	rr	0.235	m
Resistencia de fase	Rs	0.2	ω
Inductancia de fase	Ls	160	uH
Inductancia mutua	M	128	uH
Constante electromotriz del motor	Ke	0.102	V/RPM
Fricción del motor	Bv	3.02	Kgm^2/s
Momento de inercia del motor	J	0.224	Kgm^2

Tabla 8.2: Parámetros del vehículo

Para facilitar la interpretación de las gráficas mostradas a continuación se muestra la Tabla 8.3 con el significado de cada etiqueta mostrada en la leyenda de cada gráfica.

Motor	Velocidad medida	Velocidad deseada (Ackermann)	Velocidad estimada (salida plana)	Aceleración estimada (derivada salida plana)	Perturbación estimada	Señal de control
1 (Delantero izquierdo)	V1	VD1	h1	h2	n1	u1
2 (Delantero derecho)	V2	VD2	g1	g2	m1	u2
3 (trasero izquierdo)	V3	VD3	z1	z2	q1	u3
4 (trasero derecho)	V4	VD4	p1	p2	y1	u4

Tabla 8.3: Leyenda de gráficas

8.3. Prueba 1, cambios de velocidad en línea recta y cambio de giro a velocidad constante sin carga, control con grafos.

En la prueba 1 un perfil de velocidad leído desde el ordenador adapta la posición del pedal del vehículo. En la Figura 8.2 se muestra el cambio de posición del pedal (color rojo) y la respuesta del control integral utilizado para suavizar la respuesta de la aceleración del sistema (color azul), la respuesta del control integral es la que utiliza el modelo de Ackermann para el cálculo de velocidad de cada motor, utilizando los grafos dentro del controlador.

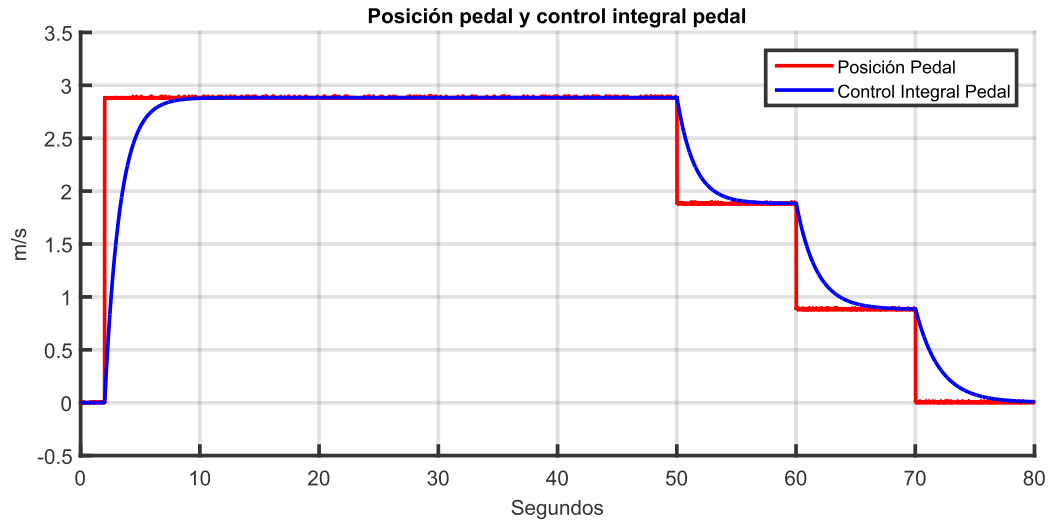


Figura 8.2: Perfil de velocidad en m/s (pedal) implementación prueba 1.

Además de suavizar la respuesta del pedal se ajusta en línea la velocidad de respuesta del control integral, con el objetivo de hacer la respuesta más rápida cuando el pedal está en su máxima posición y, más lento cuando se encuentra en su mínima posición. Debido a que el controlador del SDE responde de manera inmediata y, ocasiona que los dispositivos de conmutación del inversor se dañen si se exige que cambie rápidamente de sentido de giro del motor. La Figura 8.3 muestra el ajuste de ganancia integral dinámica cuando cambia de posición el pedal.

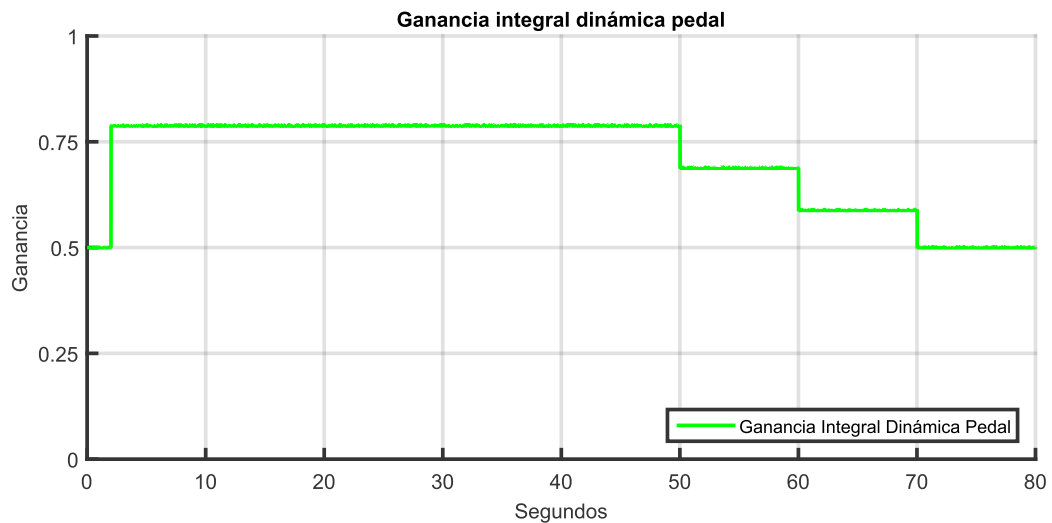


Figura 8.3: Ganancia integral dinámica pedal implementación prueba 1.

Para esta prueba el volante físicamente se mantiene en línea recta y de manera similar a

lo realizado con el pedal de aceleración se adapta la posición del volante desde el ordenador y, se realiza un perfil de giro desde línea recta, giro a la derecha, giro a la izquierda y posición en línea recta. Véase Figura 8.4. En físico el volante gira más de lo indicado en la gráfica, el máximo giro que alcanza el volante es de 2.5427 radianes (145.69 grados aproximadamente) y el máximo valor mostrado en la gráfica es de 0.585 radianes (33.51 grados aproximadamente). En todo momento se realiza una multiplicación del volante por 0.23 debido al mecanismo de dirección, cuando el volante se encuentra en su máximo punto de giro el ángulo ya sea derecha o izquierda, el ángulo interno de las ruedas delanteras es de 35 grados y el ángulo externo es de 25 grados como se muestra en la Figura 3.7, cuando el SD se encuentra en 0.585 radianes representa el desplazamiento en ángulo real del SD, el volante gira más debido a la relación de engranaje.

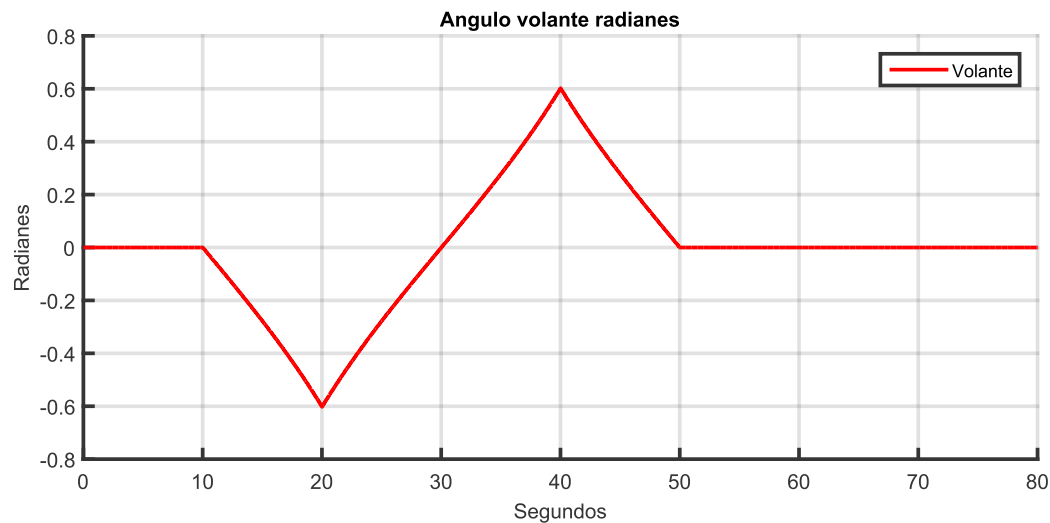


Figura 8.4: Perfil de ángulo de giro en grados (volante) implementación prueba 1.

A continuación, se muestran los resultados obtenidos de esta prueba, primero se observan gráficas independientes para cada motor, en estas se visualiza el comportamiento del controlador respecto al seguimiento de velocidad. Cada figura muestra dos gráficas, la referencia de velocidad que debe seguir cada motor durante toda la prueba y otra desde 50 a 60 segundos donde se observa la respuesta del controlador.

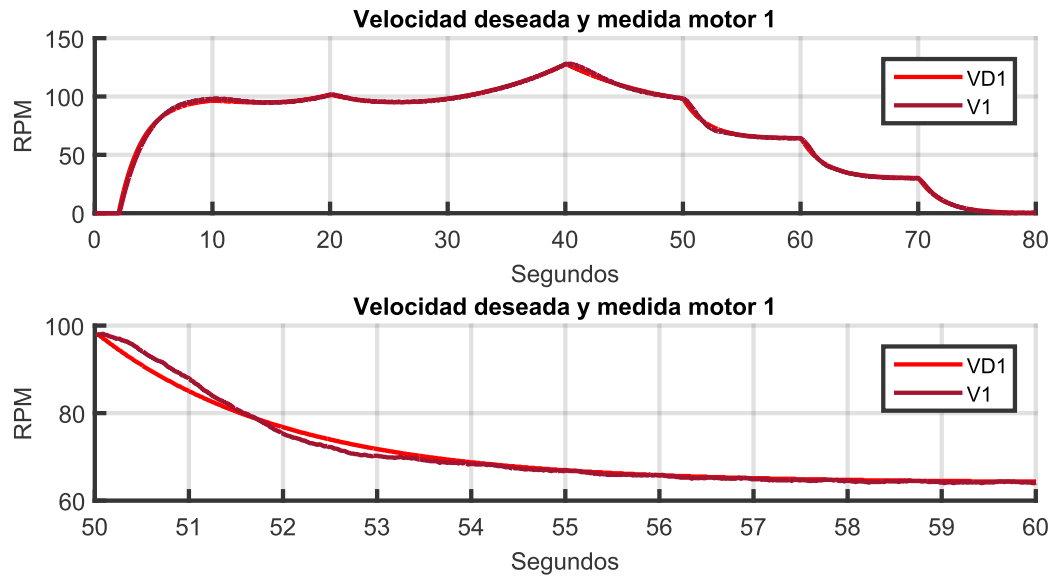


Figura 8.5: Velocidad deseada y medida del motor 1 implementación con grafos prueba 1.

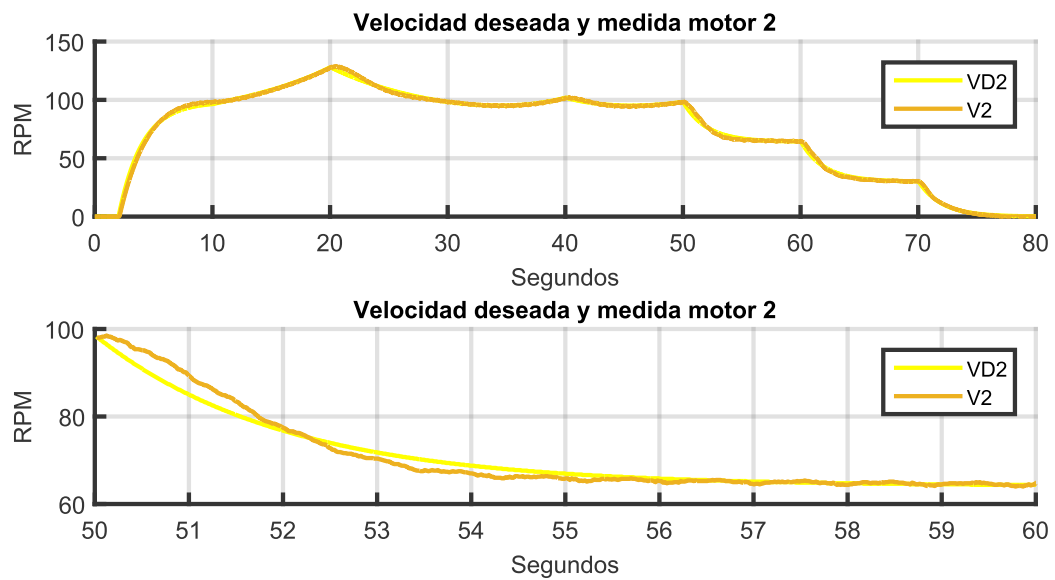


Figura 8.6: Velocidad deseada y medida del motor 2 implementación con grafos prueba 1.

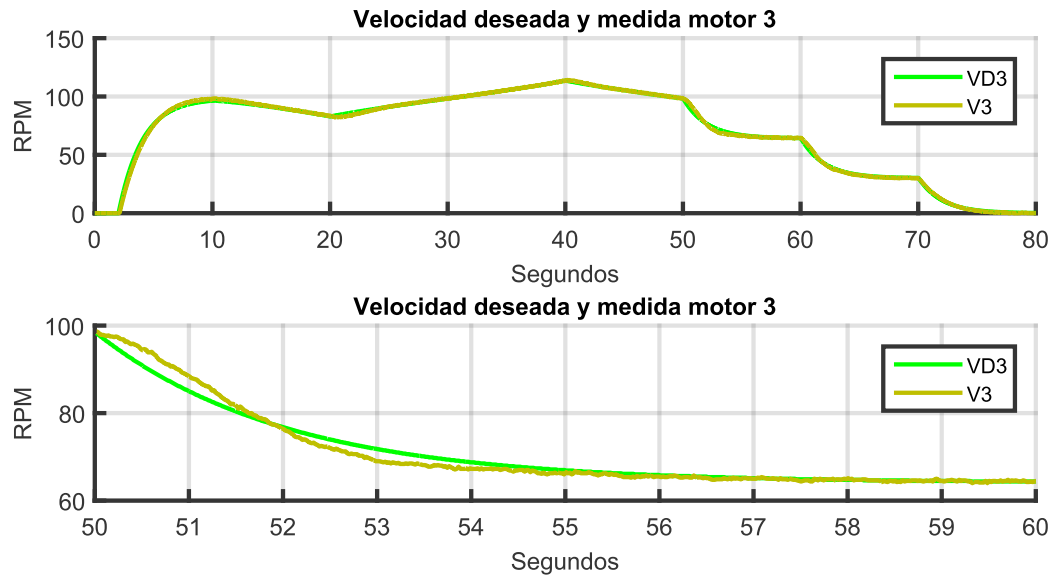


Figura 8.7: Velocidad deseada y medida del motor 3 implementación con grafos prueba 1.

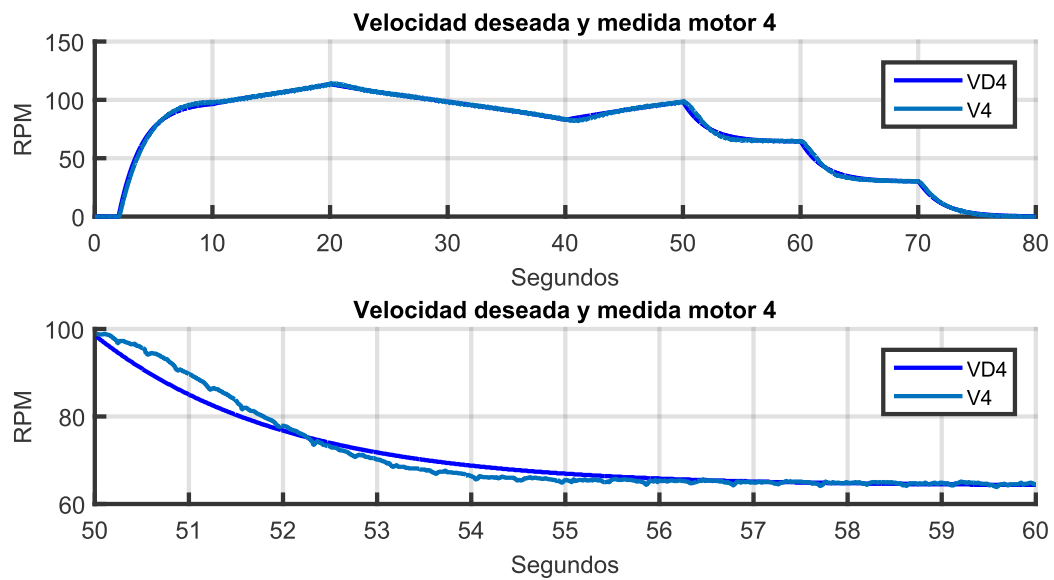


Figura 8.8: Velocidad deseada y medida del motor 4 implementación con grafos prueba 1.

En la Figura 8.9 se observa a detalle desde el segundo 5 al 50 los cambios de giro a una velocidad constante indicada por el pedal de aceleración, pero debido al modelo de Ackermann cada rueda debe seguir su propia referencia de velocidad.

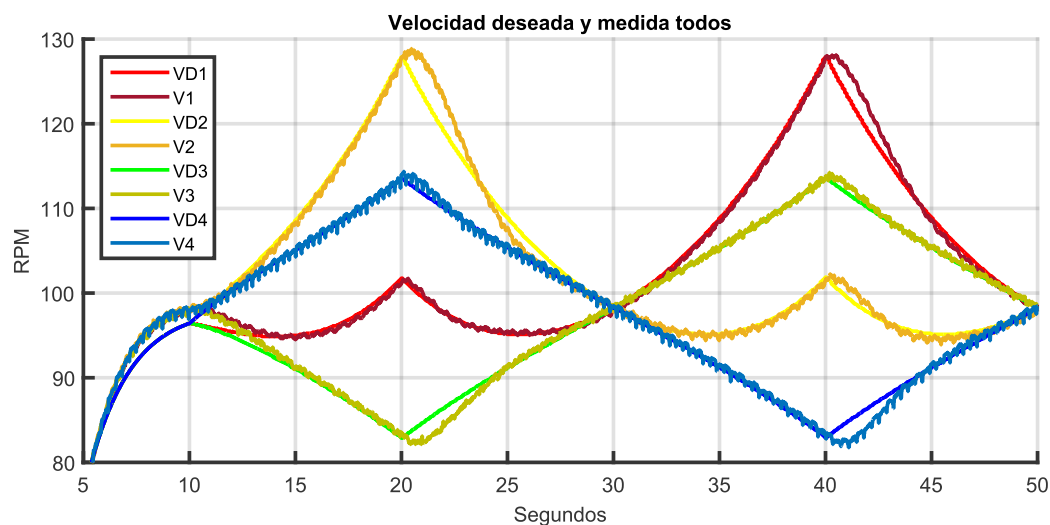


Figura 8.9: Velocidad deseada y medida de los motores implementación con grafos prueba 1.

La Figura 8.10 muestra como siguen la misma referencia de velocidad todos los motores desde el segundo 0 al 10, en este tiempo el volante se mantiene en línea recta pero la velocidad indicada por el control integral del pedal va en aumento desde 0 m/s hasta 2.8 m/s aproximadamente.

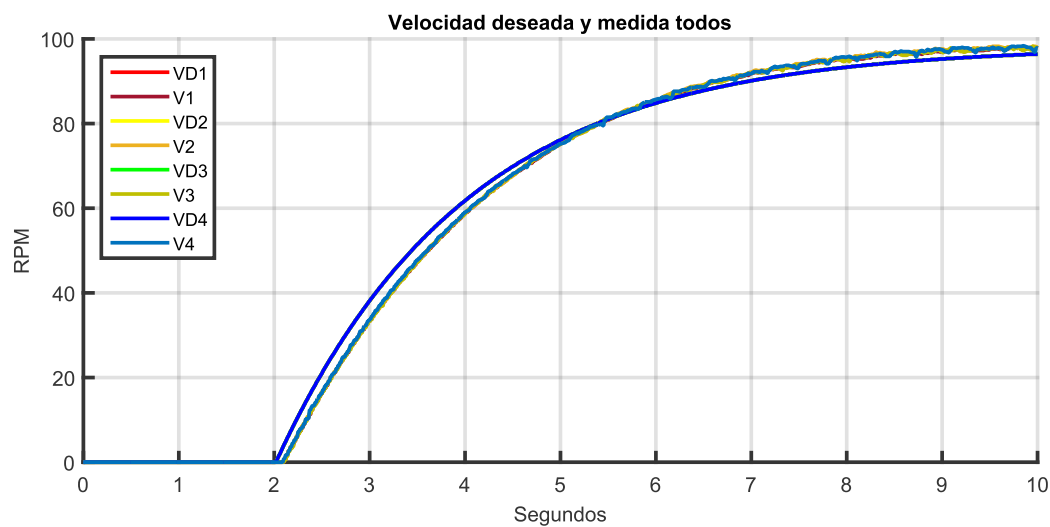


Figura 8.10: Velocidad deseada y medida de los motores implementación con grafos de 0 a 10 segundos prueba 1.

