



**BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA
FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA, OPCIÓN
INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA**

**Tesis para obtener el grado de
MAESTRO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA OPCIÓN
INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA**

**"CONTROL COLABORATIVO CON RECHAZO ACTIVO DE
PERTURBACIONES PARA LA TRACCIÓN ELÉCTRICA
DE VEHÍCULOS TERRESTRES."**

Presenta:

Tomás Orozco Urbieta*

Asesores de tesis:

DR. JOSÉ FERMI GUERRERO CASTELLANOS

DR. ROBERTO CARLOS AMBROSIO LÁZARO

DR. JESUS LINARES FLORES

Índice general

Índice de figuras	VII
Índice de tablas	VIII
Lista de Acrónimos.	IX
Resumen	X
1. Introducción	1
1.1. Justificación	2
1.2. Objetivos	4
1.2.1. Objetivo General	4
1.2.2. Objetivos Específicos	4
1.3. Estado del arte	5
1.4. Metodología	7
2. Antecedentes	9
2.1. Vehículos eléctricos y sistemas de tracción	9
2.1.1. Tracción delantera (FWD)	10
2.1.2. Tracción trasera (RWD)	10
2.1.3. Tracción en las cuatro ruedas opcional (4x4 o 4WD)	10
2.1.4. Tracción en las cuatro ruedas permanente (AWD)	11
2.2. Motores CD sin escobillas	13
2.2.1. Partes de un BLCD	14
2.2.2. Principio de Operación	16
2.2.3. Técnicas de conmutación para el BLCD	17
2.2.4. Control sin Sensores	17
2.2.5. Control con Sensores	18
2.2.5.1. Circuito de Potencia	21
2.2.5.2. Lógica de conmutación	22
2.2.6. Modelo dinámico del motor	25
2.2.7. Compendio de las variables del motor CD sin escobillas.	29

2.3. Control Colaborativo	30
2.3.1. Aplicaciones	31
2.4. Control con rechazo activo de perturbaciones	32
2.4.1. Aplicaciones del ADRC	34
3. Diseño de un algoritmo de control para el sistema de tracción de un VE mediante el concepto de repartición de carga	35
3.1. Propuesta del sistema	35
3.1.1. Diseño	35
3.1.2. Construcción de prototipo	36
3.2. Controlador por rechazo activo de perturbaciones de un motor	37
3.2.1. Diseño de Observador de Estado Extendido.	39
3.2.2. Ley de control ADRC.	39
3.2.3. Diseño de control de seguimiento de trayectoria.	39
3.2.4. Control Colaborativo	40
3.2.4.1. Sincronización de Torques	41
3.2.4.2. Sincronización de Torques-Velocidad	42
3.3. Simulaciones	42
3.3.1. Control en lazo abierto	43
3.3.2. Control en lazo cerrado	45
3.4. Tren de tracción	47
3.5. Discusión	48
4. Implementación de un sistema de tracción en plataforma experimental.	49
4.1. Descripción de la plataforma	49
4.1.1. Motor BLCD	50
4.1.2. Inversor Trifásico	51
4.1.3. Encoder Rotativo	55
4.1.4. Sistema Embebido	55
4.2. Implementación del algoritmo de control	56
4.3. Unión de la plataforma experimental	57
4.4. Resultados experimentales	58
4.4.1. Sistema de Control por ADRC de un motor	59
4.4.2. Control por ADRC en ambos motores sin Control Colaborativo	63
4.4.3. Sistema de Control Colaborativo por Rechazo Activo de Perturbaciones	66
4.4.3.1. Sincronización de Torques	66
4.4.3.2. Con Sincronización de Velocidad y Torques	69
Conclusiones	72

Trabajos a futuro

73

Apéndices

77

Índice de figuras

1.1. Venta de vehículos híbridos y eléctricos.	3
1.2. Metodología para desarrollo de proyecto	8
2.1. Configuración en sistemas de tracción	11
2.2. Configuración en sistemas de tracción	12
2.3. Fuerza electromotriz en un motor trapezoidal (a) y en un sinusoidal (b) . .	15
2.4. Corriente y BEMF [37]	17
2.5. Posición de sensores de efecto Hall [4]	19
2.6. Sensores de efecto Hall[38]	20
2.7. Polos en sensores de efecto Hall[19]	20
2.8. Inversor Trifásico	21
2.9. Secuencia de conmutación de motor CD sin escobillas	23
2.10. Gráfica de secuencia de conmutación de motor CD sin escobillas	24
2.11. Configuraciones de control colaborativo: (a) múltiples motores manejados de forma individual; (b) múltiples motores manejados por un solo contro- lador.[22]	31
2.12. Sistema colaborativo de motores[32]	32
2.13. Aplicaciones de control colaborativo	32
2.14. Víctor Poncelet.	33
2.15. Diagrama de control por rechazo activo de perturbaciones.	33
3.1. Diseño 3D de Sistema General.	36
3.2. Prototipo del sistema general.	37
3.3. Diagrama a bloque del sistema completo para un motor BLCD.	38
3.4. Diagrama de bloques del sistema de control colaborativo.	40
3.5. Esquema general del sistema con control colaborativo.	41
3.6. Conmutación en PSIM	44
3.7. Cambio de giro del motor	44
3.8. Motor sin escobillas	45
3.9. Velocidades	46
3.10. Señal de control	46

3.11. Corrientes de fases de motor BLCD	47
3.12. Sistema equivalente del sistema de tracción	47
3.13. Sistema masa-resorte-amortiguador equivalente del sistema de tracción	48
4.1. Sistema General. a)Acoplamiento de sensores b) Encoder rotativo c) Inversor trifásico d) DSP e) Motor	49
4.2. Motor sin escobillas DT4260-24 [37]*TI	50
4.3. Adquisición de señales de sensores de efecto Hall	51
4.4. PCB de Inversor trifásico	52
4.5. Construcción de inversor trifásico	53
4.6. Módulos PWM	53
4.7. Esquemático de Inversor trifásico	54
4.8. Adquisición de señales de sensores de efecto Hall	55
4.9. F2833X ControlCARD	56
4.10. Sistema de Control en Bloque	57
4.11. Sistema en plataforma experimental	58
4.12. Sistema en plataforma experimental	58
4.13. Respuesta de velocidad	59
4.14. Respuesta de error de velocidad.	60
4.15. Respuesta de perturbaciones.	60
4.16. Respuesta de control de sistema.	60
4.17. Estimación del par de carga aplicado al eje del motor	61
4.18. Respuesta de velocidad con perturbación.	61
4.19. Respuesta de perturbaciones.	62
4.20. Respuesta del control ante la perturbación.	62
4.21. Error de velocidad angular ante perturbación	62
4.22. Velocidades sin sincronización	63
4.23. Respuesta de error de velocidades de los motores sin sincronización	64
4.24. Torques sin sincronización	64
4.25. Respuesta de error de torques de carga de los motores sin sincronización	65
4.26. Respuesta de control de cada motor sin sincronización	65
4.27. Sincronización de Torques	66
4.28. error de torques en Sincronización de Torques	67
4.29. Velocidades a partir de la sincronización de torques	67
4.30. error de velocidades a partir de la sincronización de torques	68
4.31. Control de los motores en sincronización de torques	68
4.32. Velocidades a partir de la sincronización de velocidades y torques	69
4.33. Error de velocidades a partir de la sincronización de velocidades y torques	69
4.34. Sincronización de Torques	70