Las siguientes figuras muestran la respuesta del observador para cada una de las ruedas, prácticamente la velocidad medida es igual a la observada (salida plana).

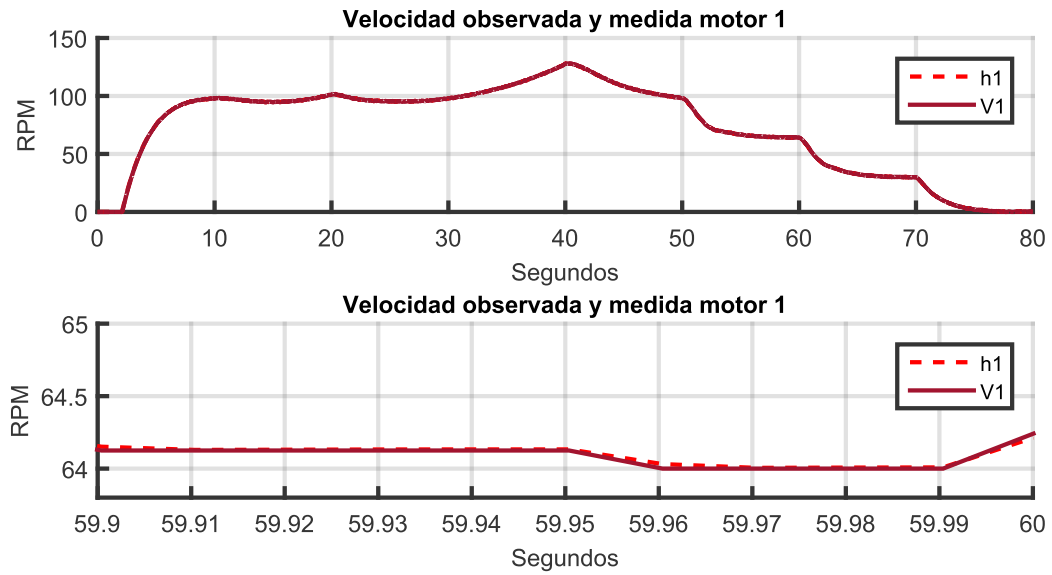


Figura 8.11: Velocidad observada y medida del motor 1 implementación con grafos prueba 1.

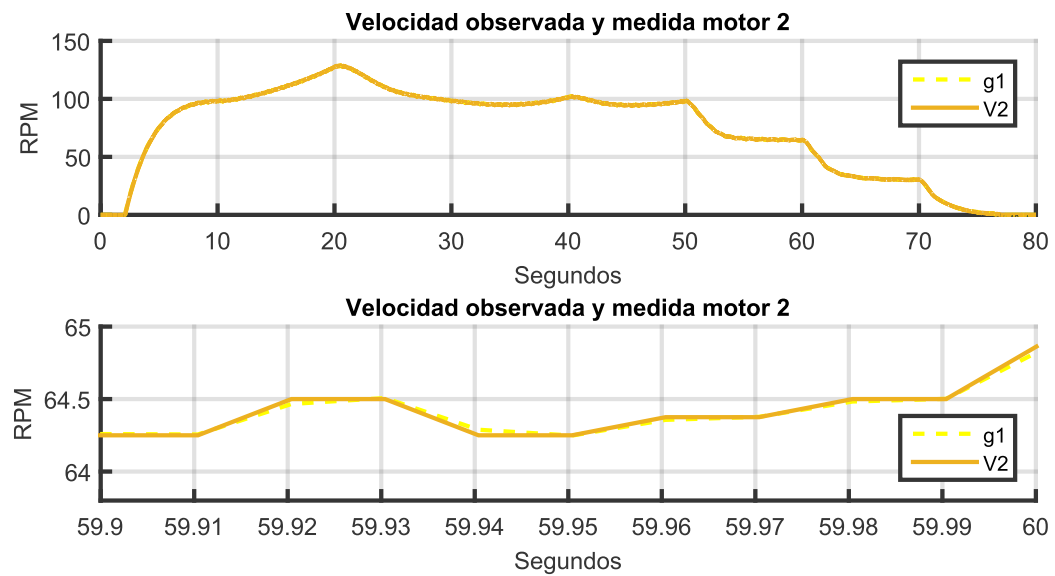


Figura 8.12: Velocidad observada y medida del motor 2 implementación con grafos prueba 1.

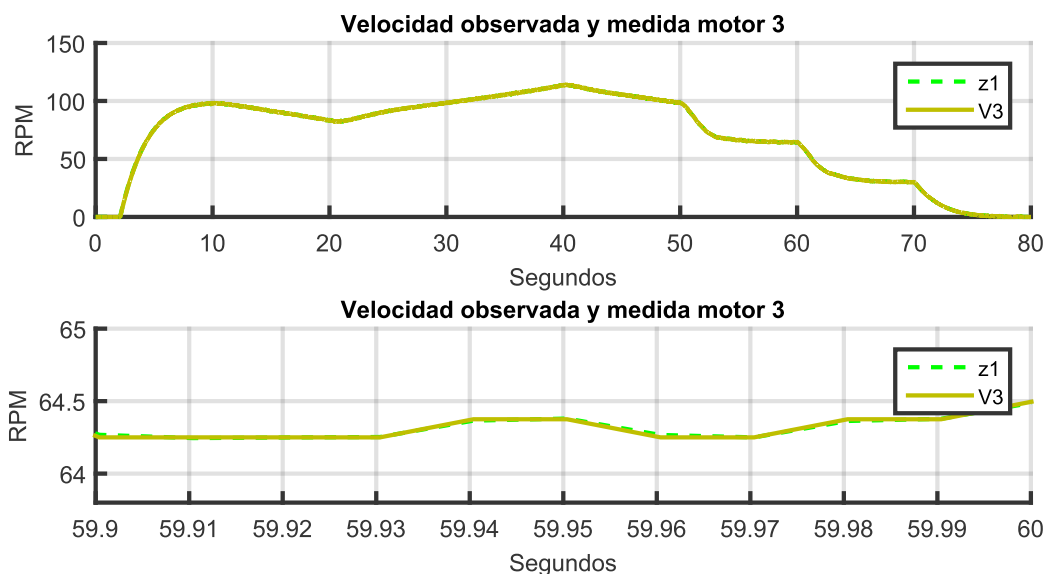


Figura 8.13: Velocidad observada y medida del motor 3 implementación con grafos prueba 1.

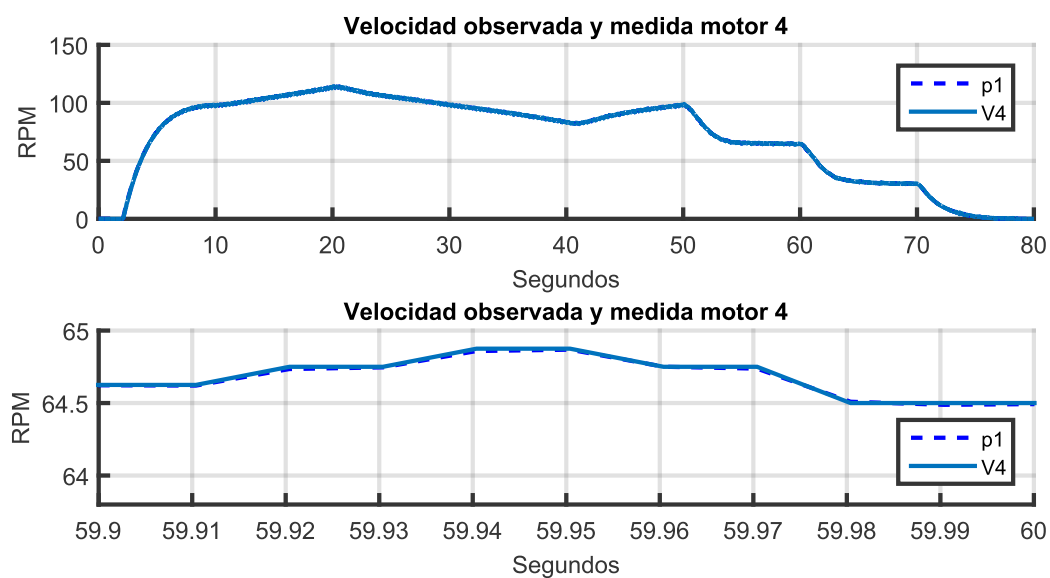


Figura 8.14: Velocidad observada y medida del motor 4 implementación con grafos prueba 1.

La derivada de la salida plana se observa en la Figura 8.15 que corresponde a la aceleración de cada motor.

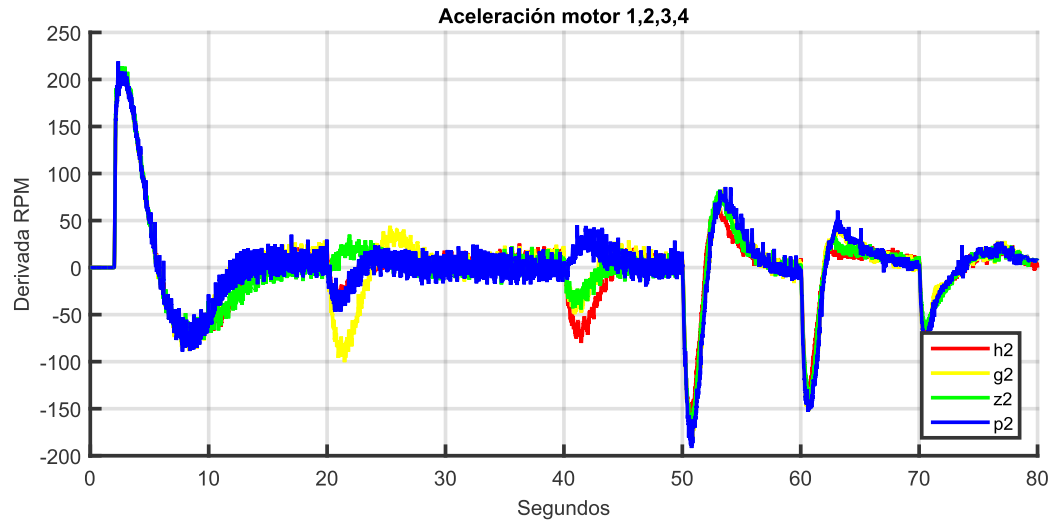


Figura 8.15: Aceleración motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 1.

La perturbación estimada de cada motor se muestra en la Figura 8.16.

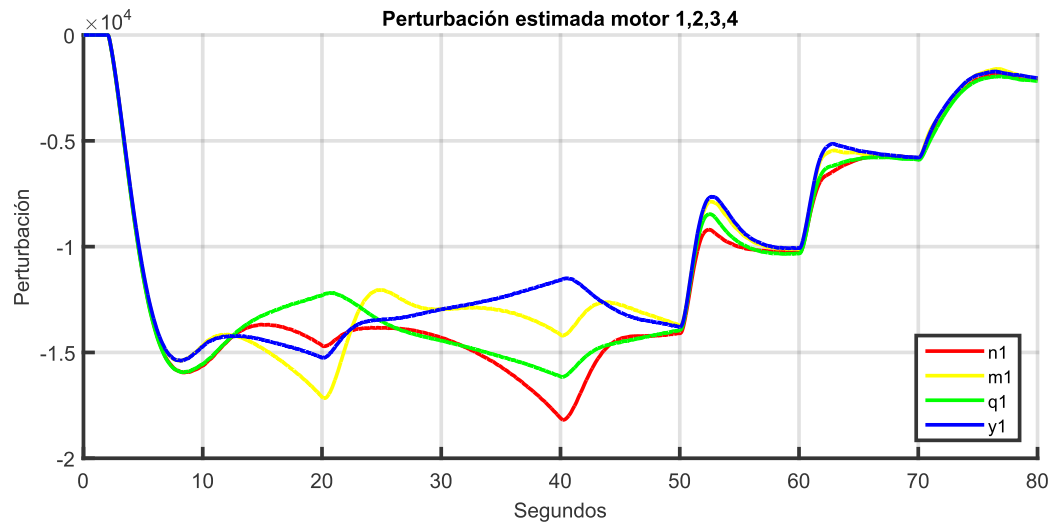


Figura 8.16: Perturbación motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 1.

La señal de control de cada motor se muestra en la Figura 8.17.

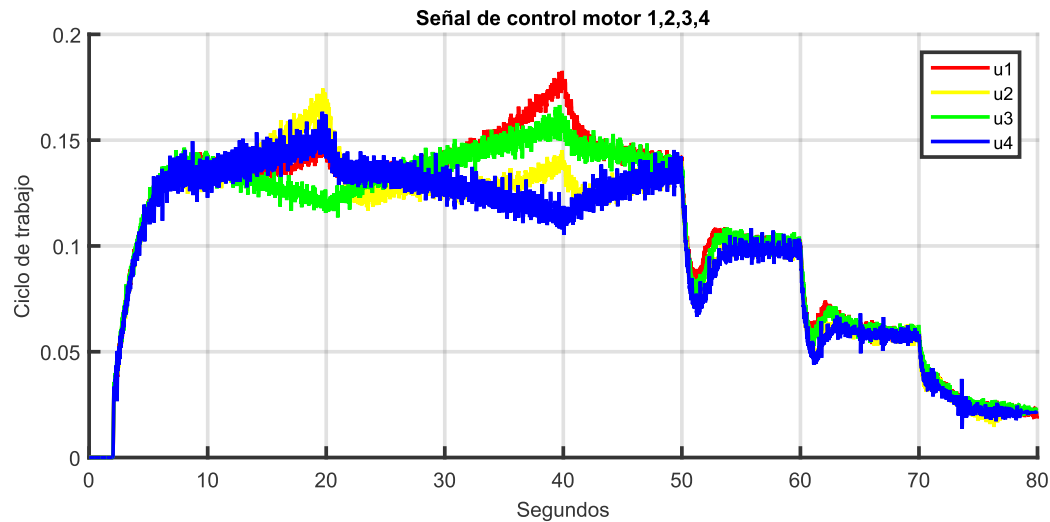


Figura 8.17: Señal de control motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 1.

8.4. Prueba 2, cambios de velocidad en línea recta y cambio de giro a velocidad constante sin carga, control sin grafos.

En la prueba 2 se utiliza el mismo perfil de velocidad y giro de la prueba 1, solo que en esta prueba no se utilizan los grafos dentro del controlador. La misma estructura de la señal de control permite quitar los grafos, para realizar esto la ganancia k_2 que corresponde a los grafos se establece a cero. Véase Ecuación 6.16.

Los resultados obtenidos de esta prueba se presentan en figuras independientes para cada motor, y se visualiza el comportamiento del controlador respecto al seguimiento de velocidad. También cada figura muestra dos gráficas, una que contiene la referencia de velocidad que debe seguir cada motor durante toda la prueba, y otra que se visualiza desde el segundo 50 al 60 en el que se observa la respuesta del controlador.

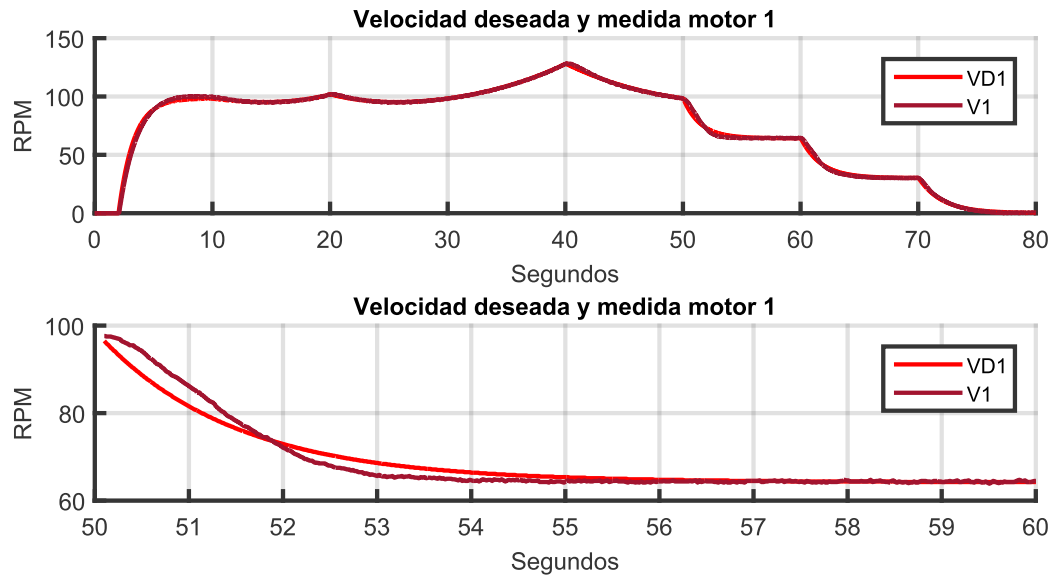


Figura 8.18: Velocidad deseada y medida del motor 1 implementación sin grafos prueba 2.

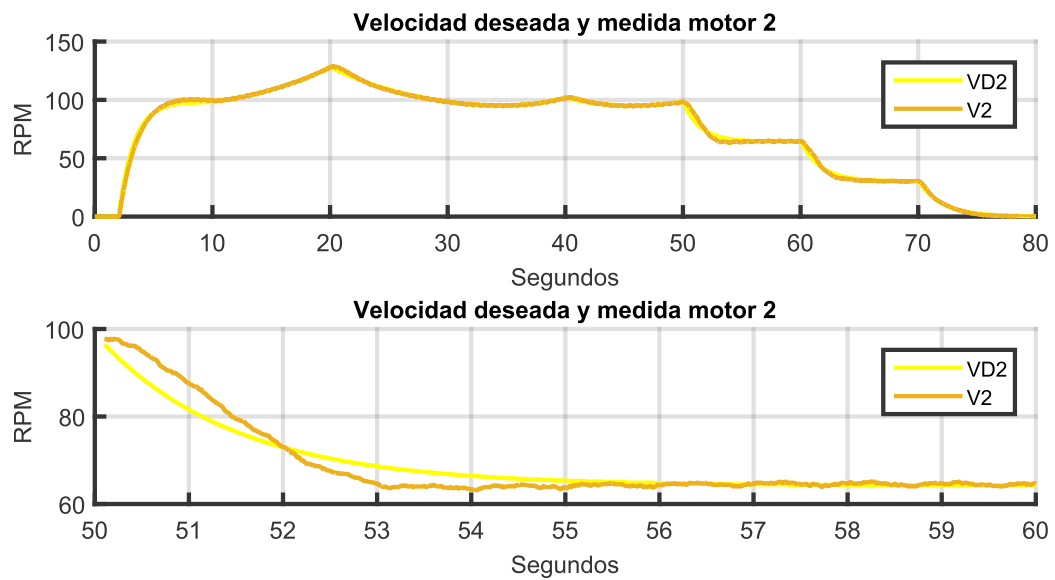


Figura 8.19: Velocidad deseada y medida del motor 2 implementación sin grafos prueba 2.

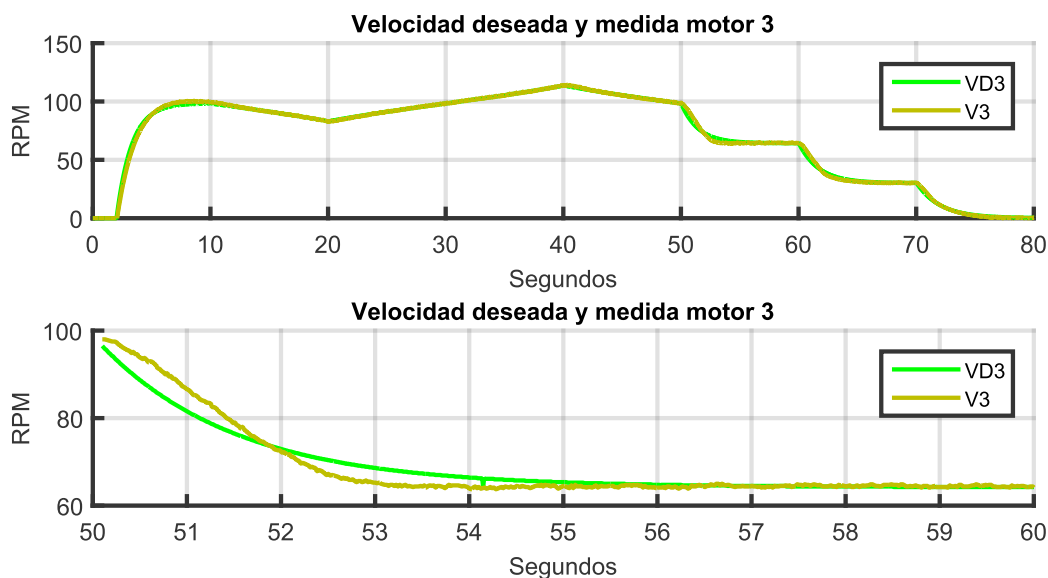


Figura 8.20: Velocidad deseada y medida del motor 3 implementación sin grafos prueba 2.

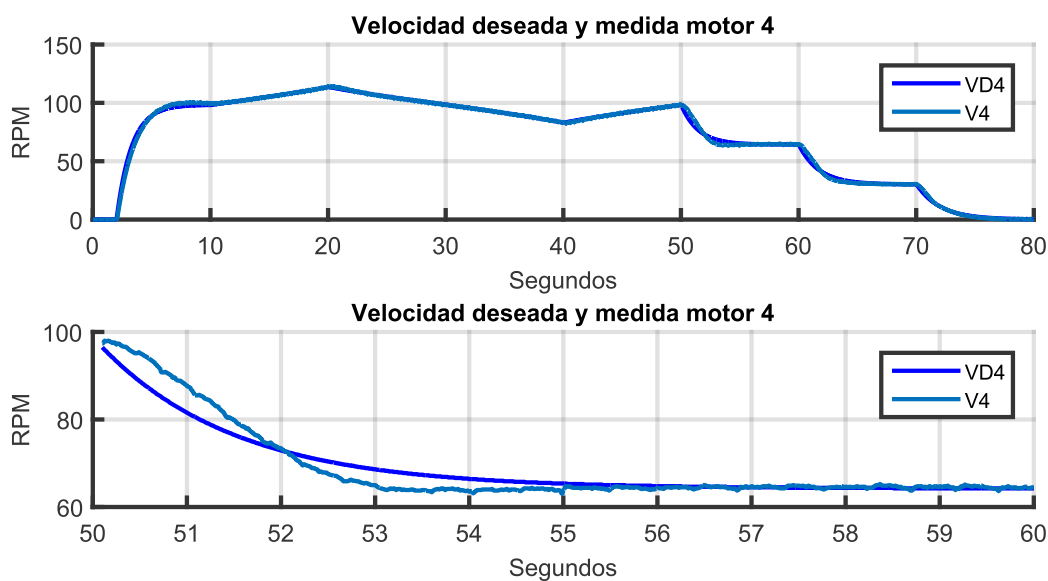


Figura 8.21: Velocidad deseada y medida del motor 4 implementación sin grafos prueba 2.

En la Figura 8.22 se observa a detalle desde el segundo 5 al 50 los cambios de giro a una velocidad constante indicada por el pedal de aceleración, de igual manera cada rueda debe seguir su propia referencia de velocidad debido al modelo de Ackermann. Además, en esta figura se observa una respuesta más rápida del controlado sin grafos comparado con la Figura 8.9 de la prueba 1 con grafos.

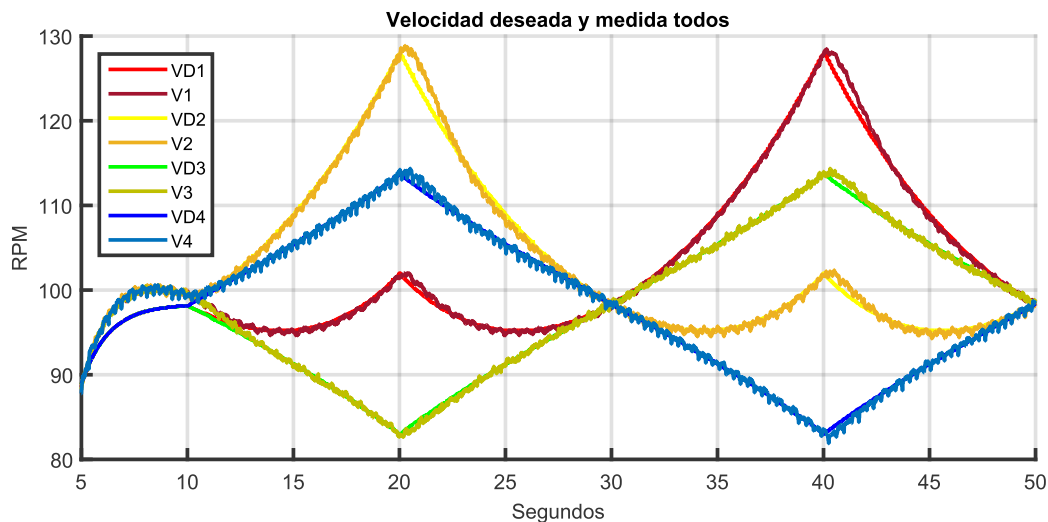


Figura 8.22: Velocidad deseada y medida de los motores implementación sin grafos prueba 2.

Sin embargo, en la prueba 1 Figura 8.10 existe menos sobretiro comparado con la Figura 8.23 de la prueba 2, ambas gráficas se visualizan desde el segundo 0 al 10.

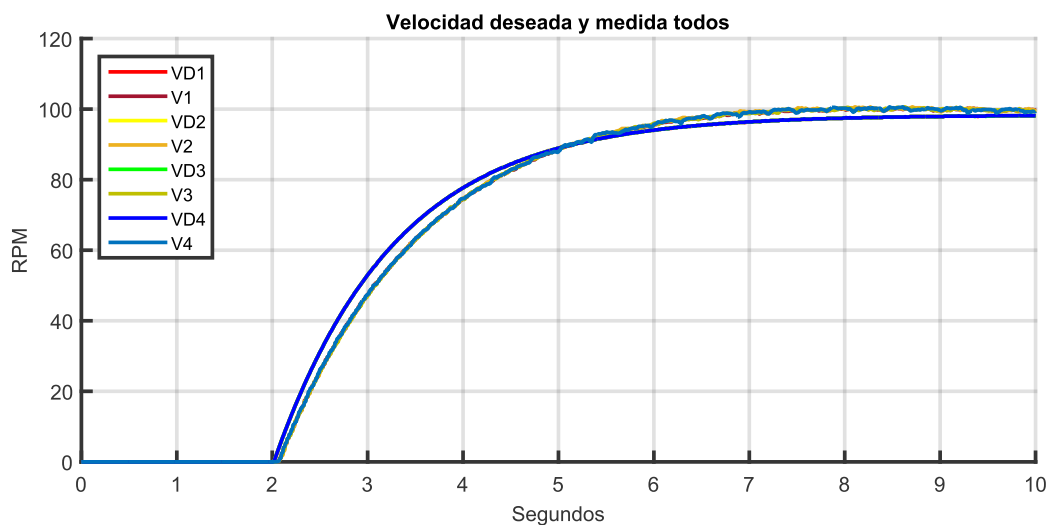


Figura 8.23: Velocidad deseada y medida de los motores implementación sin grafos de 0 a 10 segundos prueba 2.

Las siguientes figuras muestran la respuesta del observador para cada una de las ruedas, prácticamente la velocidad medida es igual a la velocidad observada (salida plana).

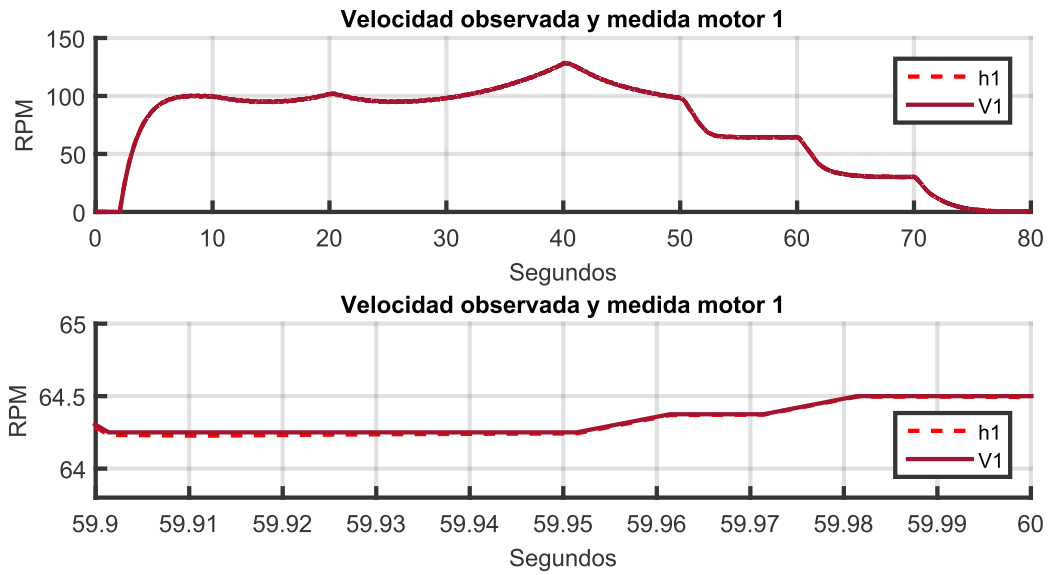


Figura 8.24: Velocidad observada y medida del motor 1 implementación sin grafos prueba 2.

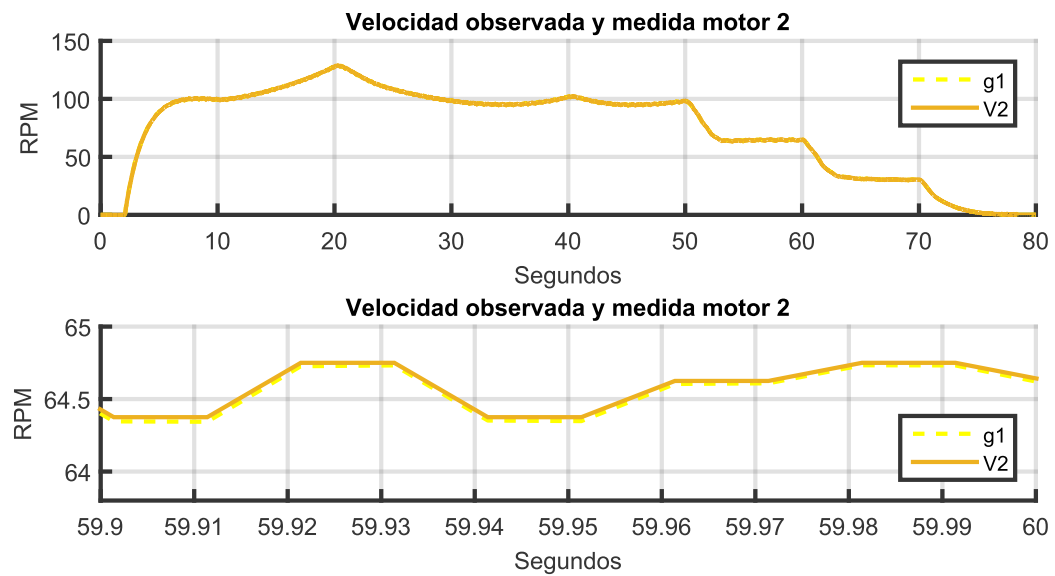


Figura 8.25: Velocidad observada y medida del motor 2 implementación sin grafos prueba 2.

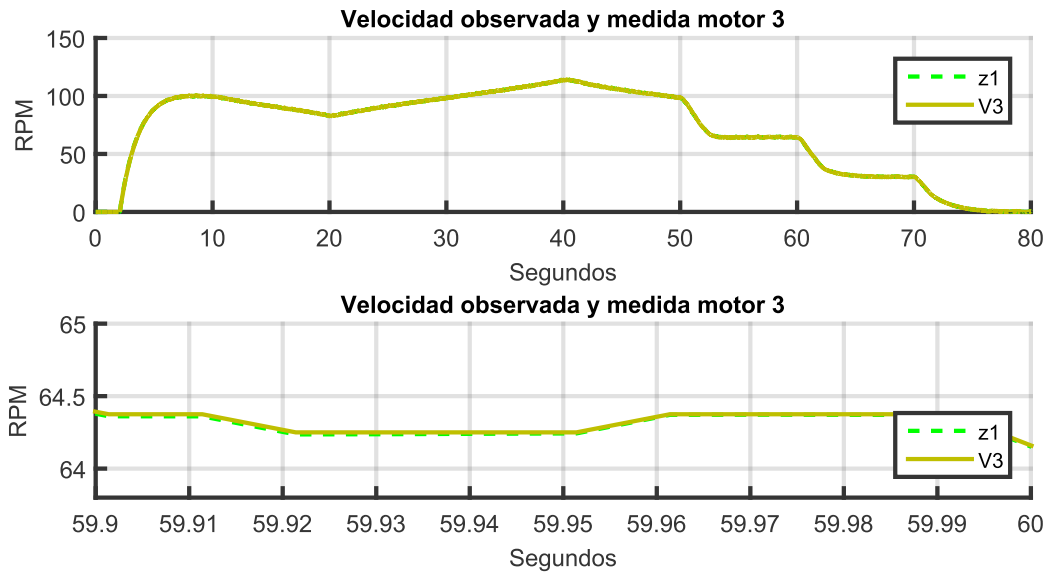


Figura 8.26: Velocidad observada y medida del motor 3 implementación sin grafos prueba 2.

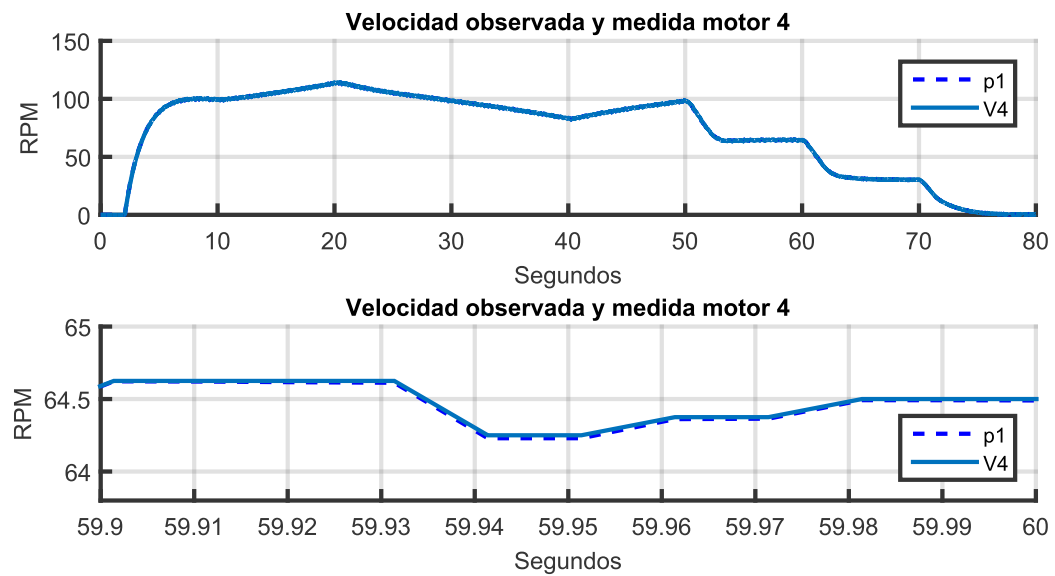


Figura 8.27: Velocidad observada y medida del motor 4 implementación sin grafos prueba 2.

En la Figura 8.28 de la prueba 2 se observan picos más grandes comparado con la Figura 8.15.

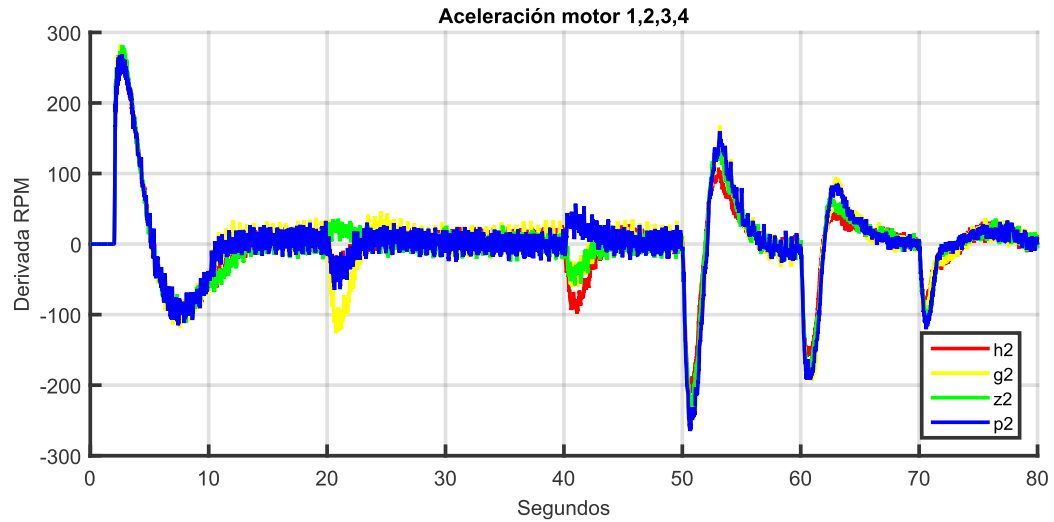


Figura 8.28: Aceleración motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 2.

Las perturbaciones estimadas entre la prueba 1 y 2 son similares.

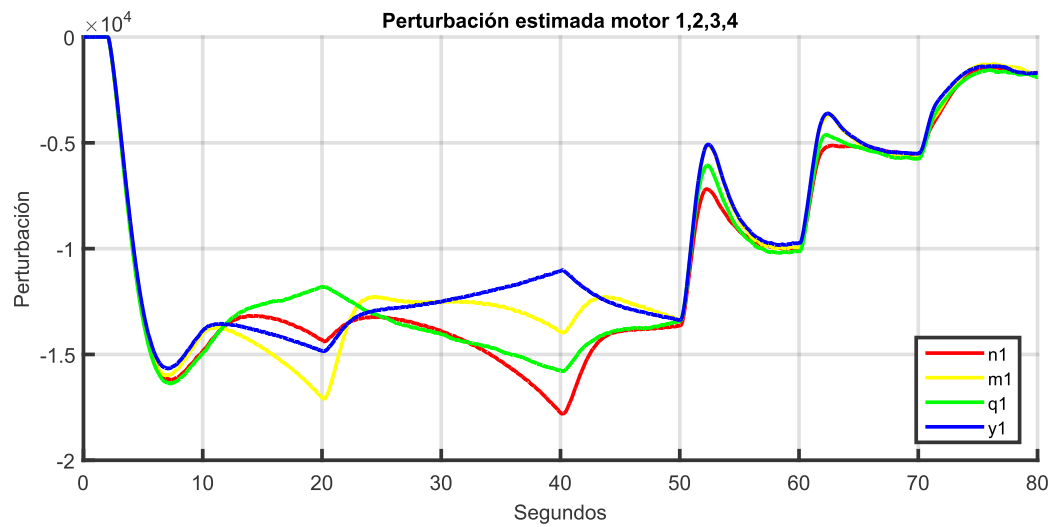


Figura 8.29: Perturbación motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 2.

Respecto a la señal de control entre las pruebas 1 y 2, se observa que en la prueba 2 Figura 8.30 las señales de control son de mayor amplitud comparado con el control con grafos Figura 8.17.

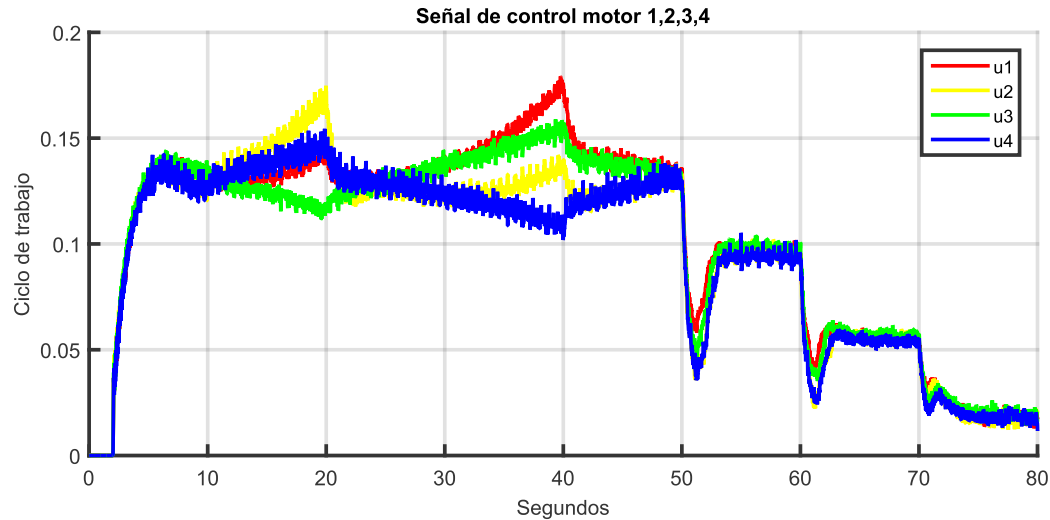


Figura 8.30: Señal de control motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 2.