4.35. Error de torques en Sincronización de Torques y velocidades	70
36. Tarjeta de desarrollo DRV8312-69M	77
37. F2806X ISO ControlCARD	78
38. Esquema Delfino	78
39. Motor sin escobillas DT4260-24 [37]*TI	79
40. Sistema General de motor BLDC	81
41. Bloque Motor BLDC.	82
42. Configuraciones del Motor BLDC	83
43. Bloque conmutación.	83
44. Bloque de decodificación.	84
45. Bloque de función para cambio de giro	86
46. Corrientes de Ha, Hb y Hc	86
47. EMF de Ha, Hb y Hc	87
48. EMF de Ha, Hb y Hc con zoom entre 0.5 y 0.52	87
49. Conmutación de sensores Ha, Hb y Hc	88
50. Conmutación de sensores Ha, Hb y Hc con zoom entre 0.4 y 0.42	88
51. Ángulo de motor	89
52. Velocidad de Motor	89
53. Torque	90
54. Control PID	90
55. Referencia	91
56. Ángulo de motor	91
57. Velocidad de motor	92
58. Velocidades de motor	92

índice de tablas

2.1. Ventajas de tracción delantera y trasera	12
2.2. Desventajas de tracción delantera y trasera	12
2.3. Tabla de conmutación con giro horario	25
2.4. Tabla de conmutación con giro antihorario	25
2.5. Compendio de variables de motor	29
3.1. Características de Motor DT4260	43
4.1. Características de Motor DT4260	50
4.2. Diagrama de Cables de motor DT4260	51
3. Tabla de conmutación con giro horario	85
4. Tabla de conmutación con giro antihorario	85

Lista de Acrónimos

VE. Vehículos eléctricos.

CD. Corriente Directa.

BLCD. Motores sin escobillas de corriente directa.

I+D. Investigación y desarrollo.

LESO. Observador lineal de estados extendidos.

ESO. Observador de estado extendido.

ADRC. Técnica de Control basada en Rechazo Activo de Perturbaciones (por sus siglas en Inglés Active Disturbance Rejection Control).

IoT. Por sus siglas en inglés Internet of Things. Interconexión digital de objetos cotidianos con internet.

ADC. Convertidor Analógico- Digital, por su acrónimo en inglés “Analogic-Digital Converter”.

DAC. Convertidor Digital- Analógico, por su acrónimo en inglés “Digital-Analogic Converter”.

LQR. Técnica de control basada en Regulador cuadrático lineal.

PID. Técnica de control basado en Proporcional Integral Derivativo.

BEMF. Fuerza Contra-Electromotriz.

PWM. Modulación por ancho de pulso.

MOSFET. Por sus siglas en inglés Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor. Transistor utilizado para amplificar o conmutar señales electrónicas.

IGBT. (Por sus siglas en inglés Insulated Gate Bipolar Transistor) es un dispositivo semiconductor que se aplica como interruptor controlado en circuitos de electrónica de potencia.

Resumen

El presente trabajo describe el diseño de un sistema de control para la tracción eléctrica de vehículos terrestres, utilizando dos motores comerciales tipo BLDC a partir del principio de repartición de carga y control colaborativo mediante la técnica de rechazo activo de perturbaciones.

Para probar experimentalmente la propuesta, se diseñó e implementó un sistema de tracción en escala reducida conteniendo dos motores BLCD. Para ello, se diseñaron los inversores trifásicos para el accionamiento de dichos motores. Así, en este trabajo se presenta un esquema de control robusto para vehículos terrestres basado en un control por ADRC con un controlador auxiliar con elementos de control proporcional e integral. El esquema de control propuesto permitirá cancelar de forma activa incertidumbres del modelo del sistema y perturbaciones externas generadas por la presencia de entradas desconocidas como el par de carga, parámetros desconocidos del sistema como fricciones, amortiguamientos e inercias. La estructura y conocimiento de este proyecto tendrá como base complementar y colaborar en el desarrollo de diferentes proyectos de investigación, permitiendo coadyuvar en el aprovechamiento y ahorro de energía, así como en el diseño e implementación de sistemas de control para diversos proyectos donde incluyan estos temas con gran importancia y auge en el mundo.

El documento de tesis cuenta con cinco capítulos, organizados de la siguiente manera:

En el primer capítulo, se describe cómo los avances tecnológicos se han vuelto fundamentales para el desarrollo e investigación de proyectos con aplicaciones a tracciones eléctricas, debido a la importancia de desarrollar diferentes dispositivos y/o equipos para estos tipos de sistemas. Así, se realiza una breve introducción al control colaborativo mediante rechazo activo de perturbaciones para motores CD sin escobillas. De esta manera, se plantea el objetivo general, objetivos específicos y justificaciones del proyecto, así como el estado del arte del conjunto de temas asociados al proyecto.

En el segundo capítulo, se describe el marco teórico y antecedentes de la tesis, a partir de la tecnología de control, motores sin escobillas y sistemas de tracción eléctrica, la importancia de ésta por medio de aplicaciones y comparaciones con otras tecnologías describiendo los principios de operación, conmutación del motor, inversor trifásico que utilizan, entre otros.

En el tercer capítulo, se plantea el diseño del algoritmo de control para el sistema de tracción de VE mediante el principio de repartición de carga, es decir, el sistema de control utilizado para la cooperación de los motores y así generar la velocidad o torque necesario para el sistema de tracción. Para ello, se obtienen los modelos matemáticos del sistema completo del tren de tracción con el uso de motores sin escobillas, describiendo el modelo dinámico de forma independiente de los componentes del sistema, y posteriormente diseñar el sistema de control para cada uno de ellos. Así mismo, habrá una discusión de acuerdo al control por rechazo activo de perturbaciones, el uso de observadores de estado extendido y el control de seguimiento de trayectoria, a partir de la comprobación de resultados obtenidos en simulaciones.

En el cuarto capítulo, se muestra la implementación de un sistema de tracción en plataforma experimental mediante el concepto de repartición de carga. En esta sección, se describirá la plataforma del sistema, es decir, los componentes del sistema, como motores, sistemas embebidos, encoders, inversor trifásico, software, etc; mencionando las características de cada uno de ellos.

También, se describe la implementación del algoritmo de control en el sistema embebido mediante las configuraciones correspondientes de todos los componentes, por medio de la adquisición de señales digitales de los sensores de efecto Hall, encoders y el uso del osciloscopio del software ©PSIM para visualizar las variables necesarias. Se lleva a cabo una comparación mediante el control colaborativo por medio del uso de sincronización de torques y velocidades de los motores con la finalidad de analizar el mejor desempeño en cuanto a repartición de carga de la flecha final.

En el quinto capítulo, se presentan las conclusiones del trabajo. Además, se realiza una breve descripción de los trabajos a futuro que se llevarán a cabo replicando el sistema de control por ADRC y colaborativo en sistemas a escala real.

Capítulo 1

Introducción

En el mercado mexicano, de acuerdo con las cifras publicadas por el INEGI, durante agosto 2019 la venta de vehículos híbridos y eléctricos fue de 1,827 unidades, 43.1 % por arriba de lo registrado en el octavo mes del 2018. Las ventas estuvieron compuestas por 19 eléctricos, 80 híbridos conectables y 1,728 híbridos. En el acumulado enero - agosto 2019 se comercializaron 14,235 vehículos con estos tipos de tecnologías, los cuales representaron el 1.67 % de las ventas totales de vehículos ligeros en el país en los primeros ocho meses del 2019. Tras el hecho de que los medios de transportes son uno de los principales responsables del problema que más repercute el planeta, la contaminación, se han utilizado medios de transporte y/o energías alternativas para reducir este problema, así como la dependencia y el incremento de costos de combustibles fósiles. El gran aumento en el consumo de energía ha provocado problemas ambientales, así como una gran preocupación y numerosas dificultades para numerosos países debido a la disminución de los recursos energéticos, y, en consecuencia, el aumento en los costos de estos mismos. En la actualidad, los avances tecnológicos se han vuelto fundamentales para facilitar las tareas y/o problemas con los que se enfrenta la sociedad, implementándose en diferentes aplicaciones, a partir de diversos proyectos I+D. En los avances tecnológicos que se han tomado con gran importancia es la “tracción (motor) eléctrica”, que permite impulsar los vehículos por medio de la electricidad, el cual es una forma de energía de fácil distribución y proviene de distintas fuentes. En efecto, las tecnologías en vehículos eléctricos se han convertido en un área de investigación de rápido crecimiento.

Una gran opción para ayudar a combatir el problema de la contaminación es el uso de medios de transporte con motores eléctricos. A partir de diferentes tecnologías para la transformación de energía solar a eléctrica, como las celdas solares, se pueden cargar baterías utilizando energía solar durante el día, así como pueden estar acopladas al VE, por medio de la ubicación éste en donde se obtenga una mayor superficie de captación de energía solar. Actualmente, en países como Suiza, Alemania, Austria, Francia e Italia existe una red de energía solar llamada “Park & Charge” que utiliza el concepto de estaciones

públicas para cargar los vehículos eléctricos [23].

En los sistemas de tracción de los vehículos eléctricos se utilizan diferentes tipos de motores CD y AC, entre los más destacados están los de motor de inducción, CD con escobillas y sin escobillas; donde este último se utilizará en este proyecto debido a las características con las que cuenta. En este proyecto, se optó por utilizar motores eléctricos tipo CD sin escobillas (“Brushless DC, BLCD”) para implementar en un sistema de tren de tracción para VE, el cual contará con un modelo completo del tren de tracción, diseño y control para la velocidad de éstos, por medio del rechazo activo de perturbaciones (ADRC, Active Disturbance Rejection Control). El control por rechazo activo de perturbaciones constituye una metodología para el control de sistemas inciertos tanto lineales como no lineales, que permite la estimación precisa de la parte dinámica desconocida del sistema a controlar y proceder a cancelar sus efectos mediante la complementación de la ley de control con un esfuerzo de cancelación, atribuyendo esta idea utilizada activamente en el siglo XX al ingeniero francés Victor Poncelet [1]. En estos modelos, términos como perturbaciones e incertidumbres aparecen afectando la dinámica y el comportamiento del sistema. Fenómenos tales como fricción, amortiguamiento, inercia, fuerzas de alineación, etc. deben ser considerados en el modelo dinámico. En este trabajo se propone la estimación de los efectos de tales perturbaciones desconocidas con el uso de observadores-estimadores de estados extendidos [OEE]. Lo anteriormente descrito hace difícil determinar un modelo matemático preciso y una estrategia de control para los sistemas colaborativos y el sistema de tracción respecto de tales perturbaciones desconocidas. Como solución, se considera la estimación a partir de los efectos de las perturbaciones de las dinámicas no modeladas y otras perturbaciones exógenas, las cuales pueden ser variantes en el tiempo, mediante observadores de estado extendido con cancelación correspondiente a la ley de control para el seguimiento angular del motor con y sin par de carga aplicado al eje. En este caso, el esquema de control propuesto es implementado en un procesador digital de señales (DSP, Digital Signal Processor) y puesto en marcha en un sistema de motores BLCD diseñados para un sistema de tracción de un vehículo terrestre, debido que los motores de CD pueden proporcionar alto par y facilidad para el control de velocidad en diferentes sectores industriales, principalmente el sector automotriz.

1.1. Justificación

Hoy en día, los avances científicos y tecnológicos asociados con vehículos eléctricos, la generación de electricidad para la recarga de baterías como medios de almacenamiento, y generación de energía con menos emisiones contaminantes se han logrado constituir como las principales problemáticas a solucionar. Para ello, las áreas de sistemas de potencia y

control forman las bases para diferentes tecnologías que se han ido impulsando de acuerdo a las necesidades de eficiencia en aplicaciones industriales y desarrollo de tecnologías en vehículos eléctricos debido al aumento en ventas y producciones de éstos mismos según informa la Asociación Mexicana de la Industria Automotriz, como se muestra la gráfica de la figura (1.1).

Así mismo, se han logrado desarrollar leyes de control para diversos motores en sistemas de tracción, sean de corriente continua, corriente alterna, motores asíncronos y síncronos.

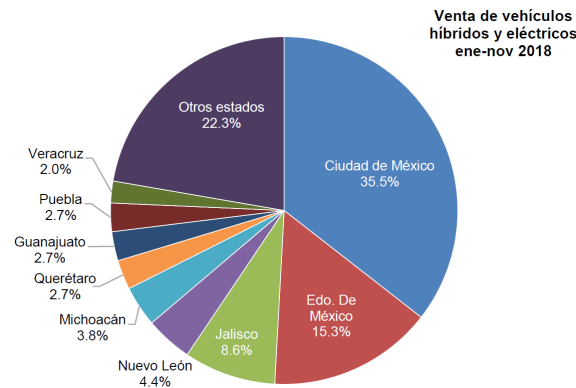


Figura 1.1: Venta de vehículos híbridos y eléctricos.