8.5. Prueba 3, velocidad constante y volante en máxima posición de giro, perturbación a una rueda, control con grafos.

En esta prueba el perfil de velocidad del pedal cambia aproximadamente a 1.5 m/s , de la misma manera el pedal se queda en una posición fija, pero se desfasa 0.6 m/s de su posición, la ganancia del control integral del pedal se mantiene a 0.25, la posición del volante se fija a 0.585 radianes aproximadamente que es un giro a la derecha en un máximo punto. En estas pruebas la rueda 1 es frenada un poco (perturbación exógena) y así observar el comportamiento del controlador cuando se gira a la derecha a una velocidad constante.

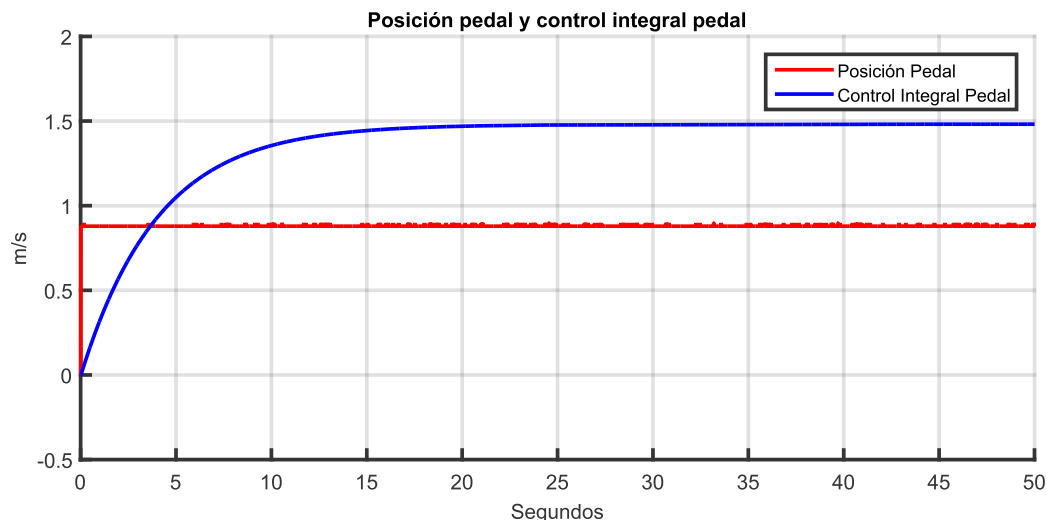


Figura 8.31: Perfil de velocidad en m/s (pedal) implementación prueba 3.

La Figura 8.32 muestra la velocidad que sigue cada rueda y una perturbación a la rueda 1 en el segundo 40.5.

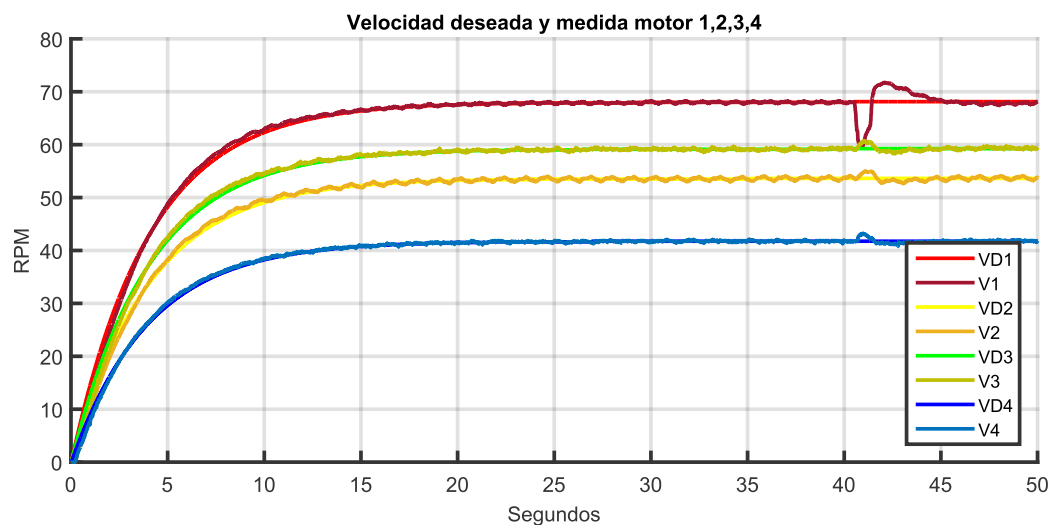


Figura 8.32: Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 3.

En la Figura 8.33 se observa a detalle desde el segundo 40 al 50 la perturbación realizada a la rueda 1 y como colaboran las ruedas 2,3 y 4 a la rueda 1, sin perder su referencia de velocidad. Si una rueda baja su velocidad las demás ruedas aumentan su velocidad un poco para ayudar a rechazar esa perturbación entre todas, si una aumenta su velocidad las demás reducen su velocidad para ayudar a eliminar esa perturbación entre todas (similar al funcionamiento del control de estabilidad de un VCI).

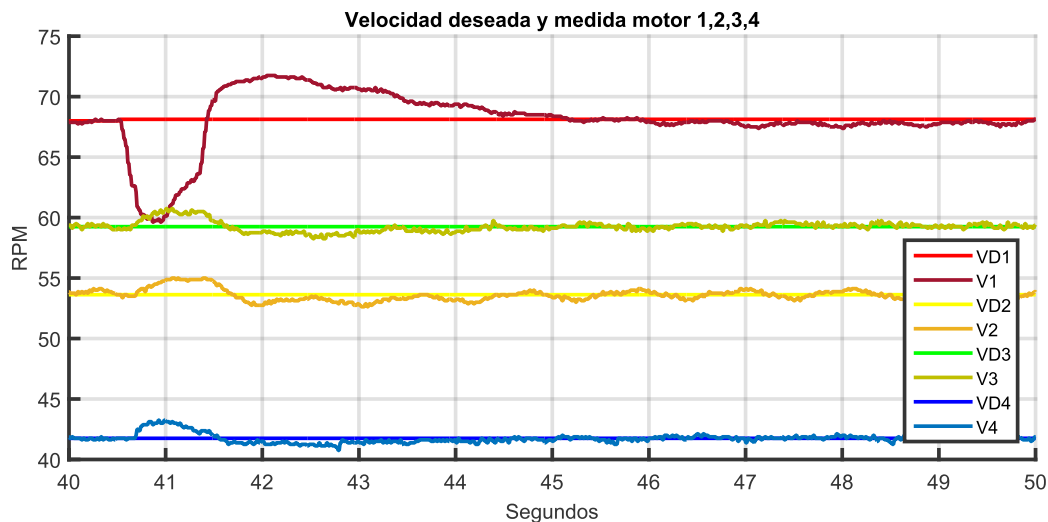


Figura 8.33: Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos de 40 a 50 segundos prueba 3.

En la Figura 8.34 se visualiza la respuesta del observador durante toda la prueba.

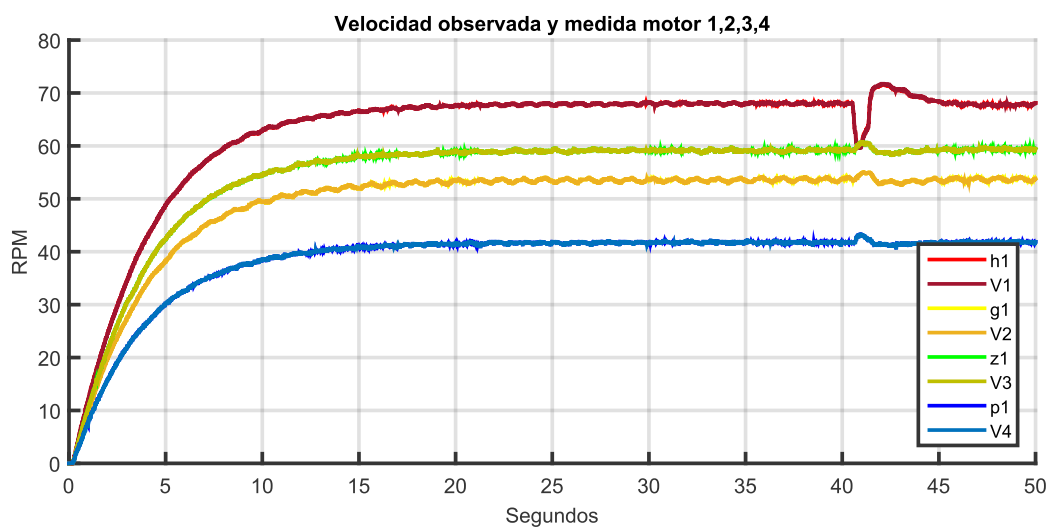


Figura 8.34: Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 3.

Se muestra a detalle la respuesta del observador durante la perturbación de la rueda 1 desde el segundo 40.5 al 43 en la Figura 8.35. Prácticamente no existe algún retardo del observador en ninguna de las ruedas.

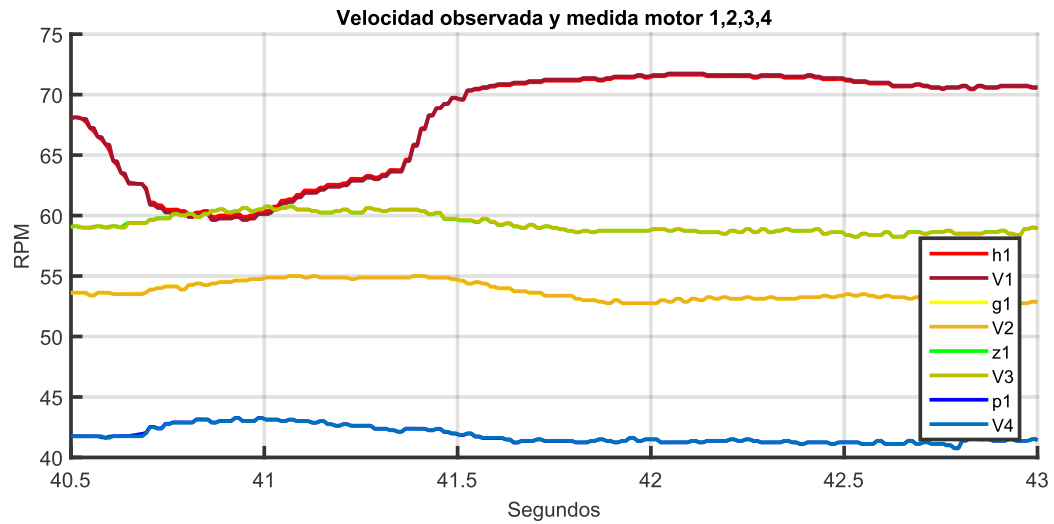


Figura 8.35: Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos de 40.5 a 43 segundos prueba 3.

Las aceleraciones de los cuatro motores oscilan alrededor de cero, sin embargo, cuando se aplica la perturbación a la rueda 1 se observa este cambio de aceleración o derivada de salida plana. Véase Figura 8.36.

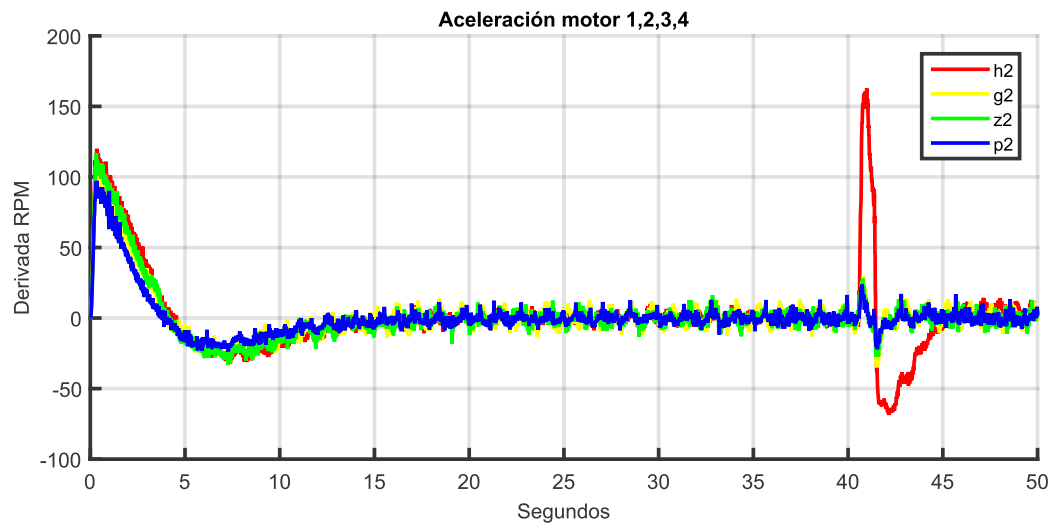


Figura 8.36: Aceleración motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 3.

Las perturbaciones de cada motor se muestran en la Figura 8.37.

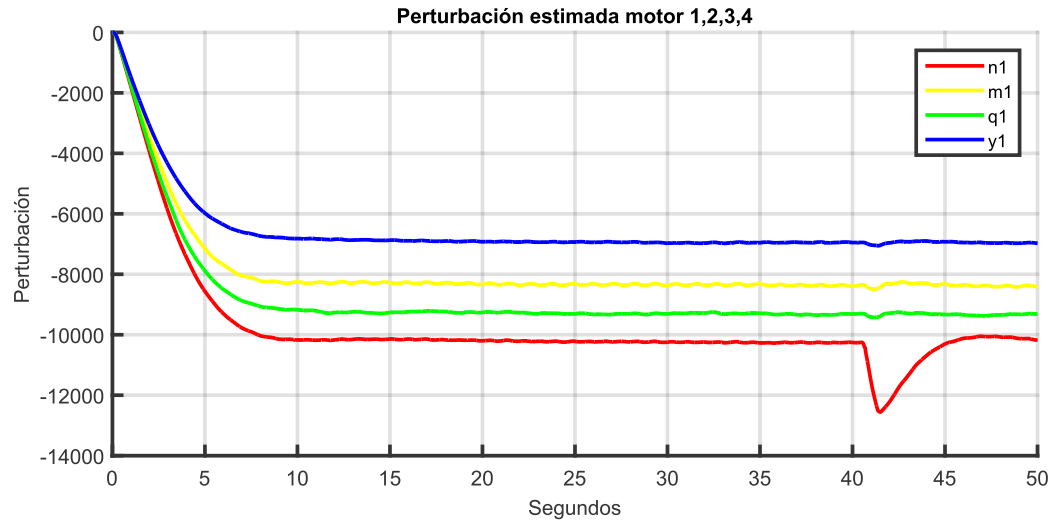


Figura 8.37: Perturbación motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 3.

La Figura 8.38 muestra las señales de control de cada motor.

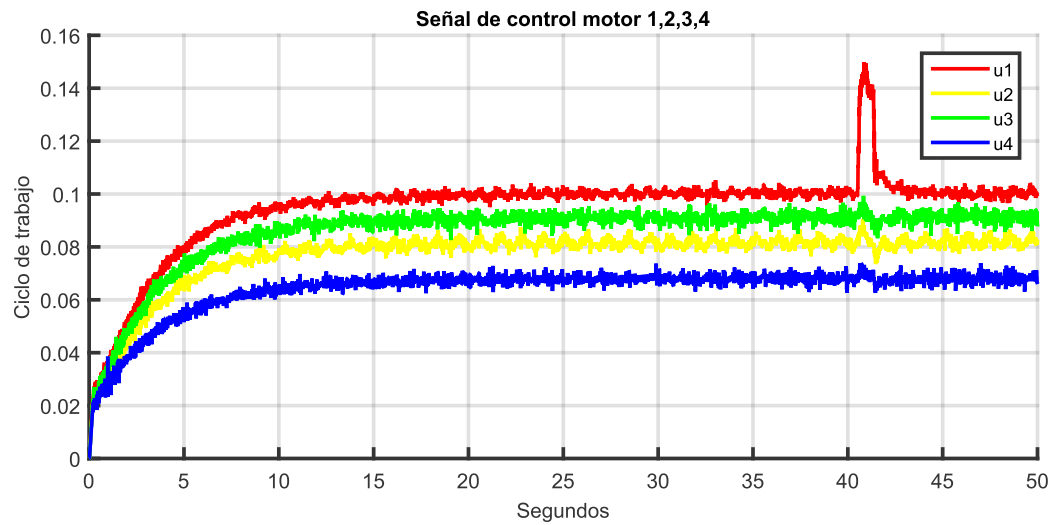


Figura 8.38: Señal de control motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 3.

Las perturbaciones realizadas a la rueda 1 en cada una de las pruebas 3, 4, 5 y 6 no son exactamente iguales, suceden en diferente tiempo y unas pueden ser más bruscas que otras.

8.6. Prueba 4, velocidad constante y volante en línea recta, perturbación a una rueda, control con grafos.

El perfil de velocidad utilizado es el mismo de la prueba 3 (ver Figura 8.31), se utiliza la misma ganancia del control integral del pedal de la prueba 3, y se cambia la posición del volante a línea recta. De forma similar la rueda 1 es frenada un poco (perturbación exógena) para observar el comportamiento del controlador cuando el volante se encuentra en su posición cero a una velocidad constante.

En esta prueba todos los motores siguen la misma referencia de velocidad indica por el modelo de Ackermann que es de 50 *RPM* aproximadamente, utilizando el controlador con grafos. La Figura 8.39 muestra la perturbación a la rueda 1 y el seguimiento de velocidad de todas las ruedas durante toda la prueba.

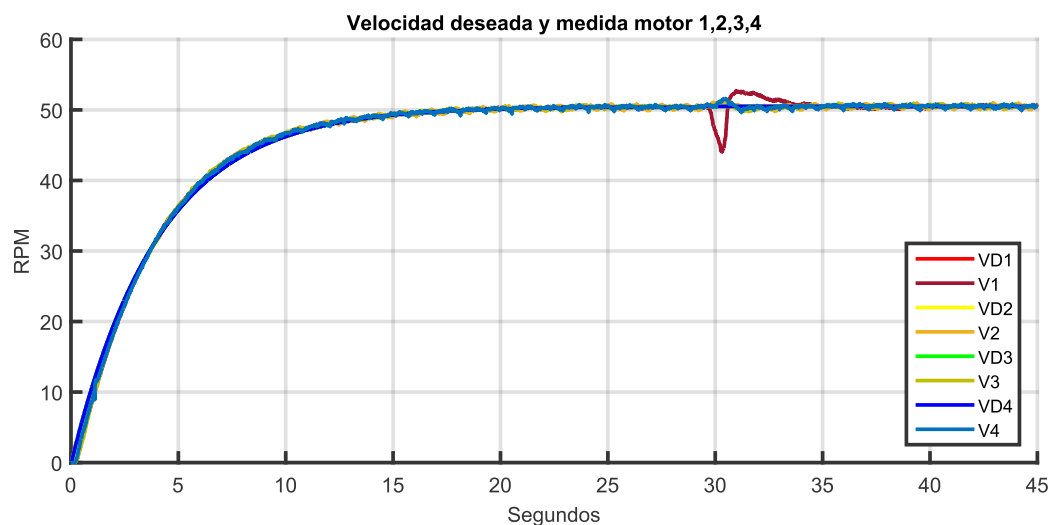


Figura 8.39: Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 4.

A partir del segundo 29.7 se realiza la perturbación de la rueda 1, en ese momento las demás ruedas conocen esa perturbación y ajustan su velocidad en ejecución para rechazarla, sin perder su referencia de velocidad. Véase Figura 8.40.

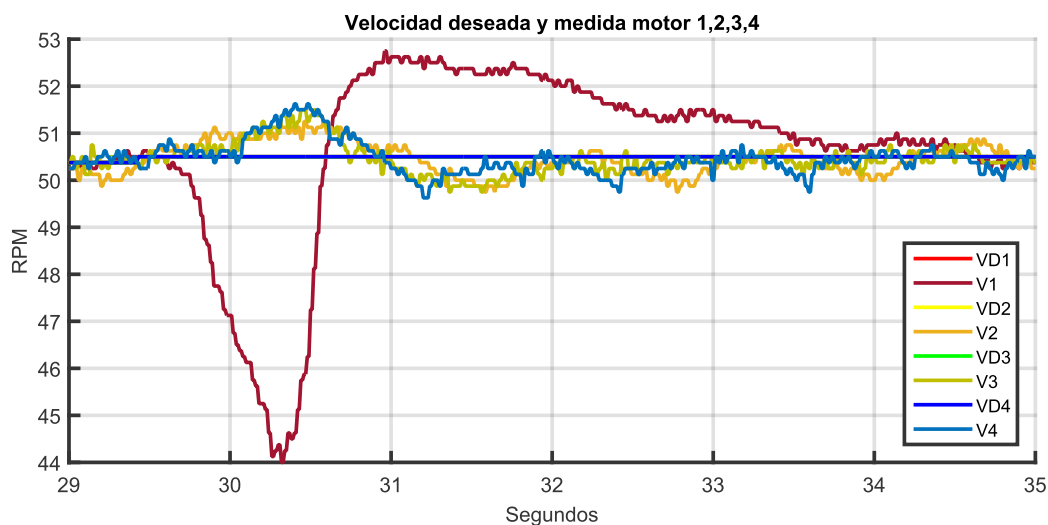


Figura 8.40: Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos de 29 a 39 segundos prueba 4.

En la Figura 8.41 se muestra la velocidad observada de cada rueda durante toda la prueba.

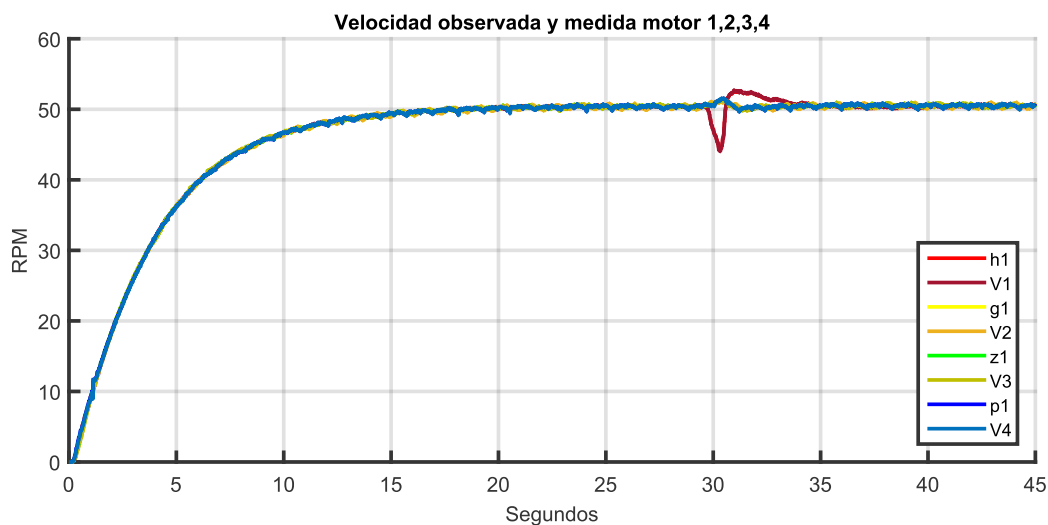


Figura 8.41: Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 4.

En este caso el observador presenta un pequeño retraso se observa en la Figura 8.42 entre el segundo 30 y 30.5.

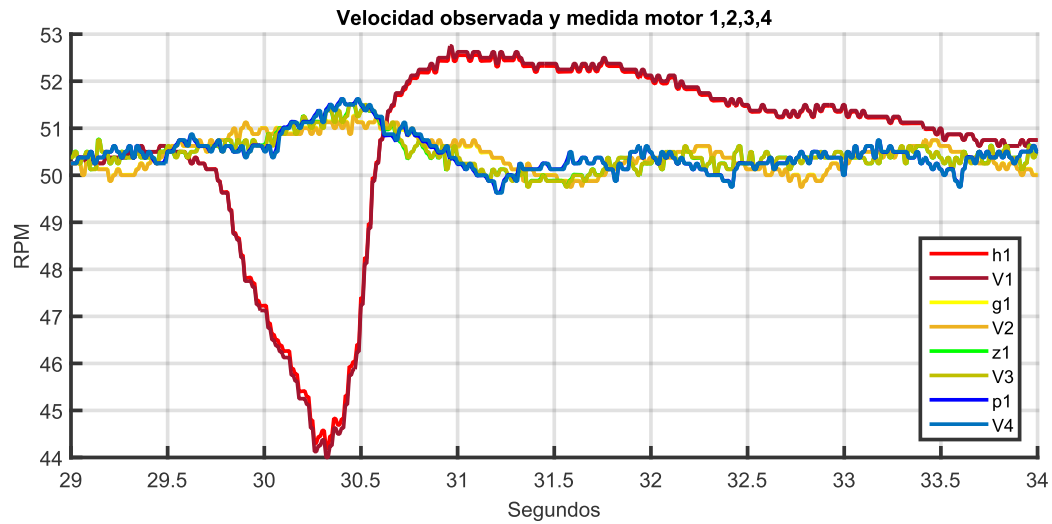


Figura 8.42: Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación con grafos de 29 a 34 segundos prueba 4.

La derivada de la salida plana de cada motor se muestra en la Figura 8.43 donde existe un pico al momento de aplicar la perturbación de la rueda 1.

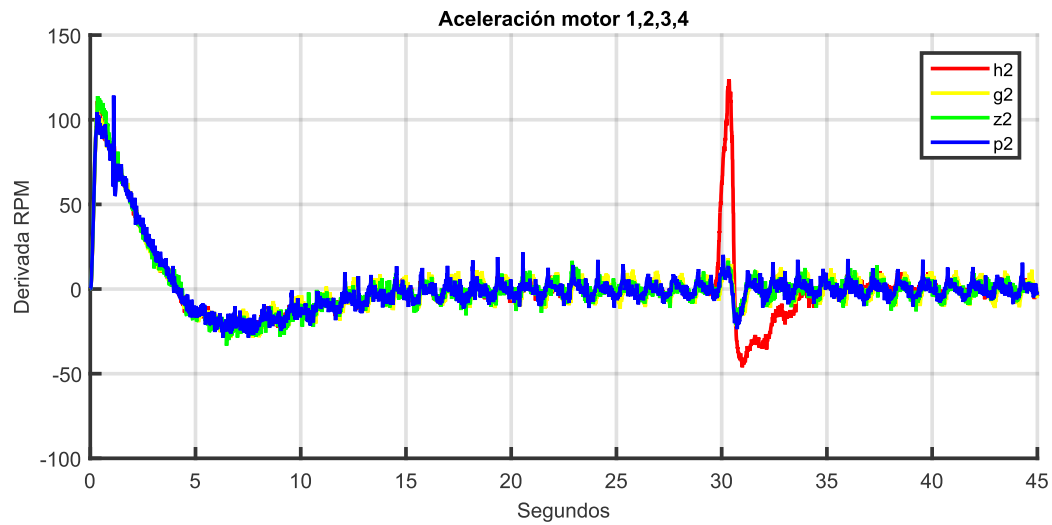


Figura 8.43: Aceleración motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 4.

La perturbación estimada de cada rueda se muestra en la Figura 8.44.

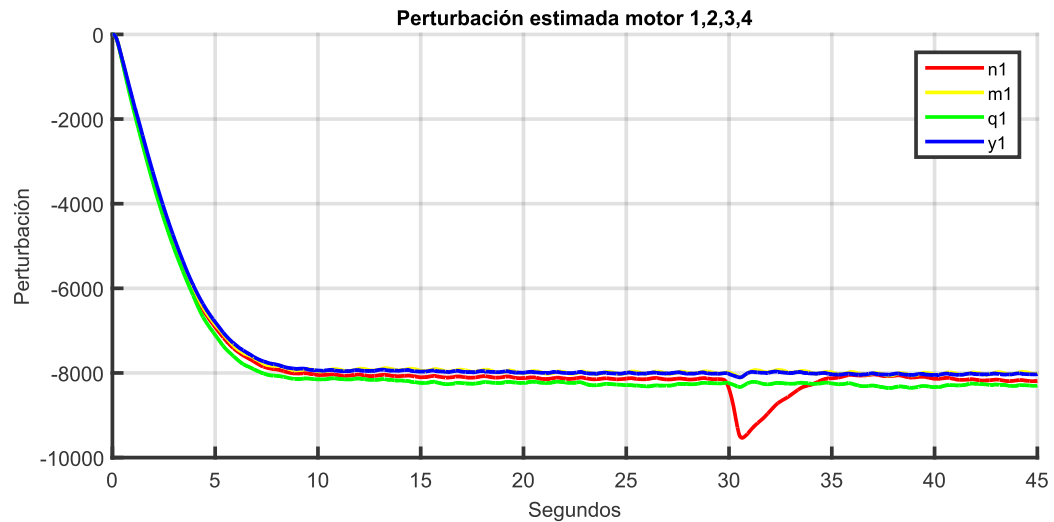


Figura 8.44: Perturbación motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 4.

La señal de control de cada rueda se muestra en la Figura 8.45.

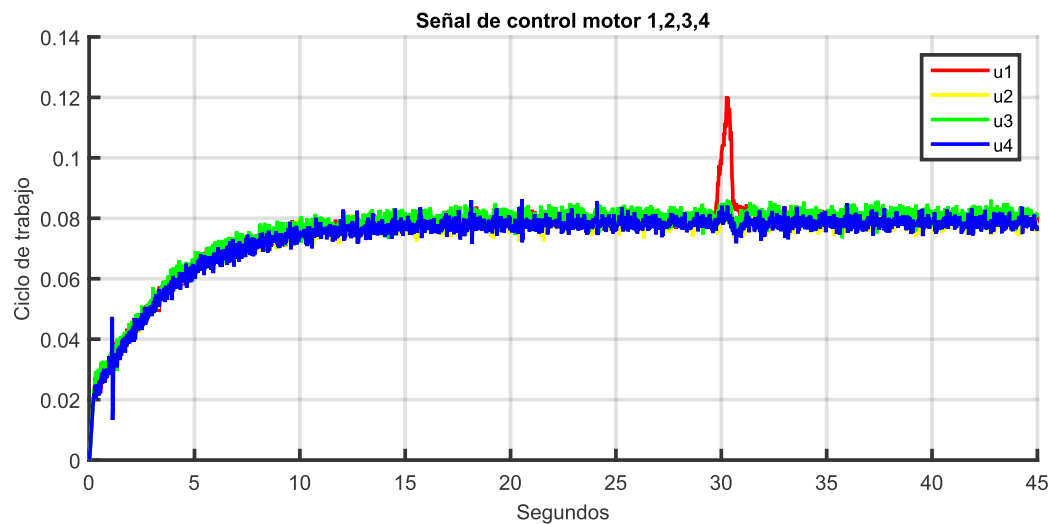


Figura 8.45: Señal de control motor 1,2,3,4 implementación con grafos prueba 4.

8.7. Prueba 5, velocidad constante y volante en máxima posición de giro, perturbación a una rueda, control sin grafos.

La prueba 5 utiliza el mismo perfil de velocidad del pedal, la misma ganancia integral del pedal y el mismo ángulo de giro de la prueba 3, difiere en que en esta prueba se efectúa

sin grafos. De forma similar la rueda 1 es frenada un poco (perturbación exógena), para observar el comportamiento del controlador cuando el volante se gira a la derecha a una velocidad constante.

En la Figura 8.46 se muestran las velocidades de cada una de las ruedas y su referencia de velocidad deseada.

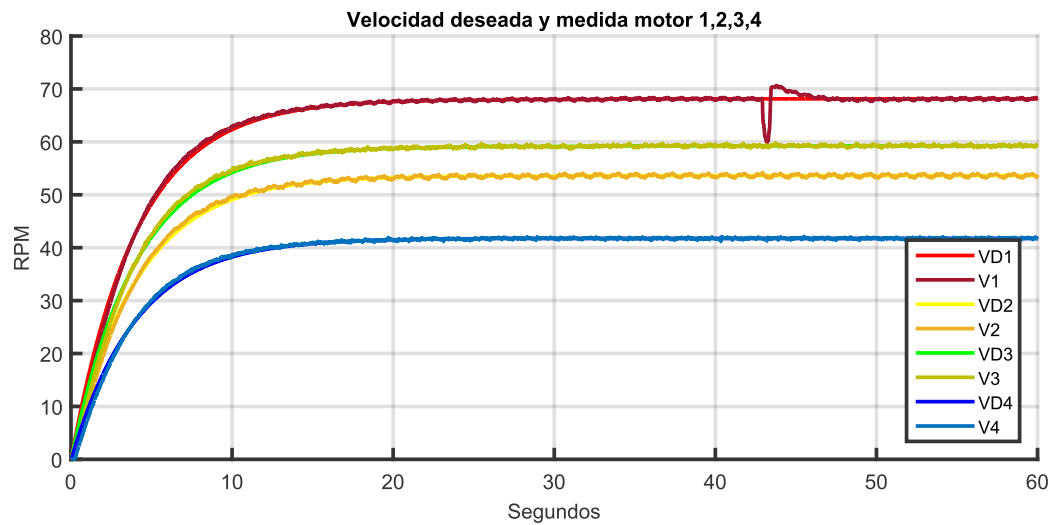


Figura 8.46: Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 5.

Es en la Figura 8.47 la que muestra a detalle la perturbación de la rueda 1 desde el segundo 42.9, y se observa que la rueda 1 se encarga por si misma de eliminar esa perturbación, las demás ruedas trabajan por si mismas sin conocer que la rueda 1 se ha perturbado. A diferencia con la prueba 3 donde todas las ruedas trabajan en conjunto como se observa en la Figura 8.33.

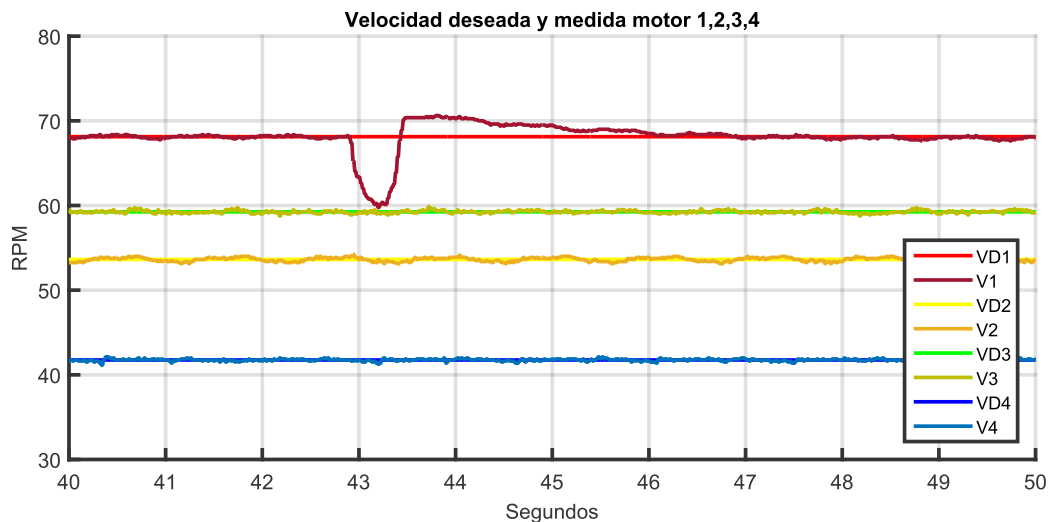


Figura 8.47: Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos de 40 a 50 segundos prueba 5.

La Figura 8.48 muestra las velocidades observadas y medidas de cada motor durante toda la prueba.

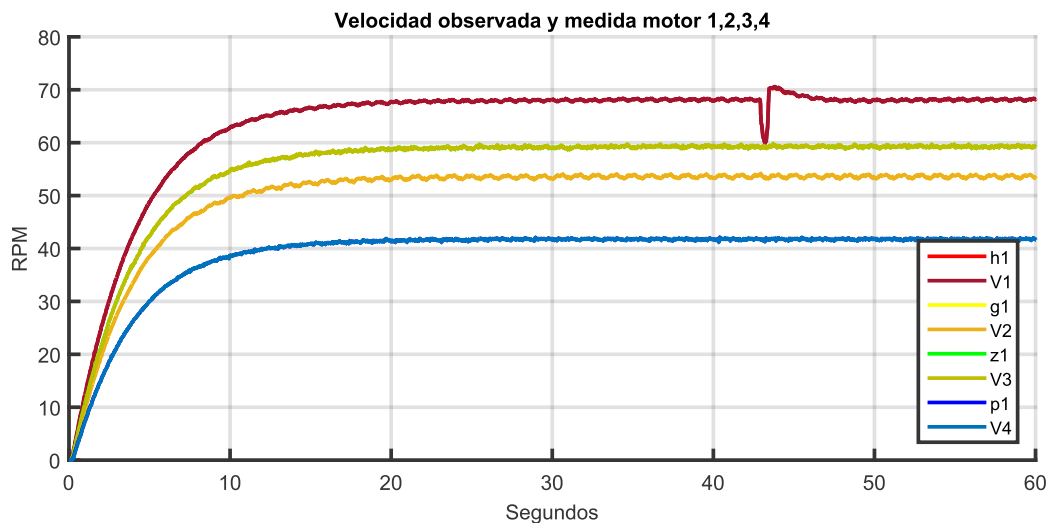


Figura 8.48: Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 5.

Existe un pequeño retraso del observador cuando la rueda 1 es perturbada, como se muestra en la Figura 8.49.

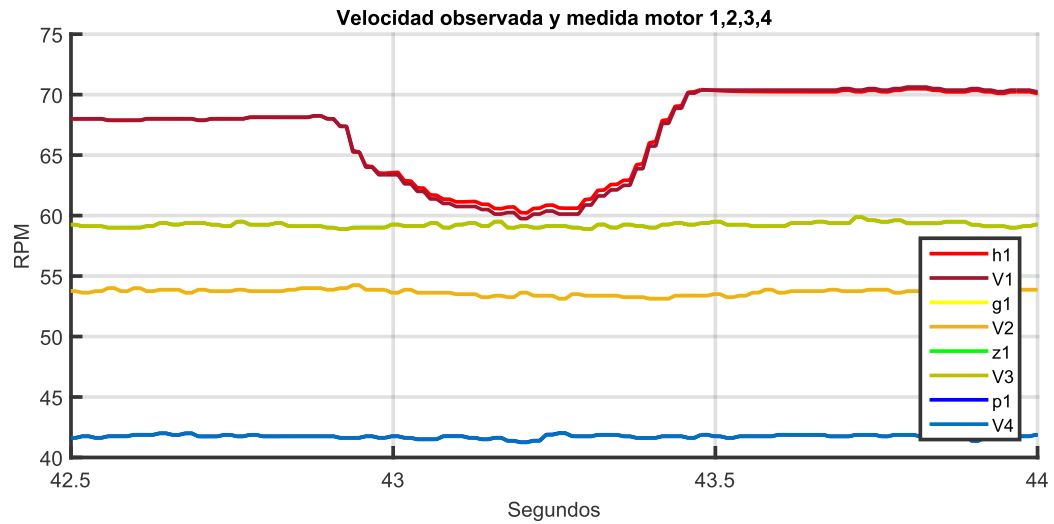


Figura 8.49: Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos de 42.5 a 44 segundos prueba 5.

La derivada de la salida plana tiene una respuesta más grande en la Figura 8.50 comparada con la Figura 8.36 de la prueba 3.

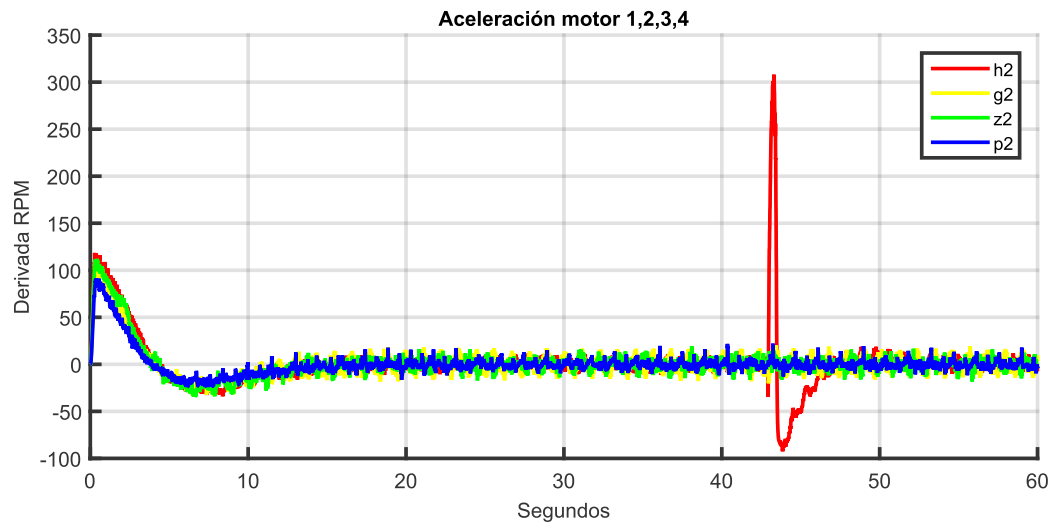


Figura 8.50: Aceleración motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 5.

La perturbación estimada de todas las ruedas se muestra en la Figura 8.51.

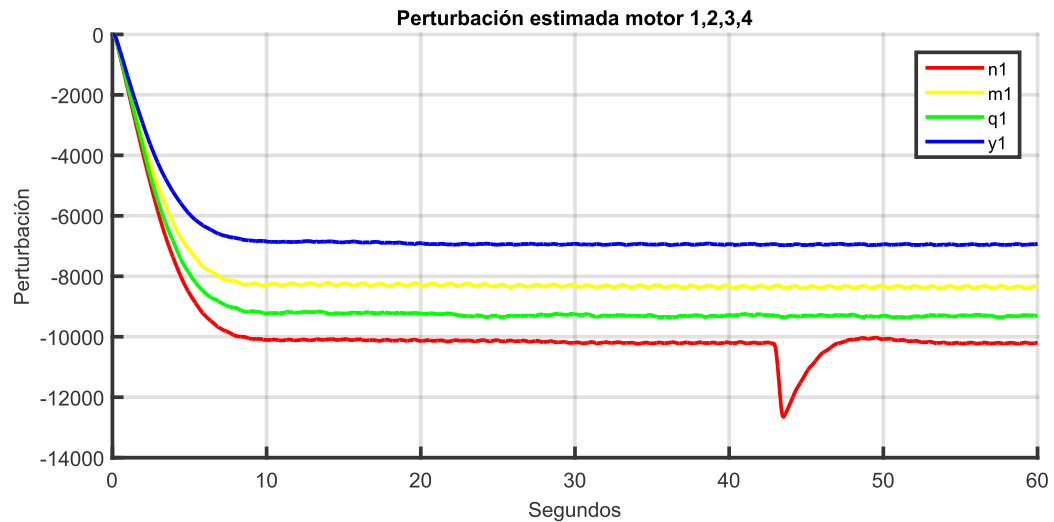


Figura 8.51: Perturbación motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 5.