Los motores BLCD, máquinas eléctricas con imanes permanentes de tipo motor síncrono electrónicamente conmutados, suelen ser de dos o tres fases, donde estos tienen ciertas ventajas sobre los motores convencionales; tales como mejores características de velocidad, alta eficiencia, confiabilidad, así como mayor potencia para el peso y par a las relaciones de corriente en comparación con los motores síncronos de inducción, motor de imanes permanentes. Por otro lado, el término ADRC fue utilizado por primera vez en [2], con la finalidad de proponer ganancias no lineales, siendo éste el más práctico y ajustable en su implementación como propone en [3]. Este método es aplicable a sistemas de orden n , no lineales, variantes en el tiempo y a sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, por sus siglas en inglés, Multi-Input and Multi-Output) [4]. La idea principal en los desarrollos de ADRC (por sus siglas en inglés, Active Disturbance Rejection Control), es tratar los efectos de las incertidumbres independientes no linealmente del estado y entradas de perturbación exógenas como función agregada dependiente del tiempo. El método ha sido aplicado con éxito al control de motores de CD y CA mediante convertidores de potencia (véase en [5,6]). Como se mencionó anteriormente, hay perturbaciones e incertidumbres desconocidas, los cuales son efectos colaterales en los sistemas de control. Debido a que los diversos métodos de control tradicional, como control proporcional integral derivativo (PID, por sus siglas en inglés Proportional Integral Derivative) y el regulador cuadrático lineal (LQR, por sus siglas en inglés, Lineal Quadratic Regulator) son incapaces de satisfacer las especificaciones de control de alta precisión en presencia de perturbaciones e incertidumbres [7]. En estos modelos, términos como perturbaciones e

incertidumbres aparecen afectando la dinámica y el comportamiento del sistema con ciertos fenómenos tales como fricción, amortiguamiento, inercia, fuerzas de alineación, etc. los cuales deben ser considerados en el modelo dinámico. Debido a que los métodos antes mencionados no toman en cuenta la atenuación de perturbaciones o incertidumbres en la etapa de diseño, el desarrollo del control planteado tendrá propiedad de rechazo activo de perturbaciones, teniendo gran importancia para mejorar la precisión del control y la eficiencia de los sistemas utilizando posiciones y las velocidades de motores CD sin escobillas un sistema de tracción, a partir de la variación del par de carga en los ejes de los motores y flecha principal. Así mismo, se llevará a cabo el diseño y construcción de la plataforma experimental a escala reducida con la finalidad de validar el diseño e implementación de la estrategia de control y así evaluar su desempeño y sentar bases en la implementación de éste sistema a un vehículo terrestre tipo Buggy con el que se cuenta en la Facultad de Ciencias de la Electrónica, fundamentando a las actividades de campo e investigación en los posgrados y carreras de Mecatrónica, Energías Renovables, Automotriz y Electrónica.

1.2. Objetivos

A continuación, se plantea el objetivo general del proyecto, y posteriormente se describe detalladamente cada uno de los objetivos específicos.

1.2.1. Objetivo General

Diseñar e implementar un sistema de control con rechazo activo de perturbaciones para la tracción eléctrica de vehículos terrestres usando dos motores comerciales tipo BLCD a partir del principio de repartición de carga y control colaborativo

1.2.2. Objetivos Específicos

- Simular el modelo matemático de un sistema de tracción de un vehículo terrestre, considerando el subsistema eléctrico y mecánico.
- Desarrollar un algoritmo de control colaborativo basado en la técnica de rechazo activo de perturbaciones para gobernar la velocidad de rotación en la flecha principal del sistema de tracción.
- Implementar un inversor trifásico para el accionamiento de los motores como el propuesto en *Permanent magnet Brushless DC motor drives and controls*, Changliang Xia.
- Implementar el sistema de tracción y el sistema de control a escala reducida de 1:69, que permita la validación de la estrategia de control colaborativo.

1.3. Estado del arte

En este apartado se lleva a cabo una revisión de múltiples proyectos similares a éste, que sirven como base de comparación para desarrollar una solución a las perturbaciones y dinámicas no modeladas del sistemas. A lo largo de los años, se han desarrollado y presentando diversas leyes de control para motores CD. Sin embargo, hay varios trabajos dignos de hacer mención. En [15] el autor utiliza la linealización por retroalimentación para desarrollar una ley de control válida para sus puntos de operación. Por lo que demuestra que el motor DC en conexión serie es linealizable de entrada a salida en sus puntos de operación, a excepto cuando la armadura es cero [7]. Ahora en [23], se investiga el comportamiento de un eje rígido en un sistema de transmisión que consta de dos motores DC que impulsan una carga común. El diseño del controlador PID tiene en cuenta la información de las corrientes del motor, la señal de velocidad del motor y el efecto de las perturbaciones de carga, por lo que “la relación de carga compartida se puede ajustar de manera que cada motor pueda contribuir con una cantidad proporcional de carga en todas las condiciones”. Así mismo en un estudio como se muestra en [24], muestran un sistema de control de tracción donde calcula las relaciones de deslizamiento de un vehículo de cuatro ruedas de acuerdo con la velocidad estimada del vehículo, donde utilizan un control PID para la lógica de control. Los motores de CD sin escobillas (BLDC) son motores utilizados ampliamente en aplicaciones industriales por su alta eficiencia, alto par, bajo ruido, rendimiento energético y mantenimiento mínimo. El precio a pagar en este tipo de motor es el costo de producción, así como el uso de sensores, ya sean electromagnéticos, fotoeléctricos o magnéticos para medir la posición del rotor. Sin embargo, los sensores de efecto hall son los más utilizados debido a que son compactos, de bajo costo y de fácil operación. A partir del conocimiento preciso de la posición del rotor por medio de los sensores de efecto Hall. Para llevar a cabo un control de velocidad de alto desempeño en el motor BLCD, se requiere un conocimiento del modelo dinámico del sistema. En este sentido, existen en la literatura diferentes soluciones de control moderno, como se muestra a continuación. En [16] se desarrolla el control para un sistema de transmisión que opera bajo cargas variables, desarrollando un control robusto con estructura proporcional-integral. En la mayoría de los casos, el controlador no cumple los requerimientos de alto desempeño en presencia de perturbaciones e incertidumbres, por lo que se propone a utilizar el control por rechazo activo de perturbaciones. El control por rechazo activo de perturbaciones constituye una metodología para el control de sistemas inciertos tanto lineales como no lineales, que permite la estimación precisa de la parte dinámica desconocida del sistema a controlar y proceder a cancelar sus efectos mediante la complementación de la ley de control con un esfuerzo de cancelación, atribuyendo esta idea utilizada activamente en el siglo XX al ingeniero francés Víctor Poncelet [1], mediante el principio de invarianza. Éste paradigma establece la posibilidad de eliminar efectos indeseables sobre la salida antes de