De la misma forma la señal de control de la rueda 1 (Figura 8.52) es más grande comparada con la Figura 8.38 de la prueba 3.

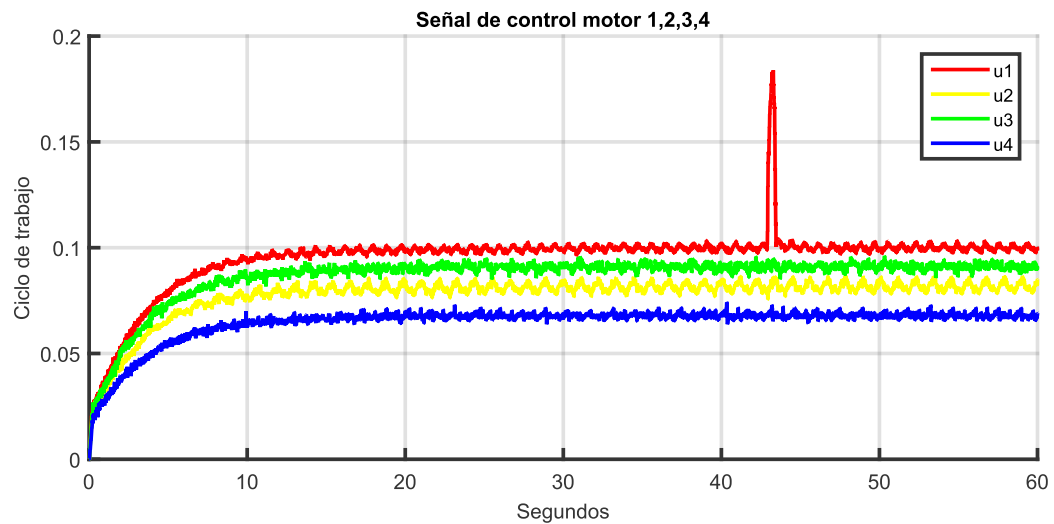


Figura 8.52: Señal de control motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 5.

8.8. Prueba 6, velocidad constante y volante en línea recta, perturbación a una rueda, control sin grafos.

La prueba 6 utiliza el mismo perfil de velocidad del pedal y la misma ganancia integral del pedal que la prueba 3, esta prueba se ejecuta sin grafos. La rueda 1 es frenada un

poco (perturbación exógena) de forma similar a las pruebas anteriores, para observar el comportamiento del controlador cuando el volante se fija en línea recta a una velocidad constante.

En la Figura 8.53 se muestran las velocidades deseada y medias de cada uno de los motores durante toda la prueba.

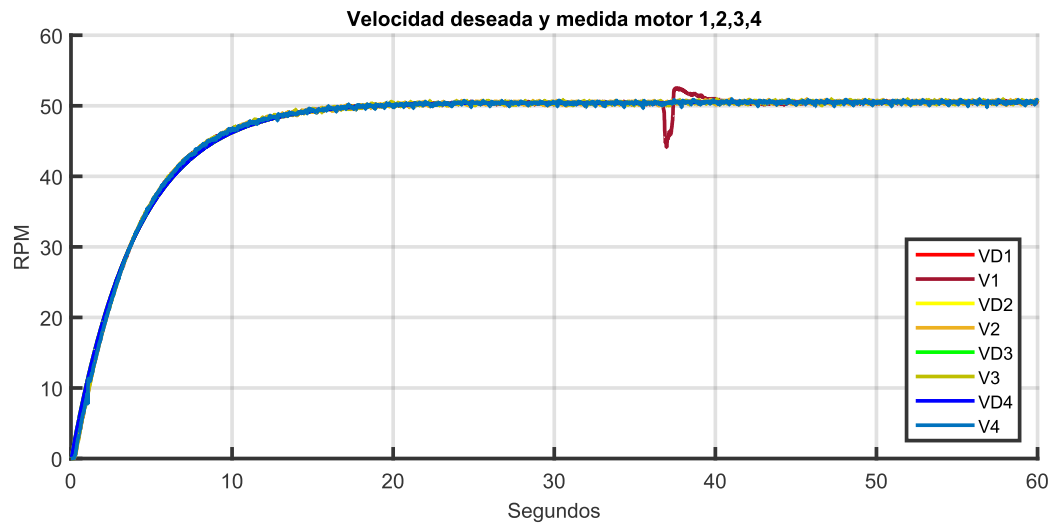


Figura 8.53: Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 6.

Al observar a detalle la Figura 8.54 la rueda 1 trabaja de manera independiente al ser perturbada, las demás ruedas desconocen la perturbación efectuada en la rueda 1. En comparación con la prueba 4 donde todas las ruedas trabajan en conjunto como se muestra en la Figura 8.40.

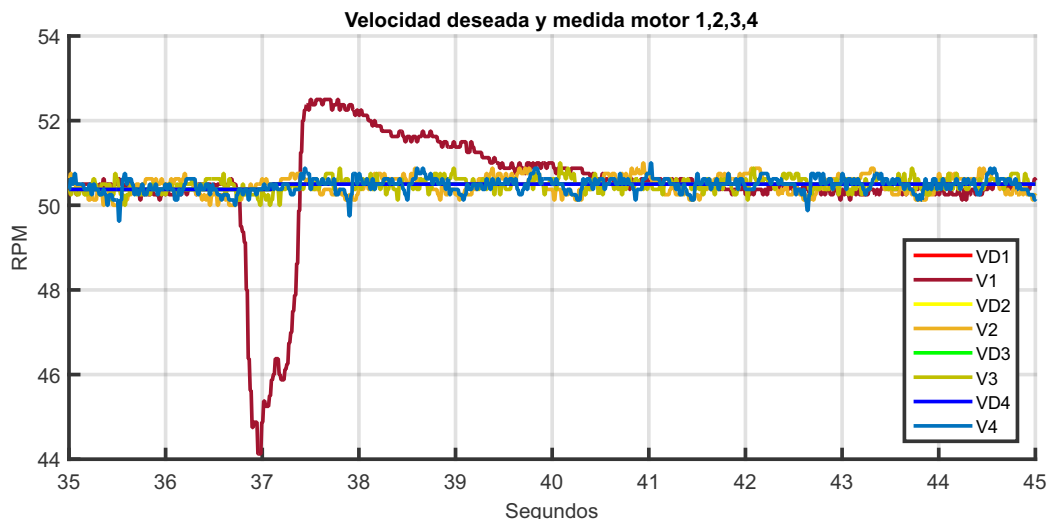


Figura 8.54: Velocidad deseada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos de 35 a 45 segundos prueba 6.

Las velocidades observadas y medidas de cada una de las ruedas se presentan en la Figura 8.55 durante toda la prueba.

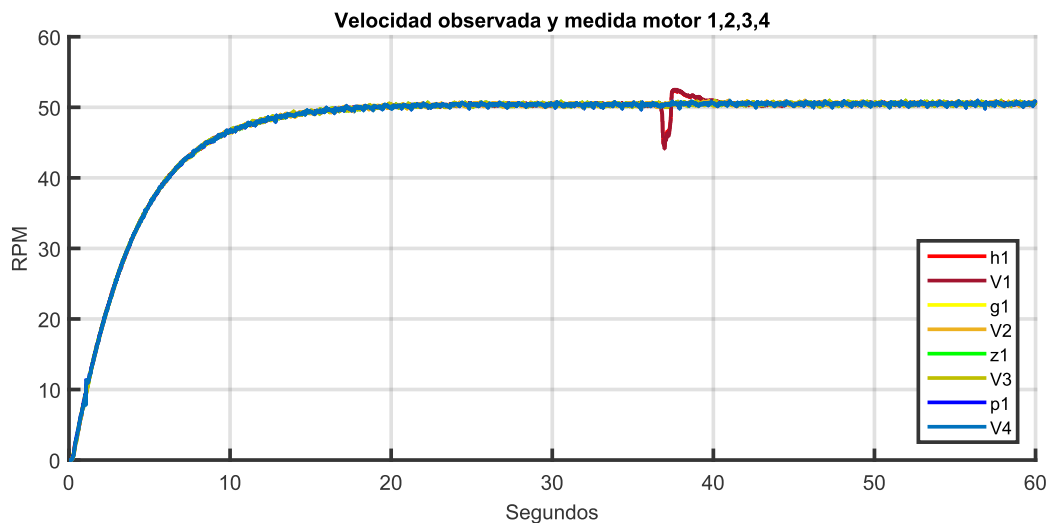


Figura 8.55: Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 6.

En la Figura 8.56 se muestra la respuesta del observador ante el cambio repentino de la perturbación del motor 1.

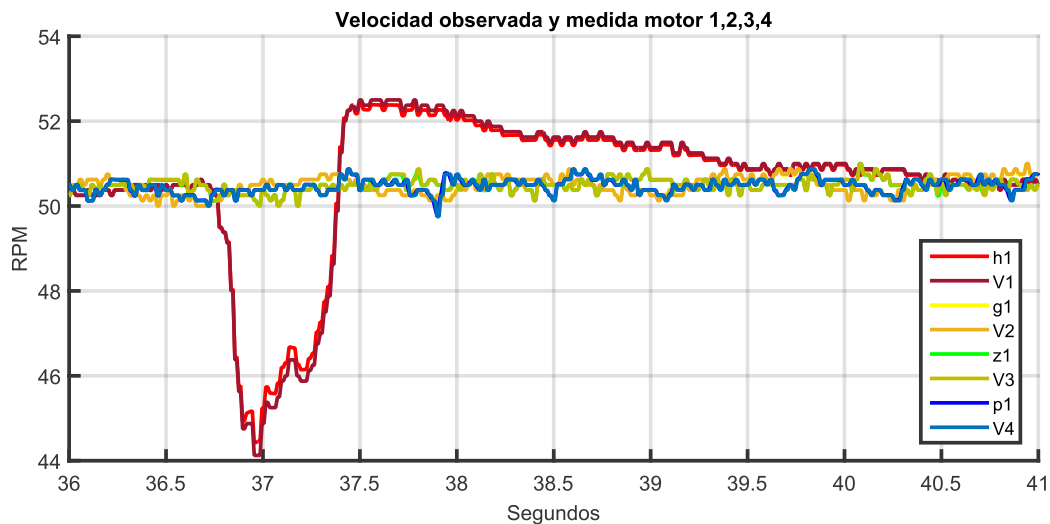


Figura 8.56: Velocidad observada y medida del motor 1,2,3,4 implementación sin grafos de 36 a 41 segundos prueba 6.

La aceleración de cada motor se muestra en la Figura 8.57, es más grande comparado con la perturbación de la prueba 4 como se muestra en la Figura 8.43.

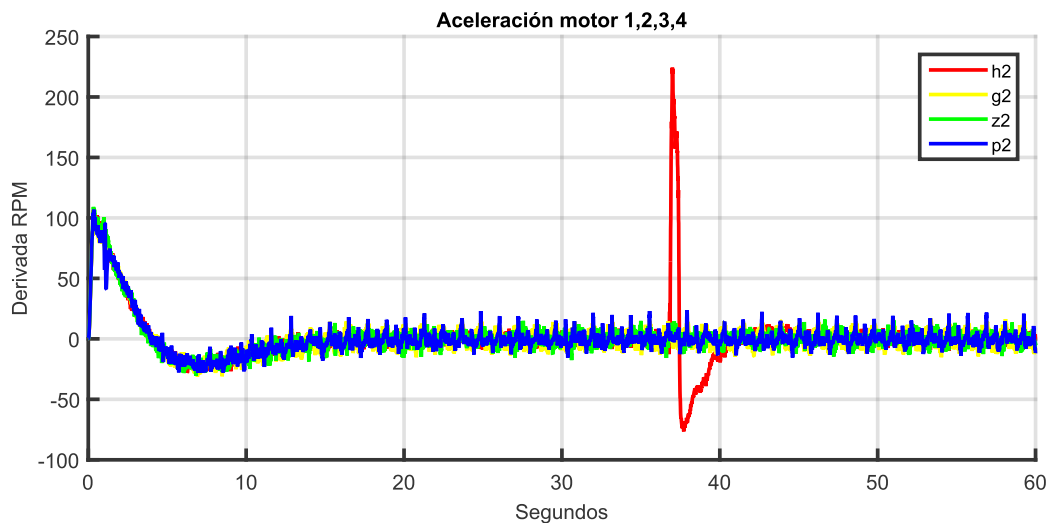


Figura 8.57: Aceleración motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 6.

Las perturbaciones estimadas de cada rueda se muestran en la Figura 8.58.

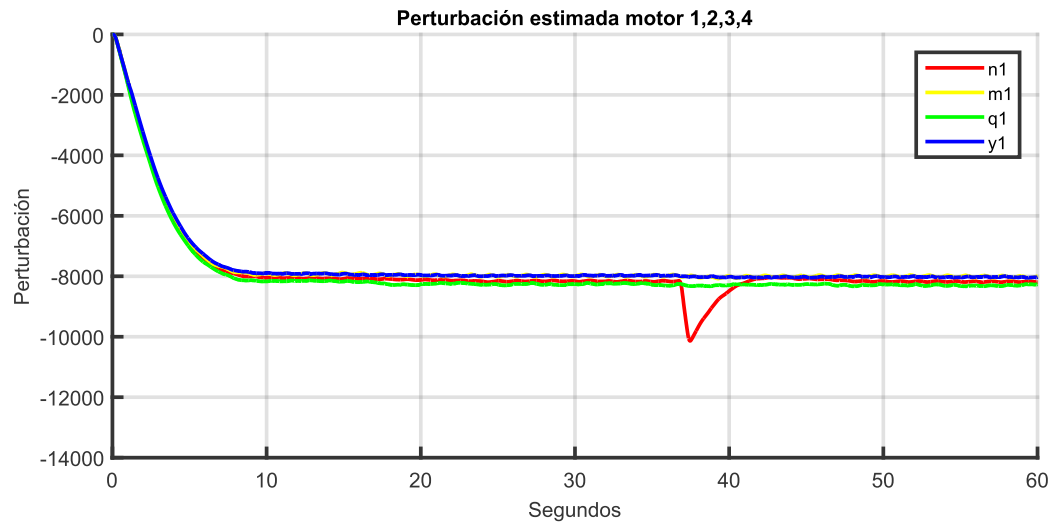


Figura 8.58: Perturbación motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 6.

La señal de control de cada rueda se muestra en la Figura 8.59.

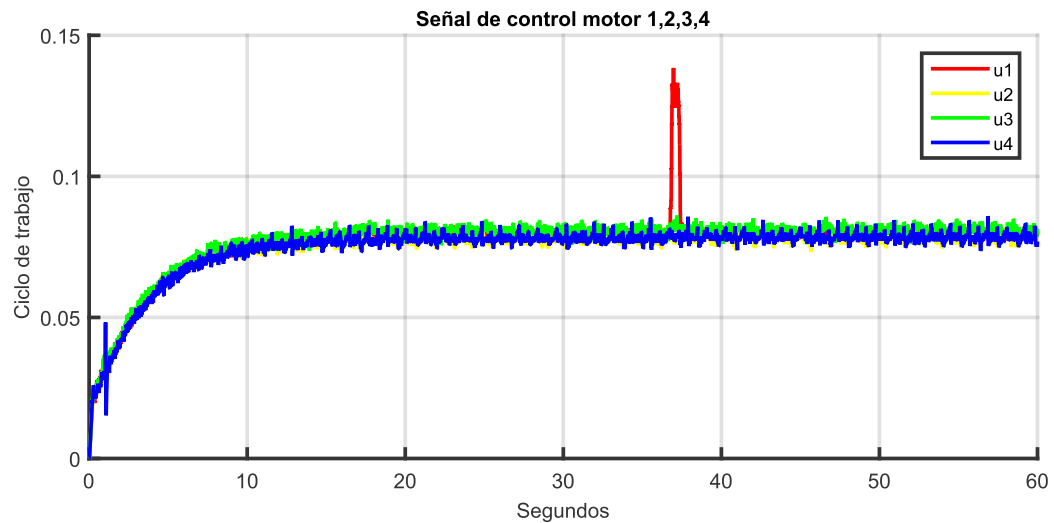


Figura 8.59: Señal de control motor 1,2,3,4 implementación sin grafos prueba 6.

8.8.1. Observaciones de los resultados.

La señal de control propuesta nos permite agregar y quitar los grafos de la señal de control modificando la ganancia k_2 en (6.16) ($k_2 = 0$ sin grafos, $k_2 \geq 0$ con grafos).

Prueba 1. Cambios de velocidad en línea recta y cambio de giro a velocidad constante, sin carga, control con grafos.

Prueba 2. Cambios de velocidad en línea recta y cambio de giro a velocidad constante,

sin carga, control sin grafos.

	Comentarios
Prueba 1	Menor error a cambios lentos, mayor error a cambios rápidos. Mayor amplitud de la señal de control, mayor perturbación estimada. La señal de control de cada agente se calcula considerando a los demás agentes.
Prueba 2	Mayor error a cambios lentos, menor error a cambios rápidos. Menor amplitud de la señal de control, menor perturbación estimada. La señal de control de cada agente se calcula sin considerar a los demás agentes.

Tabla 8.4: Comparativa entre prueba 1 y 2.

Prueba 3. Velocidad constante y volante en máxima posición de giro, perturbación a una rueda, control con grafos.

Prueba 5. Velocidad constante y volante en máxima posición de giro, perturbación a una rueda, control sin grafos.

	Comentarios
Prueba 3	Mayor rizo de la señal de control. Colaboración entre los 4 agentes cuando se perturba una rueda.
Prueba 5	Menor rizo de la señal de control. Cada agente trabaja de forma independiente y rechaza su propia perturbación.

Tabla 8.5: Comparativa entre prueba 3 y 5.

Prueba 4. Velocidad constante y volante en línea recta, perturbación a una rueda, control con grafos.

Prueba 6. Velocidad constante y volante en línea recta, perturbación a una rueda, control sin grafos.

	Comentarios
Prueba 4	Desempeño similar. Colaboración entre los 4 agentes cuando se perturba una rueda.
Prueba 6	Desempeño similar. Cada agente trabaja de forma independiente y rechaza su propia perturbación.

Tabla 8.6: Comparativa entre prueba 4 y 6.

De acuerdo con los resultados obtenidos en laboratorio se considera al control propuesto con grafos superior a un control sin grafos, debido a la colaboración entre los agentes al perturbarse al sistema.

8.9. Conclusiones

La hipótesis propuesta establece el uso del modelo de Ackermann para la implementación de un SDE, un esquema de control basado en la planitud diferencial, un observador de estado extendido, llamado control por rechazo activo de perturbaciones, para un VE de cuatro MR para transportar a 2 personas, con base a los resultados experimentales realizados al prototipo, esta hipótesis pudo comprobarse correctamente.

Respecto al vehículo, la implementación de los sistemas eléctricos, electrónicos y mecánicos se integran al vehículo como un prototipo funcional.

El esquema de control propuesto combinado con la teoría de grafos hace lento al sistema por utilizar el algoritmo de consenso comparado al esquema que no lo utiliza, sin embargo, utilizar el esquema de control propuesto con grafos vuelve al sistema inteligente ante perturbaciones, es decir cada rueda mantiene su referencia de velocidad indicada por el modelo de Ackermann, si una rueda es perturbada las demás ruedas conocen esta perturbación y colaboran entre ellas para ayudar a la rueda perturbada aumentando o disminuyendo su velocidad sin perder su referencia de velocidad, no importa si se realiza en una curva o línea recta el esquema de control funciona en cualquier condición, a diferencia

de esquema sin grafos en el que cada rueda trabaja de forma independiente sin conocer la perturbación de las demás ruedas.

El observador de estado extendido utilizado en el esquema de control, estima correctamente la salida plana y sus derivadas sucesivas.

El SDE funciona a partir de dos entradas el pedal de aceleración y el volante, que mediante el modelo de Ackermann calcula la velocidad que debe seguir cada rueda que cada controlador se encargará de seguir, la velocidad de respuesta del pedal es suavizada con un control integral.

La tarjeta de desarrollo Nexys 2 es una herramienta excelente por su alta densidad de pines digitales además de asegurar la integridad de sus señales y alimentación, por otro lado la tarjeta propuesta de QMTECH no asegura la integridad de las señales y alimentación para el FPGA.

8.10. Trabajos futuros

Los trabajos a futuro se plantean a continuación:

- Realizar una actualización a los inversores de cada motor, es necesario proteger los dispositivos de conmutación para alcanzar velocidades más altas.
- Implementar distintas técnicas de control, como PID y modos deslizantes para realizar una comparativa entre controladores.
- Reducir el uso de recursos dentro del FPGA.
- Mejorar la etapa de adquisición de señales analógicas.

Referencias

- [1] J. Marin y O. Doblado, *Vehículos eléctricos e híbridos*. Llanera Asturias, España: Ediciones Paraninfo, S.A, 2017. [En línea]. Disponible: <https://books.google.com.mx/books?id=3LwrDwAAQBAJ>
- [2] A. Otero. (2019) Ya es obligatorio: los coches eléctricos e híbridos de nueva homologación han de hacer ruido desde hoy mismo. Accedido: 23-07-2019. [En línea]. Disponible: <https://www.motorpasion.com/coches-hibridos-alternativos/obligatorio-coches-electricos-e-hibridos-nueva-homologacion-han-hacer-ruido-hoy>
- [3] (2017) Requisitos del sistema de aviso acústico de vehículos. Comisión Europea. Accedido: 23-07-2019. [En línea]. Disponible: <http://ec.europa.eu/transparency/regdoc/rep/3/2017/ES/C-2017-4296-F1-ES-ANNEX-1-PART-1.PDF>
- [4] S. Leitman y B. Brant, *Build Your Own Electric Vehicle*. McGraw-Hill Education, 2008. [En línea]. Disponible: <https://books.google.com.mx/books?id=jf4jrFJtH7cC>
- [5] D. Murias. (2017) ¿por qué los fabricantes apuestan por el coche eléctrico en 2020? ¿estamos preparados? Accedido: 08-03-2019. [En línea]. Disponible: <https://www.motorpasion.com/industria/por-que-los-fabricantes-apuestan-por-el-coche-electrico-en-2020-estamos-preparados>
- [6] (2012) Ley general de cambio climático. Cámara de Diputados del H. Congreso de la Unión. Accedido: 24-03-2019. [En línea]. Disponible: http://www.diputados.gob.mx/LeyesBiblio/pdf/LGCC_061120.pdf
- [7] (2017) Hub motors. Grin Technologies. Accedido: 10-07-2019. [En línea]. Disponible: <https://www.ebikes.ca/learn/hub-motors.html>

- [8] A. Whitehead y C. Hilton, “In-wheel motors roll again,” *IEEE Spectrum*, vol. 55, núm. 7, págs. 24–29, Jul 2018.
- [9] (2013) In-wheel motor. Nissan Motor Corporation. Accedido: 11-07-2019. [En línea]. Disponible: https://www.nissan-global.com/EN/TECHNOLOGY/OVERVIEW/in_wheel_motor.html
- [10] H. Kahveci, H. I. Okumus, y M. Ekici, “An electronic differential system using fuzzy logic speed controlled in-wheel brushless dc motors,” en *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, May 2013, págs. 881–885.
- [11] L. Clavero-Ordóñez, J. Fernández-Ramos, y A. Gago-Calderon, “Electronic differential system for light electric vehicles with two inwheel motors,” *Renewable Energy and Power Quality Journal*, vol. 1, págs. 325–329, Abr 2018.
- [12] N. Hashemnia y B. Asaei, “Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles,” en *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, Sep 2008, págs. 1–5.
- [13] S. Keeping. (2013) Introducción al control del motor cc sin escobillas. Accedido: 29-07-2019. [En línea]. Disponible: <https://www.digikey.com.mx/es/articles/techzone/2013/mar/an-introduction-to-brushless-dc-motor-control>
- [14] M. Yildirim, E. Oksuztepe, B. Tanyeri, y H. Kurum, “Electronic differential system for an electric vehicle with in-wheel motor,” en *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Nov 2015, págs. 1048–1052.
- [15] J. L. F. Daya, P. Sanjeevikumar, F. Blaabjerg, P. W. Wheeler, y J. O. Ojo, “Implementation of wavelet-based robust differential control for electric vehicle application,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, núm. 12, págs. 6510–6513, Dic 2015.
- [16] A. Haddoun, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili, y K. Srairi, “Design and implementation of an electric differential for traction application,” en *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Sep 2010, págs. 1–6.

- [17] B. Tabbache, A. Kheloui, y M. E. H. Benbouzid, “An adaptive electric differential for electric vehicles motion stabilization,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, núm. 1, págs. 104–110, Ene 2011.
- [18] Y. Chen y J. Wang, “Design and evaluation on electric differentials for overactuated electric ground vehicles with four independent in-wheel motors,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, núm. 4, págs. 1534–1542, May 2012.
- [19] M. Juárez. (2015) 4x4, awd, 4wd, fwd y rwd... ¿cuál es la diferencia? Accedido: 06-08-2019. [En línea]. Disponible: <https://www.motorpasion.com.mx/otros/4x4-awd-4wd-fwd-y-rwd-cual-es-la-diferencia>
- [20] R. N. Tuncay, O. Ustun, M. Yilmaz, C. Gokce, y U. Karakaya, “Design and implementation of an electric drive system for in-wheel motor electric vehicle applications,” en *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Sep 2011, págs. 1–6.
- [21] P. C. Martínez Marroquín, “Implementación de un prototipo de un diferencial eléctrico para un vehículo con tracción en dos motores,” Tesis de maestría, Universidad Politécnica de Puebla, Puebla, México, Nov. 2018.
- [22] S. J. Park, H. W. Park, M. H. Lee, y F. Harashima, “A new approach for minimum-torque-ripple maximum-efficiency control of bldc motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, núm. 1, págs. 109–114, Feb 2000.
- [23] A. G. de Castro, W. C. A. Pereira, T. E. P. de Almeida, C. M. R. de Oliveira, J. R. B. de Almeida Monteiro, y A. A. de Oliveira, “Improved finite control-set model-based direct power control of bldc motor with reduced torque ripple,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, págs. 4476–4484, 2018.
- [24] W. Lee, J. H. Kim, S. W. Choi, y B. Sarlioglu, “Torque ripple minimization via pwm control technique with gan-based motor drive for high speed single phase brushless dc motor,” en *Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep 2015.
- [25] F. Aghili, “Fault-tolerant torque control of bldc motors,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, págs. 355 – 363, Mar 2011.

- [26] J. de Santiago, H. Bernhoff, B. Ekergård, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters, y M. Leijon, “Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: A review,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, núm. 2, págs. 475–484, Feb 2012.
- [27] M. Baszynski y S. Pirog, “Unipolar modulation for a bldc motor with simultaneously switching of two transistors with closed loop control for four-quadrant operation,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, págs. 146–155, 2018.
- [28] C. S. Joice, S. R. Paranjothi, y V. J. S. Kumar, “Digital control strategy for four quadrant operation of three phase bldc motor with load variations,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, núm. 2, págs. 974–982, May 2013.
- [29] N. Chitsanga, A. Giaralis, y S. Kaitwanidvilai, “Robust cascade h infinity control of bldc motor systems using fixed-structure two degrees of freedom controllers designed via genetic algorithm,” en *The 2018 IAENG International Conference on Control and Automation*, Mar 2018.
- [30] J. Cortes-Romero, A. Luviano-Juárez, R. Alvarez-Salas, y H. Sira-Ramirez, “Fast identification and control of an uncertain brushless dc motor using algebraic methods,” en *International Power Electronics Congress*, Ago 2010.
- [31] S. Fang, C. Hu, X. Hu, y H. Li, “Adaptive robust control of brushless dc (bldc) motor based on sliding mode control (smc) with unidirectional auxiliary surfaces,” en *2015 Chinese Automation Congress (CAC)*, Nov 2015, págs. 1565–1570.
- [32] V. Utkin, J. Guldner, y J. Shi, *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*. Crc Pr I Llc, Ene 2009.
- [33] S. B. Murali y P. M. Rao, “Adaptive sliding mode control of bldc motor using cuckoo search algorithm,” en *2018 2nd International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC)*, Ene 2018, págs. 989–993.
- [34] P. Prieto, N. Cazarez-Castro, L. Aguilar, y D. T. Espinoza, “Estudio de métodos de reducción de chattering en modos deslizantes,” en *Congreso Nacional de Control Automático*, Oct 2015.

- [35] A. De La Guerra, L. Alvarez-Icaza, y L. Torres, “Speed sensorless robust control for a brushless dc motor,” en *IFAC MICNON 2018*, Jun 2018.
- [36] H. Sira-Ramírez, A. Luviano-Juárez, M. Ramírez-Neria, y E. W. Zurita-Bustamante, “Chapter 2 - generalities of adrc,” en *Active Disturbance Rejection Control of Dynamic Systems*, H. Sira-Ramírez, A. Luviano-Juárez, M. Ramírez-Neria, y E. W. Zurita-Bustamante, Eds. Butterworth-Heinemann, 2017, págs. 13 – 50.
- [37] M. Moazen, M. B. B. Sharifian, y M. Sabahi, “Electric differential for an electric vehicle with 4wd/2ws ability,” en *2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, May 2016, págs. 751–756.
- [38] J. Jeon, S. Na, y H. Heo, “Cascade sliding mode — new robust pid control for bldc motor of in-wheel system,” en *2011 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, May 2011, págs. 1–4.
- [39] A. Jaya, E. Purwanto, M. B. Fauziah, F. D. Murdianto, G. Prabowo, y M. R. Rusli, “Design of pid-fuzzy for speed control of brushless dc motor in dynamic electric vehicle to improve steady-state performance,” en *2017 International Electronics Symposium on Engineering Technology and Applications (IES-ETA)*, Sep 2017, págs. 179–184.
- [40] Inventario nacional de emisiones de gases y compuestos de efecto invernadero. Instituto Nacional de Ecología y Cambio Climático. Accedido: 24-03-2019. [En línea]. Disponible: <https://www.gob.mx/inecc/acciones-y-programas/inventario-nacional-de-emisiones-de-gases-y-compuestos-de-efecto-invernadero>
- [41] Autos eléctricos en México 2019. los 12 modelos en nuestro país. Nexu. Accedido: 10-07-2019. [En línea]. Disponible: <https://www.nexu.mx/blog/autos-electricos-en-mexico/>
- [42] Beneficios para los vehículos eléctricos en México. ChargeNow. Accedido: 24-03-2019. [En línea]. Disponible: <http://www.chargenow.mx/incentivos-para-vehiculos-electricos-en-mexico/>

- [43] Esther. Las ventajas de los coches eléctricos para el medio ambiente. Accedido: 31-07-2019. [En línea]. Disponible: <https://elblogverde.com/coches-electricos-ventajas-medio-ambiente/>
- [44] D. Koladia, “Mathematical model to design rack and pinion ackerman steering geometry,” *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 5, núm. 9, págs. 716–720, Sep 2014.
- [45] S. O. Jiménez, “Rediseño de un sistema de dirección de un vehículo eléctrico utilitario,” Tesis de maestría, Universidad Tecnológica de Pereira, Pereira, Colombia, Abr. 2018.
- [46] E. Casado, *Mecánica del vehículo*, ser. Formación profesional básica. Paraninfo, 2014.
- [47] J. Martín, *Mecánica del automóvil actual*. Universidad de Zaragoza, 1997.
- [48] P. Rodríguez, D. Mántaras, y C. Vera, *Ingeniería del automóvil: sistemas y comportamiento dinámico*. Paraninfo, 2004.
- [49] (2011) Tren motriz. Abecedario del Automóvil. Accedido: 18-01-2020. [En línea]. Disponible: http://www.abecedariodelautomovil.com/?doc=sa_transmision
- [50] P. N. Huu, “Design of an electronic differential for a formula electric racecar,” 2013 *International Electric Machines & Drives Conference*, págs. 62–66, 2013.
- [51] D. Hammill, *The Sportscar & Kitcar Suspension & Brakes High-Performance Manual*, ser. SpeedPro Series. Veloce Publishing, 2008.
- [52] A. Kusko y S. M. Peeran, “Definition of the brushless dc motor,” en *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Oct 1988, págs. 20–22 vol.1.
- [53] J. D. Toral, “Desarrollo del freno regenerativo en un motor sin escobillas para una bicicleta,” Cuenca, Ecuador, Feb. 2019.
- [54] G. O. Curiel, “Diseño y construcción del sistema de tracción eléctrica basado en motores de cd sin escobillas para un vehículo de dos ruedas,” Tesis de maestría, Universidad Tecnológica de la Mixteca, Oaxaca, México, Mar. 2019.

- [55] M. Duro López, “Modelado y simulación del funcionamiento y control de un motor bldc,” Tesis de maestría, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, Colombia, Sep. 2017.
- [56] G. Curiel-Olivares, J. Linares Flores, A. Méndez, y R. Marquez-Contreras, “Identificación paramétrica y control de velocidad angular del motor de cd sin escobillas en rueda de aplicación para tracción eléctrica: Un enfoque basado en la propiedad de planitud diferencial,” en *Congreso Nacional de Control Automático*, 10 2019.
- [57] Roketa gk-17k 110cc dune buggy. Extreme Scooters. Accedido: 15-08-2019. [En línea]. Disponible: <http://www.extremescooters.biz/roqueta-gk-17k-110cc.aspx>
- [58] *Drive Wheel Motor Torque Calculations*, University of Florida.
- [59] R. N. Jazar, *Vehicle Dynamics: Theory and Application*. Springer, Boston, MA, 2008.
- [60] C. O. D. Ramírez, “Control de formación de robots móviles de autobalanceo de dos ruedas,” Tesis doctoral, Universidad Tecnológica de la Mixteca, Nov 2019.
- [61] C. Xia, *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*. Wiley, 2012.
- [62] J. Zhao y Y. Yu. Brushless dc motor fundamentals application note. Monolithic Power Systems. Accedido: 31-01-2019. [En línea]. Disponible: https://www.monolithicpower.com/pub/media/document/Brushless_DC_Motor_Fundamentals.pdf

Anexo A

Motor eléctrico BLDC

Un motor síncrono BLDC controlado por conmutación electrónica, donde el rotor es un imán permanente con sensores de posición del rotor.

Los motores BLDC tienen ventajas como estructura simple, alta eficiencia y gran torque. Por lo tanto, son ampliamente utilizados en la industria aeroespacial, robótica, control de procesos industriales, herramientas de precisión, electrónica automotriz y hogar [61].

A.1. Configuración de switch y PWM

En [62] se describe la configuración del switch y PWM del motor BLDC. Los motores BLDC utilizan interruptores eléctricos para realizar la conmutación de corriente y, por lo tanto, hacen girar continuamente el motor. Estos interruptores eléctricos generalmente están conectados en una estructura de puente en H para una sola fase.

El motor BLDC y una estructura de puente trifásico para un motor BLDC trifásico que se muestra en la Figura A.1.

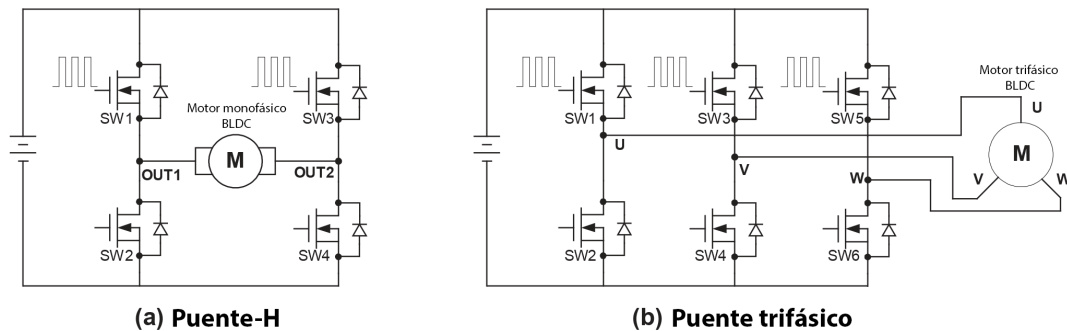


Figura A.1: Circuito eléctrico de inversor para motor BLDC. Fuente: [62]

Por lo general, los interruptores del lado alto se controlan mediante la modulación de ancho de pulso PWM, que convierte un voltaje de CD en un voltaje modulado, lo que limita fácil y eficientemente la corriente de arranque, la velocidad de control y el par. Por lo general, aumentar la frecuencia de conmutación aumenta las pérdidas de PWM, aunque la reducción de la frecuencia de conmutación limita el ancho de banda del sistema y puede elevar los impulsos de corriente de rizado a los puntos en que se vuelven destructivos o apagan el controlador de motor BLDC.

A.2. Motor BLDC monofásico

La descripción del motor BLDC monofásico y trifásico es tomado de [62]. La conmutación del motor BLDC se basa en la retroalimentación en la posición del rotor para decidir cuándo energizar los interruptores correspondientes para generar el par más grande. La forma más fácil de detectar con precisión la posición es usar un sensor de posición. El dispositivo sensor de posición más popular es el sensor de efecto Hall. La mayoría de los motores BLDC tienen sensores de efecto Hall integrados en el estator.

La Figura A.2 muestra la secuencia de conmutación de un circuito controlador de motor BLDC monofásico. Los imanes permanentes forman el rotor y están ubicados dentro del estator. Un sensor de posición Hall (a) está montado en el estator exterior, lo que induce un voltaje de salida proporcional a la intensidad magnética (suponga que el sensor está en ALTO cuando pasa el polo norte del rotor, y BAJA cuando pasa el polo sur del rotor). SW1 y SW4 se activan cuando la salida del sensor Hall es ALTA, como se muestra en la

Figura A.2 (a) y (b). En esta etapa, la corriente de inducido fluye a través de los devanados del estator desde OUT1 a OUT2 e induce los polos electromagnéticos del estator alterno en consecuencia. La fuerza magnética generada por el campo magnético del rotor y el campo electromagnético del estator hace que el rotor gire. Una vez que la señal del rotor llega a 180°, la tensión de salida de Hall se invierte debido a su proximidad a un polo sur. SW2 y SW3 luego se encienden con la inversión de corriente de OUT2 a OUT1, como se muestra en la Figura A.2 (c) y (d). Los polos magnéticos del estator opuesto inducen al rotor a continuar girando en la misma dirección.

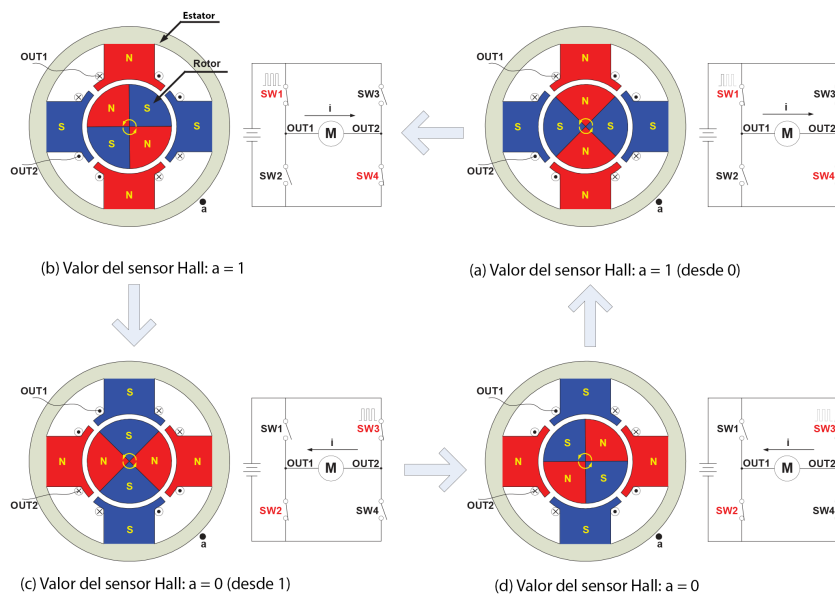


Figura A.2: Secuencia de conmutación del motor BLDC monofásico. Fuente: [62]

La Figura A.3 muestra un ejemplo de las señales del sensor Hall con respecto a las señales de activación del interruptor y la corriente de armadura. La corriente de la armadura exhibe una forma de onda de diente de sierra debido al control de PWM. La tensión aplicada, la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo PWM son tres parámetros clave para determinar la velocidad y el par del motor.

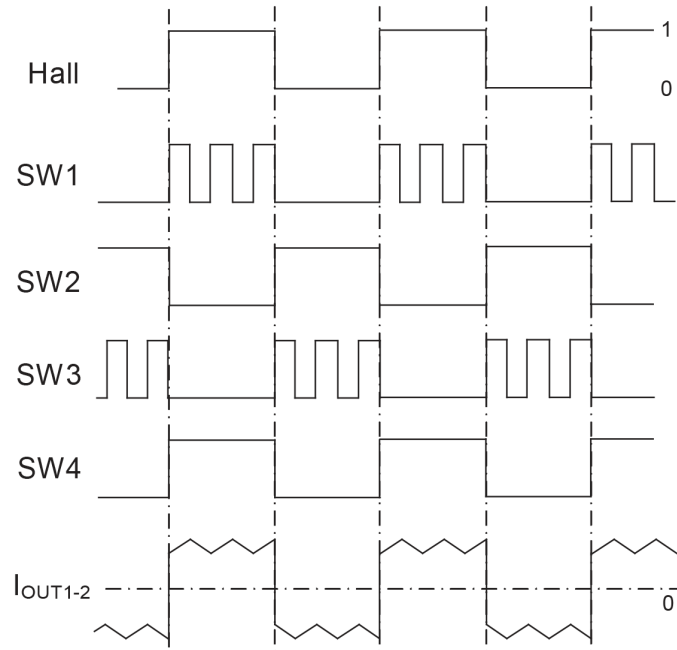


Figura A.3: Sensor de motor BLDC monofásico versus sincronización del variador. Fuente: [62]

A.3. Motor BLDC trifásico

Un motor BLDC trifásico requiere tres sensores Hall para detectar la posición del rotor. Según la posición física de los sensores Hall, hay dos tipos de salida: un cambio de 600 fases y un cambio de fase de 1200. La combinación de estas tres señales del sensor Hall puede determinar la secuencia exacta de conmutación.