aplicar una retroalimentación. J. Han educado en la unión Soviética y expuesto a las técnicas de Shipanov, utilizando el método en diversos proyectos académicos e industriales, y contribuyendo en desarrollos de patentes y modificaciones a éste método, obteniendo publicaciones recientes en IEEE Transactions on Industrial Electronics en 2009 [17,18, 7]. El término ADRC fue utilizado por primera vez en [2], con la finalidad de introducir el término en la literatura en inglés. Originalmente propuesto para utilizar ganancias no lineales, el ADRC es más práctico por su adaptabilidad mediante las ganancias lineales [3]. El método ADRC es aplicable a sistemas de orden n , no lineales, variantes en el tiempo y a sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, por sus siglas en inglés, Multi-Input and Multi-Output) [4]. Sira-Ramírez y colaboradores han contribuido al uso de observadores de estado extendido. En sus trabajos proponen la estimación total de las perturbaciones y control no lineal por cancelación para problemas de seguimiento de trayectorias en sistemas planos [19]. La idea central en éstos desarrollos del ADRC, es la de tratar de manera conjunta los efectos de las incertidumbres no lineales dependientes del estado y los de las entradas de perturbación exógenas como una función agregada, global, puramente dependiente del tiempo sin una estructura particular [7]. Debido a que el control por rechazo activo de perturbaciones ha venido sufriendo diversas transformaciones, reformulaciones y extensiones, se ha llegado a una formalización adecuada gracias a los trabajos de Z. Gao, H. Khalil, M. Fliess y otros investigadores [20]. El método ha sido aplicado con éxito al control de motores eléctricos de CD y CA mediante convertidores de potencia (Véase en [5,6], [7]) a partir de la estabilidad del mismo, mediante el uso de Estabilidad de Entrada al Estado (ISS, por sus siglas en inglés Input to State Stability) como se muestra en [39]. En [21] se propone un esquema de control de integral de modo deslizante (ISMC) y control de rechazo activo de perturbación activo (ADRC) para la sincronización de múltiples motores, mejorando al introducir coeficientes de acoplamiento que pueden mejorar el rendimiento de éstos a partir del ISMC, y con el ADRC, el diseño del controlador de seguimiento de velocidad para garantizar robustez y alta precisión. En [22], se propone utilizar el método para compartir los pares por igual entre dos ruedas, los cuales tratadas con un control de Volts/Hertz. En éste si el deslizamiento es desigual para las ruedas, la carga compartida por las ruedas verá alterada con un que transporta menos carga, sugiriendo, el método antes mencionado para corregir la referencia de velocidad en las unidades, mejorando el uso compartido de la carga y la efectividad en condiciones planteadas por los autores. Por lo tanto, se propone utilizar e implementar un control por rechazo activo de perturbaciones, tomando como base el uso de ADRC para motor BLDC como presentan en [41] para el seguimiento de trayectoria de velocidad, aunque utilizan control por pasividad para las corrientes de fase del estator. Este tipo de controlador (ADRC) realiza una estimación precisa tanto de las dinámicas desconocidas del sistema a controlar como de las perturbaciones exógenas, y de esta manera cancela sus efectos en la salida del sistema. Para ello, se utiliza un observador de estado extendido (OEE, Extend

State Observer), el cual es utilizado como un poderoso rechazador y aplicado con éxito a muchos procesos industriales e incorporado a sistemas físicos [40].

Éste paradigma establece la posibilidad de eliminar efectos indeseables sobre la salida antes de aplicar una retroalimentación para posteriormente llevar a cabo la cooperación entre los dos actuadores.

Términos como control colaborativo o cooperativo (Load Sharing) son utilizados por empresas con gran competencia a nivel internacional como Allen Bradley. Como se menciona en [30], el uso compartido de la carga es un término utilizado para describir un sistema en el que se acoplan conjuntos de motores y unidades múltiples los cuales se utilizan para ejecutar una carga mecánica, es por ello que ésta empresa ha realizado diversas aplicaciones para diferentes topologías y configuraciones como inclinación, seguidor de par y seguidor de ajuste de velocidad. Así mismo, en [31], la empresa Toshiba, llevó a cabo un estudio en el que muestra diversas aplicaciones mediante esta técnica de control, utilizando sus estándares y configuraciones de acuerdo a su propiedad intelectual. En [32], la empresa Schneider Electric, utiliza Load Sharing para aplicaciones industriales que requieren múltiples manejos mecánicos acoplados a una misma carga, escogiendo diversas configuraciones y tecnologías que necesitan ser considerados, como manejo de velocidad variable y sistemas maestro-esclavo. Considerando los puntos antes mencionados, se pretende coadyuvar en el aprovechamiento para obtener un controlador (tomando en cuenta los datos de cada motor, como la señal de velocidad y el efecto de las perturbaciones para la relación de la carga compartida) de manera que cada motor pueda contribuir de manera proporcional mediante su estabilidad y rendimiento para la generación de un carga hacia el sistema de tracción de un vehículo terrestre. Esto nos permitirá facilitar e incentivar a la investigación y desarrollo de forma colaborativa entre las carreras y posgrados que se imparten en la Facultad de Ciencias de la Electrónica.

1.4. Metodología

Para llevar a cabo este proyecto de investigación y desarrollo, se realiza mediante la siguiente metodología, mostrada a continuación en el siguiente esquema de la figura 1.1.

A partir del esquema de la figura 1.1, se lleva a cabo el modelado del sistema de tracción utilizando los dos motores sin escobillas, obteniendo el modelo (primeramente el modelo de cada uno de los motores) y posteriormente obtener el modelo del sistema completo.

Posteriormente, se lleva a cabo el diseño del sistema de control de velocidad a partir del modelo general del sistema, tomándose en cuenta la repartición de carga entre los dos motores sin escobillas (control colaborativo o cooperativo), así como un control con rechazo activo de perturbaciones y el seguimiento de una trayectoria con la finalidad de hallar los mejores resultados a partir de las simulaciones obtenidas en Matlab.

Después de obtener óptimos resultados en las simulaciones se procede a llevar a cabo la implementación en una plataforma experimental basada en DSP a escala reducida de 1:69, utilizando los materiales y equipos que se describen en el capítulo 2, el cual nos permitirá una validación de los resultados obtenidos en las actividades y objetivos planteados.