La Figura A.4 muestra la secuencia de conmutación de un circuito controlador de motor BLDC trifásico para girar en sentido contrario a las agujas del reloj. Tres sensores de Hall, a, b y c, se montan en el estator a intervalos de 1200, mientras que los devanados de tres fases están en formación de estrella. Por cada 600 rotaciones, uno de los sensores Hall cambia su estado; Se requieren seis pasos para completar un ciclo eléctrico completo. En el modo síncrono, la conmutación de corriente de fase se actualiza cada 600. Para cada paso, hay un terminal del motor alto, otro terminal del motor bajo y el tercero queda flotando. Los controles de unidad individuales para los controladores alto y bajo permiten la unidad alta, la unidad baja y la unidad flotante en cada terminal del motor.

Sin embargo, un ciclo de señal puede no corresponder a una revolución mecánica completa. El número de ciclos de señal para completar una rotación mecánica está determinado por el número de pares de polos del rotor. Cada par de polos del rotor requiere un ciclo de señal en una rotación mecánica. Por lo tanto, el número de ciclos de señal es igual a los pares de polos del rotor.

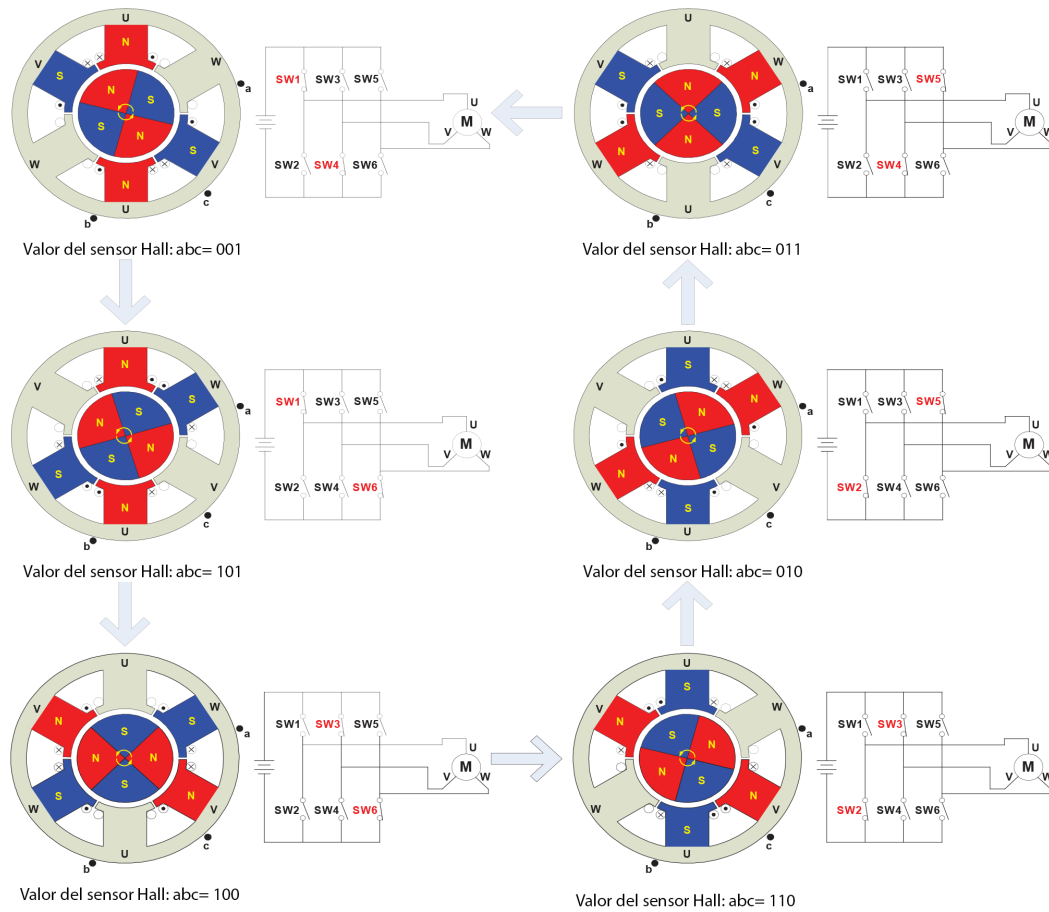


Figura A.4: Secuencia de conmutación del motor BLDC trifásico. Fuente: [62]

La Figura A.5 muestra los diagramas de tiempo en los que los devanados de fase (U, V y W) se activan o flotan según las señales a, b y c del sensor Hall. Este es un ejemplo de la señal del sensor Hall que tiene un cambio de fase de 120° con respecto a cada otro, donde el motor gira en sentido anti horario. Producir una señal de Hall con un cambio de 60° fases o girar el motor en sentido horario requiere una secuencia de tiempo diferente. Para variar la velocidad de rotación, use señales de modulación de ancho de pulso en los interruptores a una frecuencia mucho más alta que la frecuencia de rotación del motor. En

general, la frecuencia PWM debe ser al menos 10 veces mayor que la frecuencia máxima de rotación del motor. Otra ventaja de PWM es que, si la tensión del bus de CD es mucho más alta que la tensión nominal del motor, la limitación del ciclo de trabajo de PWM para cumplir con la tensión nominal del motor controla el motor.

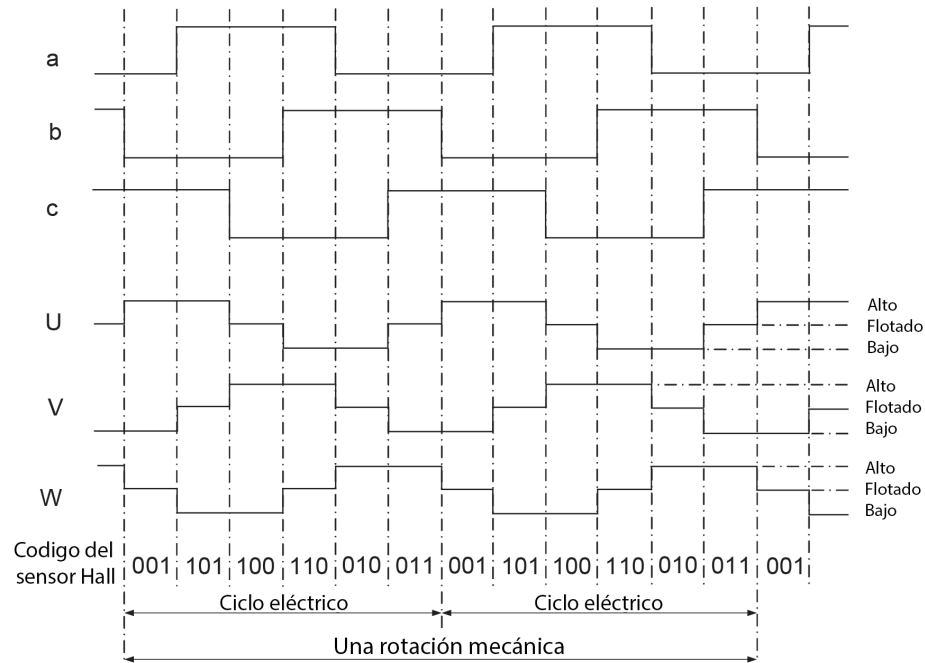


Figura A.5: Sensor de motor BLDC trifásico versus temporización del variador. Fuente: [62]

Anexo B

Identificación paramétrica de QS motor 260

El documento QSMOTOR & Kits Manuals de SiAECOSYS solo muestra como conectar al motor 260, se sabe por este documento el motor 260 cuenta con 24 pares de polos. Para conocer los parámetros del motor se realiza el procedimiento descrito por Gonzalo [56], Se realiza la medición de la resistencia e inductancia de armadura, utilizando un medidor LCR, los valores obtenidos deben dividirse entre dos.

$$R_a = 0,2 [\Omega] \quad (\text{B.1})$$

$$L_a = 160 [\mu H] \quad (\text{B.2})$$

La inductancia mutua se obtiene de la siguiente manera:

$$M = 0,4 * L_a = 128 [\mu H] \quad (\text{B.3})$$

La constante eléctrica, k_e , se obtiene utilizando B.4 donde $\bar{u}=71.8V$ es el voltaje, $r_a=0.4\Omega$ la resistencia entre fases, $\bar{i}=2.17A$ es el valor de la corriente en estado estable y $\bar{\omega}=689rpm$ es la velocidad en estado estable.

$$k_e = \frac{\bar{u} - r_a \bar{i}}{\bar{\omega}} = 0,102 \left[\frac{V}{rpm} \right] \quad (\text{B.4})$$

La constante mecánica, k_t , se calcula de la siguiente manera:

$$k_t \left[\frac{Nm}{A} \right] = k_e \left[\frac{V}{rad/s} \right] = 9,5493k_e \left[\frac{V}{rpm} \right] \quad k_t = 0,97041 \left[\frac{Nm}{A} \right] \quad (B.5)$$

La fricción viscosa, B_u , se obtiene utilizando B.6 donde $k_t=0.97041 \frac{Nm}{A}$ es la constante mecánica, $\bar{i}=2.17A$ es el valor de la corriente en estado estable y $\bar{\omega}=689rpm$ es la velocidad en estado estable.

$$B_u = \frac{k_t \bar{i}}{\bar{\omega}} = 3,02 \left[\frac{kgm^2}{s} \right] \quad (B.6)$$

La constante de tiempo mecánica se mide cuando el motor alcanza el 63.2% de su velocidad nominal, cuando se arranca el motor desde cero a su velocidad máxima. El tiempo en que el motor alcanza su máxima velocidad es de 1.4195 segundos, así cuando su velocidad se encuentra en 63.2% el tiempo mecánico es de: $t_m = 0,8971 [S]$. Ahora que se conoce el tiempo mecánico se puede calcular el valor del momento de inercia:

$$J = \frac{t_m (r_a B_u + k_e k_t) - L_a B_u}{r_a} = 0,224 [kgm^2] \quad (B.7)$$

Esta prueba se realiza en un procesador digital de señales (DSP), con matrícula TMS320F28335 de Texas Instruments utilizando el software PSIM de Powersim Inc.

Anexo C

Trabajos publicados

- O. Castro-Heredia, J. Linares-Flores, C. García-Rodríguez, J. Salazar-Oropeza, O. -D. Ramírez-Cárdenas and R. Heredia-Barba, "Electronic Differential Based On Active Disturbance Rejection Control For a Four In-Wheel Drive Electric-Vehicle (Go-Kart)", 2021 IEEE International Power and Renewable Energy Conference, (2021, Diciembre).
- R. Heredia-Barba, J. A. Juárez-Abad, J. Linares-Flores, O. Castro-Heredia. "Passivity Based Controller for a High Energy Quality Active Rectifier-DC Motor System: An FPGA Implementation". En 2021 Industrial Electronics Society. (En revisión).
- J. Linares-Flores, J. A. Juárez-Abad, A. Hernandez-Mendez, O. Castro-Heredia, J. F. Guerrero-Castellanos, R. Heredia-Barba, G. Curiel-Olivares. "Sliding Mode Control Based on Linear Extended State Observer for DC-to-DC Buck-Boost Power Converter System with Mismatched Disturbances". En 2020 IEEE Transactions on Industry Applications. (2021, Septiembre).
- J. Linares-Flores, R. Heredia-Barba, O. Castro-Heredia, G. Curiel-Olivares, J. A. Juárez-Abad. "Adaptive Sliding Mode Control based on a Hyperbolic Tangent Function for DC-to-DC Buck-Boost Power Converter". En 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition Technical Program. (2020, Octubre).

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

Sliding Mode Control Based on Linear Extended State Observer for DC-to-DC Buck-Boost Power Converter System with Mismatched Disturbances

J. Linares-Flores¹, *IEEE Senior Member*, J. A. Juárez-Abad¹, A. Hernandez-Mendez¹, O. Castro-Heredia¹, J. F. Guerrero-Castellanos², *IEEE Member*, R. Heredia-Barba¹, G. Curiel-Olivares³

Abstract—This article presents a new control strategy merging a Sliding Mode Control (SMC) with a linear extended state observer (LESO) to regulate the output voltage of the buck-boost power converter system affected by matched and mismatched disturbances. The SMC-LESO schema uses the input-output linearization approach and the equivalent control method to determine the boundary layer around the sliding surface. This boundary layer depends on the sliding surface and the equivalent control value, depending on the estimated variables obtained through a LESO. With this schema, the unknown matched, and mismatched disturbances are observed and compensated by an adaptation of the SMC. The proposed approach minimizes the sliding surface chattering and improves the performance against sudden static and dynamic load changes as well as voltage variations on the power supply input. An experimental comparison with traditional sliding mode control (TSMC) and classical PID control is performed, confirming the proposal's effectiveness. The closed-loop stability (observer-controller-plant) is guaranteed in the Input-to-State Stability (ISS) framework.

Index Terms—Buck-Boost Power Converter with Mismatched Disturbances, Sliding Mode Control, Linear Extended State Observer, Sliding Mode Control Based on LESO.

A. ACRONYMS

SMC Sliding Mode Control, LESO Linear Extended State Observer, SMC-LESO Sliding Mode Control Based on LESO, TSMC Traditional Sliding Mode Control, PID Proportional Integral Derivative, DO Disturbance Observer, DOBC Disturbance Observer Based Control, FTDO Finite-Time Disturbance Observer, NTSMC Nonsingular Terminal Sliding Mode Control, EFL Exact Feedback Linearization, ISS Input State Stability, ISE Integral Square Error Index.

I. INTRODUCTION

An essential number of industrial applications are performed through DC-DC power converters, such as uninterruptible power supply applications, DC motor drives for electric traction in public transport, and led lighting systems (see [1], [2], [3], [4] and references therein). The buck-boost power converter topology has been used for numerous applications, such as: photovoltaic module integrated converter systems

[5], photovoltaic and piezoelectric energy harvesting systems [6], supercapacitor and battery power management in hybrid vehicles [7], electric vehicles [8], fuel-cell hybrid systems [9], variable-speed wind generator systems [10], and on-grid/off-grid wind energy battery-storage systems [11]. Consequently, the modeling, control, and estimation of this class of systems remain a challenge.

Sliding mode control (SMC) has received much attention due to its major advantages regarding robustness against parameter variations and simplicity in implementation [12], [13], [14]. Therefore, it widely applied to the control of non-linear systems [15], for instance, the DC-to-DC buck-boost converter [16] and the double-switch buck-boost converter [17]. It is worth noting that the buck-boost topology has been the base for the PEM fuel cell [18] and Photovoltaic systems applications [19]. However, there are two main disadvantages of the traditional sliding mode control. The first is insensitivity to matched disturbance but highly sensitive to mismatched disturbance. The second is the chattering problem, which remains a serious problem to be solved.

Disturbance-observer-based control (DOBC) and sliding mode control approaches have been applied extensively in various industrial sectors in the last four decades [20]. Sliding Mode Control has been combined with Disturbance Observers (DO) with good results. The combination of both methods perfectly addresses the matched and mismatched uncertainties robustly. However, according to [13]–[21] results imply that the uncertainty attenuation ability is achieved at the cost of sacrificing the performance of the nominal control. The advantage is that the chattering effect problem can be reduced considerably when the sliding mode control is combined with a DO [14].

Regarding the control of DC-to-DC power converters, some exciting works were published in the early years to deal with mismatched disturbances. These mainly address sliding mode controllers with disturbance observers. The first one, published by Zuo Wang et al. [22], introduces an improved discrete-time SMC law with disturbance compensation for DC-to-DC Buck converters with mismatched disturbances. Their proposed finite-time sliding mode control (FTSMC) approach is characterized by higher voltage tracking accuracy and better dynamic properties in different operating conditions. The second one, published by Lu Zhang et al. [23], proposes an invariant manifold-based output-feedback Sliding Mode Control (SMC) strategy for systems with mismatched

The authors are with the ¹Universidad Tecnológica de la Mixteca, Oaxaca, México, ²Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México (e-mail: jlinares@mixteco.utm.mx; abad@mixteco.utm.mx; arturohm54@mixteco.utm.mx; omar94_9@hotmail.com; fermi.guerrero@correo.buap.mx; rubenflaixs@hotmail.com; chalo-19@hotmail.com) and ³Instituto tecnológico y de estudios superiores de Monterrey, Monterrey, México (A00832535@itesm.mx).

Adaptive Sliding Mode Control based on a Hyperbolic Tangent Function for DC-to-DC Buck-Boost Power Converter

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

R. Heredia-Barba
División de estudios de posgrado
Universidad Tecnológica de la Mixteca
Huajuapán de León, Oaxaca, México
rubenflaixs@hotmail.com

O. Castro-Heredia
División de estudios de posgrado
Universidad Tecnológica de la Mixteca
Huajuapán de León, Oaxaca, México
omar94_9@hotmail.com

G. Curiel-Olivares
División de estudios de posgrado
Universidad Tecnológica de la Mixteca
Huajuapán de León, Oaxaca, México
gonz.curiel@gmail.com

J. A. Juárez-Abad
Instituto de Electrónica y Mecatrónica
Universidad Tecnológica de la Mixteca
Huajuapán de León, Oaxaca, México
abad@mixteco.utm.mx

Abstract—This paper presents an Adaptive Sliding Mode Control (ASMC) based on a Hyperbolic Tangent Function (HTF) in combination with an extended state observer for the output voltage regulation of the buck-boost power converter. Firstly, due to the unique condition and sufficient for the existence of the sliding mode, the buck-boost power converter's robustness, and chattering reduction, employing the use of the HTF into the adaptive sliding mode control is derived. After, a linear extended state observer designed to estimate the unknown parameters of the power converter, which adapted to the ASMC. In this way, the proposed ASMC law minimizes the sliding surface chattering, as well as the sudden output load changes. Therefore, we guarantee that all the buck-boost variables, and input control responses present a better performance than a Traditional Sliding Mode Control (TSMC). Finally, Matlab-Simulink/PSIM simulations and experimental results verified the correctness and effectiveness of the proposed control algorithm.

Keywords—Adaptive sliding mode control, hyperbolic tangent function, DC-to-DC, buck-boost, power converter.

I. INTRODUCTION

An important number of industrial applications are made through DC-DC power converters, such as uninterruptible power supply applications, DC motor drives for electric traction in public transport, and led lighting systems, etc. (see [1], [2], [3]). The buck-boost power converter topology has been used for numerous applications, such as: photovoltaic module integrated converters systems [4], photovoltaic and piezoelectric energy harvesting systems [5], supercapacitor and battery power management in hybrid vehicle [6], electric vehicles [7], fuel-cell hybrid systems [8], variable-speed wind generator systems [9], and on-grid/off-grid wind energy battery-storage system [10]. Hence, the interest of work with this topology.

On the other hand, the sliding mode control approach to control this power converter has been used in multiple

power systems. For example, in the work reported by *Siew-Chong Tan* et.al. in [11], they present a unified approach to the design of PWM-based sliding-mode voltage controllers for basic DC-DC converters in continuous conduction mode. Where they obtained a good performance in the buck-boost output voltage response under load changes. Other work that deals with robust control of the buck-boost converter output voltage is published by *Chen* in [12], his develop a double-loop control mechanism is developed for this type of power converter. Which is operated in a wide range of reference voltage and load resistance with unmodeled parameters. *Salimi* and co-workers in [13] present a new proportional-integral-type hyper-plane sliding mode controller, which is designed for output voltage control of the DC-DC buck/boost converter for its continuous and discontinuous conduction modes of operating conditions. The proposed controller is robust and stable against parameter uncertainties, load disturbance, and variations of the converter input voltage. Besides, it is capable of canceling the non-minimum phase nature effect of the converter so that the designed controller does not need to know the inductor reference current.

Sliding mode control is well known as nonlinear control method with high enough robustness for uncertainty, such as extraneous disturbance, modeling error, or parameter variation [14], moreover the TSMC presents some problems in its operation. The inevitable chattering phenomenon do exist in the power converter based on traditional sliding mode due to its discrete control law, which will affect the sliding control and damage the system when it comes really serious [15]. In order to weaken or minimize the influence of chattering [16], introduces sliding mode control with ellipsoidal sliding surface which have the characteristic of finite convergence time to the equilibrium point from any initial condition, further the