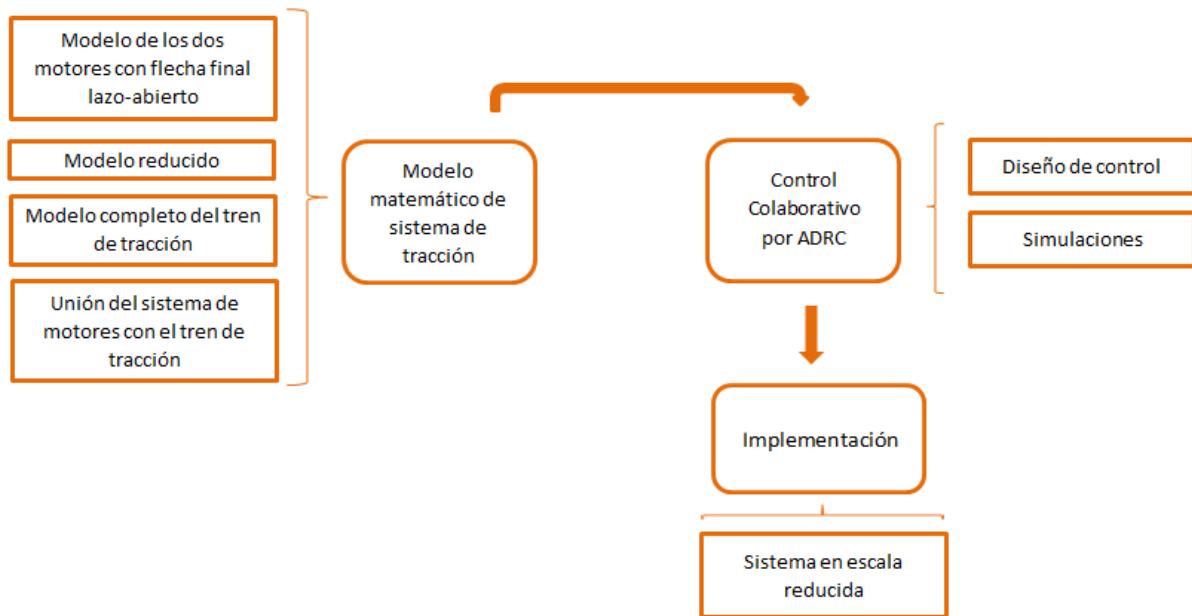


Figura 1.2: Metodología para desarrollo de proyecto

Capítulo 2

Antecedentes

En este capítulo, se describen los antecedentes de los temas a utilizar, en este caso los vehículos eléctricos y sistemas de tracción, las configuraciones de dichos sistemas, componentes fundamentales del tren de tracción de un VE. También se describen máquinas eléctricas utilizadas en sistemas de tracción eléctrica de VE, en este caso motores sin escobillas. Para ello se requiere una sincronización de estas máquinas por medio de control colaborativo o cooperativo y sus aplicaciones. Para el seguimiento de trayectoria de los motores BLCD se propone la técnica basada en rechazo activo de perturbaciones el cual realiza una estimación precisa de las dinámicas desconocidas del sistema utilizando un observador de estado extendido como rechazador para cancelar los efectos de la salida del sistema.

2.1. Vehículos eléctricos y sistemas de tracción

En los últimos 20 años hemos visto un desarrollo extraordinario en el campo de la tracción eléctrica. Esto fue acompañado y determinado por el ritmo de desarrollo de la electrónica de potencia y los microprocesadores, lo que condujo a cambios fundamentales en el diseño, la construcción y la operación de la tracción eléctrica. Debido a la rapidez con la que se han realizado estos cambios, actualmente existe la coexistencia de muchos tipos diferentes de sistemas de tracción. Se denomina tracción a la aplicación de las fuerzas que actúan en sentido opuesto y tienden a estirarlo o a generar el movimiento. Cuando hablamos de tracción en el automóvil se refiere a la transmisión de potencia del motor a las ruedas. En el automóvil existen los siguientes sistemas de tracción

- Tracción delantera (FWD)
- Tracción trasera (RWD)
- Tracción en las cuatro ruedas (4X4)

- Tracción en las cuatro ruedas permanente (AWD)

Así mismo, los sistemas de tracción conocido como el sistema de transmisión en un vehículo, es una serie de componentes encargados de conducir desde el cigüeñal la potencia suficiente hasta las ruedas.

2.1.1. Tracción delantera (FWD)

A este tipo de tracción se refiere cuando la transmisión de la fuerza motriz se realiza en el eje delantero, lo que quiere decir que el par se transmite en las ruedas delanteras, en su gran mayoría integran el diferencial en la estructura de la caja.

2.1.2. Tracción trasera (RWD)

Es cuando la transmisión de la fuerza motriz se realiza en el eje trasero, lo que quiere decir que el par se transmite en las ruedas traseras. La mayoría de los autos con tracción trasera, traen el motor de forma longitudinal en la parte trasera y transmite el movimiento al eje trasero. También podemos encontrar motores longitudinales en la parte delantera del auto y la transmisión se realiza en el eje trasero, esta disposición es más frecuente en camiones, vehículos de carga y algunos autos deportivos.

Hoy en día, la solución mas económica y que en general más ventaja aporta es la tracción delantera. Su ventaja básicamente radica en la sencillez de la transmisión de potencia a las ruedas delanteras. Pero curiosamente, en áreas de investigación era la tracción trasera, por la dificultad de permitir movimiento a las ruedas que deberían ser orientadas para la dirección. La tracción trasera viene a cubrir la necesidad de vehículos de mayor potencia en los que por cuestiones físicas la tracción delantera es difícil.

2.1.3. Tracción en las cuatro ruedas opcional (4x4 o 4WD)

Tiene tracción en las ruedas delanteras y se engancha al motor mediante un mecanismo de cambio o palanca, quiere decir que acopla las ruedas traseras para que estas también ejerzan tracción, los cuales se utilizan en vehículos todo terreno. No se recomienda transitar a altas velocidades con el 4X4 conectado y requiere ser conectado antes de iniciar la marcha. Para conectar la tracción total se puede emplear un dispositivo electrónico o una palanca selectora más pequeña usada para el cambio, esta puede otorgar también dos opciones alta y baja (reductora) que se utiliza cuando requiere un par adicional y menor velocidad.

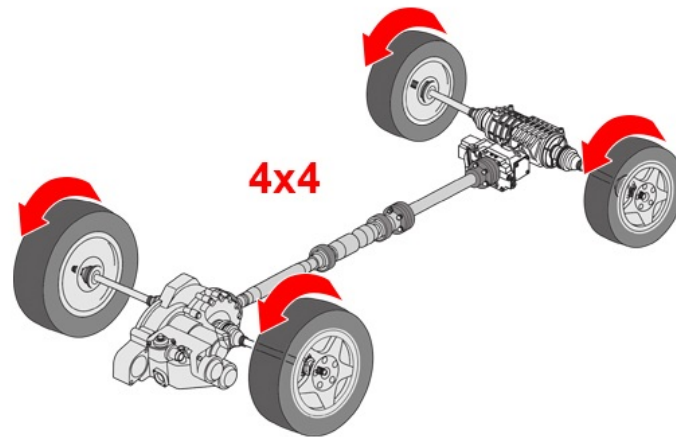


Figura 2.1: Configuración en sistemas de tracción

2.1.4. Tracción en las cuatro ruedas permanente (AWD)

El sistema AWD permite obtener tracción en las cuatro ruedas de forma permanente, algo que no se puede realizar en los 4X4. El sistema AWD tiene una caja de transferencia central que permite acoplar el eje frontal con el trasero. Hay un acoplamiento viscoso ubicado en la caja de transferencia que le permite operar en cualquier tipo de superficie, evitando que giren fuera de control como ocurriría en un 4X4. La tracción AWD es ideal para conducir en terrenos con escasa adherencia, pistas mojadas por la lluvia, ya que distribuye la fuerza de tracción en las cuatro ruedas. Así pues, si necesitamos girar nuestro vehículo en una curva muy pronunciada, el AWD corregirá la tracción para hacerlo más maniobrable. Al tomar una curva las ruedas del tren delantero girarán con radio diferente al del trasero con la finalidad de llegar al cambio de dirección con antelación, y si no dispusiéramos de un diferencial que reduzca la velocidad en el puente trasero para aumentarla en el puente delantero y así evitar que se genere un deslizamiento entre los neumáticos, se presentaría una marcada tendencia a seguir estable por parte del vehículo. Así se pueden utilizar dos tipos vehículos para diferentes tipos de sistemas de tracción, vehículo eléctricos y vehículo híbridos. En el híbrido existen dos configuraciones claramente establecidas.

Paralelo. El motor en combustión y el motor eléctrico atacan al eje motriz.

Serie. El motor de combustión está conectado a un generador que carga las baterías y/o alimenta al motor eléctrico.

En un vehículo eléctrico cuando se habla de la disposición de los del número de ellos y el modo en que se monta, así pues, generalmente se establecen tres posibles configuraciones como se muestra en la figura 2.2.

Motor- diferencial-rueda. Motor unido a un diferencial montado sobre el eje motriz.

Motor- reductor- rueda. Conjunto motor- reductor conectado a las ruedas motrices.

Motor – rueda. El motor es parte de las ruedas motrices, quedando el rotor del mismo directamente conectado a la rueda [36].

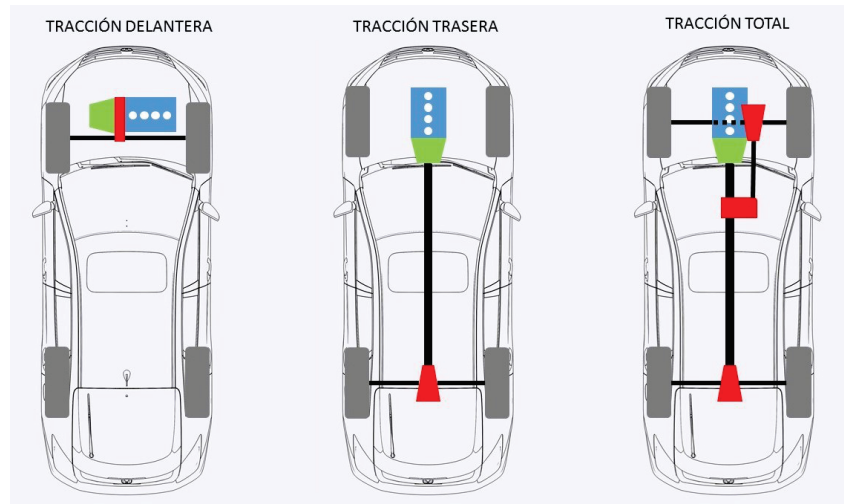


Figura 2.2: Configuración en sistemas de tracción

Tabla 2.1: Ventajas de tracción delantera y trasera

Ventajas de sistemas	
Tracción delantera	Tracción trasera
Eje trasero de diseño más simple	Gran simplicidad y variedad en los diseños de los ejes delanteros
Recorrido corto flujo de potencia, menos pérdidas	A plena carga, la mayor parte de la masa del vehículo está sobre el eje trasero, lo que mejora la capacidad de tracción.
Se puede diseñar el fondo de la carrocería completamente plano y más amplio	Desgaste uniforme de los diferentes neumáticos al ser diferentes las ruedas directrices de las tractoras.

Tabla 2.2: Desventajas de tracción delantera y trasera

Desventajas de sistemas	
Tracción delantera	Tracción trasera
A plena carga, tiene peor capacidad de tracción en carreteras con baja adherencia y en rampas.	Cuando el vehículo circula con poca carga, el eje trasero una capacidad de tracción reducida en condiciones de baja adherencia
Con motores potentes hay un incremento del par y de las vibraciones sobre la dirección.	Generalmente más cara la fabricación
Diseño de ejes más complejos.	

Tradicionalmente se viene hablando de vehículos de tracción a dos ruedas, ya sea delantera

o trasera, y a las cuatro ruedas. Pero la llegada de nuevas tecnologías y propulsores alternativos, híbridos y eléctricos, se abre todo un abanico de posibilidades que permitirá la fabricación en un futuro de automóviles más eficientes, seguros y accesibles. Ahora, a partir de las ventajas y desventajas planteadas anteriormente, se procede a realizar un diseño el cual puede ser utilizado en cualquiera de las tracciones antes mencionadas y de acuerdo a la aplicación que se requiera. En este caso, se realiza un prototipo de tracción trasera, el cual nos beneficiará por las velocidades y torques que se tendrán, así como las perturbaciones que esta sufrirá por medio de las pruebas que se describirán posteriormente.

2.2. Motores CD sin escobillas

Los motores son dispositivos que convierten energía eléctrica en energía mecánica. Este consiste de un lazo de alambre en campo magnético al que se aplica corriente. El par de carga que actúa sobre el lazo que transporta a la corriente hace que éste gire. Un motor de corriente directa es aquél en el que los devanados de armadura están en el rotor con corriente conducida de ellos por medio de escobillas de carbón. El rotor de una máquina de corriente continua se refiere a menudo como el circuito de armadura. El devanado de campo está en el estator y es excitado por corriente continua [25]. Este tipo de motores cuenta con sus características y particularidades que la hacen diferente a las de corriente alterna, una de éstas funciona a la inversa, es decir, no sólo pueden ser utilizados para transformar la energía eléctrica en energía mecánica, sino que también pueden funcionar como generadores de energía eléctrica; esto es debido a la constitución física, es decir, funciona como generador y como motor [7].

Los motores de imanes permanente y sin escobillas o BLCD, están reemplazando a los motores convencionales que usan escobillas en numerosas aplicaciones, ya que estos ofrecen una significativa eficiencia energética, bajo ruido y más fiabilidad, por nombrar pocas ventajas.

Los llamados motores CD sin escobillas son máquinas eléctricas con imán permanente en el rotor y bobinas en el estator (tres o más fases), alimentadas con un conjunto de tensiones polifásicas alternas (sinusoidales o trapezoidales), generadas por medio de un circuito inversor controlado de forma que las características de operación de la máquina eléctrica emulen las de un motor CD convencional ("motor CD con escobillas") en lo referente a las relaciones par/corriente y velocidad angular/ voltaje. Un motor BLCD es capaz de proporcionar grandes cantidades de par a lo largo de un amplio rango de velocidades. Los motores BLCD derivan de los motores convencionales de corriente continua, por esto comparten las mismas curvas de par-velocidad. La gran diferencia que existe entre ellos radica en que los BLCD no usan escobillas, por lo que deben ser **electrónicamente**

conmutados [35].

Las principales ventajas que presentan este tipo de motores respecto a los tradicionales con escobillas y los motores de inducción de corriente alterna son:

- Mejores características de velocidad-torque
- Alta respuesta dinámica.
- Alta eficiencia.
- Largo ciclo de vida.
- Funcionamiento silencioso.

2.2.1. Partes de un BLCD

Los motores CD sin escobillas son un tipo de motor síncrono, debido a que el campo magnético generado por el estator y el generado por el rotor giran a la misma frecuencia. Actualmente, estos tipos de motores pueden tener configuración monofásica, bifásica o trifásica, en función del número de devanados que tenga el estator. De estas configuraciones, los trifásicos son los más populares y ampliamente utilizados, por lo que serán utilizados en la investigación y desarrollo de este proyecto. Este tipo de motores están contruidos con un rotor de imanes permanentes y bobinas de cobre enrolladas a los polos del estator. Este motor cuenta con tres componentes o secciones principales, estator, rotor y los sensores de posición.

- **Estator.**

El estator de un motor BLCD consiste en una serie de láminas de acero apiladas con devanados arrolladas en torno a espacios generados por cortes axiales. Por lo regular, este motor tiene gran parecido (visualmente) al de un motor de inducción pero tiene las bobinas distribuidas de manera diferente. La mayoría de los motores BLCD tienen las tres bobinas correspondientes a las fases conectadas en estrella. Cada una de esas bobinas están formadas por numerosos anillos interconectados, que se distribuyen adecuadamente por la periferia del rotor para formar los polos de potencia, uniformemente distribuidos. Existen dos variantes de motores BLCD en función del tipo de bobinas que posea el estator, motores de tipo trapezoidal y sinusoidal. La diferencia vienen impuesta por el tipo de interconexión entre los anillos de las bobinas, que generan distintos tipos de forma para la fuerza contra-electromotriz, o BEMF por su denominación en inglés (Back Electromotive Force). Tal y como indica su nombre, un motor tipo trapezoidal genera una fuerza contra-electromotriz con una señal de forma trapezoidal, mientras que un motor tipo sinusoidal genera

una fuerza contra-electromotriz con una forma sinusoidal, como se muestra en la figura 2.3.

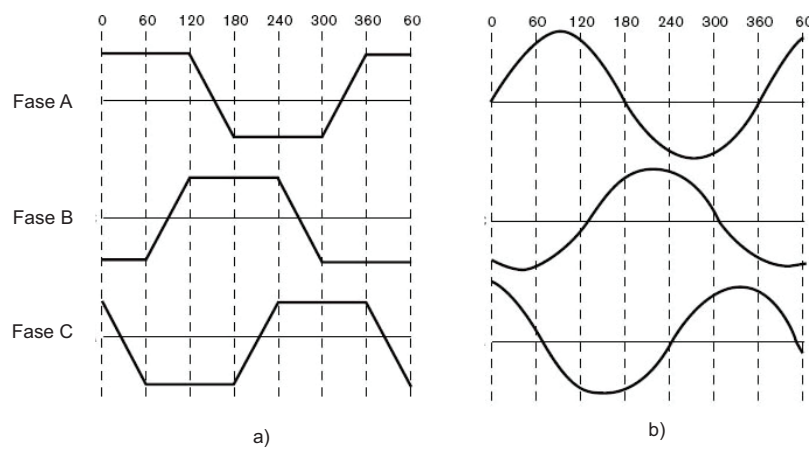


Figura 2.3: Fuerza electromotriz en un motor trapezoidal (a) y en un sinusoidal (b)

Además de la fuerza electromotriz, también la corriente que circula por las fases tiene la forma correspondiente a cada tipo de motor. De esta manera, los motores tipo sinusoidales ofrecen el par más suave que un motor tipo trapezoidal. A partir de estas características se vuelven más costosos, debido a que requieren más interconexiones entre anillos para incrementar la distribución de polos en el estator. Un motor BLCD utiliza una estructura simplificada con devanados de tipo trapezoidal.

■ Rotor.

El rotor está formado por imanes permanentes, pudiendo variar el número de polos magnéticos. Tradicionalmente, utilizan imanes de ferrita para la construcción de imanes permanentes, por lo que los imanes formados por materiales de tierras raras están ganando popularidad. Los imanes de ferrita son más baratos, pero presentan la desventaja de tener una densidad de flujo por unidad de volumen. Por otro lado, los imanes de materiales de tierras raras permiten reducir mucho el tamaño del rotor para un mismo torque suministrado. Entre las tierras raras, destacan el Neodimio (Nd), Samaria y Cobalto (SmCo) y aleación de Hierro y Boro (NdFeB). A partir de estos tipos de materiales se siguen realizando investigaciones en esta área con la finalidad de incrementar la densidad de flujo para reducir más el tamaño del rotor y obtener altas ventajas en cuanto a intensidad de remanencia y mantener un alto par [38]. Así mismo, éste consta del eje y un núcleo de imanes los cuales forman pares de polos de forma alternada entre polos norte y sur.

■ Sensores de posición.

Los sensores de posición informan al controlador la posición del rotor en relación

con las bobinas y transforman éstas en una señal eléctrica, lo que permite activar un conjunto de conmutadores electrónicos que energizan cada una de las bobinas en la posición óptima para la conmutación del circuito de potencia. Para llevar a cabo la lectura de la posición del motor, se pueden llevar a cabo a partir de diferentes tipo de sensores ya sean electromagnéticos, fotoeléctricos o magnéticos. Sin embargo, los sensores de efecto Hall son los más utilizados debido a que son compactos, de bajo costo y de fácil operación. En éste sistema de se utilizan tres sensores de efecto Hall separados 120° eléctricos uno del otro, explicando el principio de operación en el siguiente apartado.

2.2.2. Principio de Operación

El funcionamiento de un motor sin escobillas está basado en la interacción entre dos campos magnéticos, uno lo producen las bobinas arrolladas en el estator y el segundo lo producen los imanes permanentes alojados en el rotor. Cuando se hace circular corriente a través de la bobina se genera un campo magnético que interacciona con los imanes del rotor produciendo de esta manera una fuerza de atracción entre los polos magnéticos del rotor y el estator, sin embargo a medida que el rotor gira el par de giro va disminuyendo hasta que llega un momento en el que se anula cuando los polos magnéticos se alinean produciendo que el rotor deje de girar. Por ello, se debe energizar la siguiente bobina si se desea generar de nuevo un par de giro para que continúe con el movimiento. Si el proceso se va repitiendo de manera adecuada, se consigue hacer girar el rotor como si se tratara de un motor a pasos. Para ser controlados de manera adecuada, los motores sin escobillas requieren de un circuito inversor que genere la secuencia adecuada de conmutación para que el motor gire en uno de los dos sentidos. El orden en el que deben sucederse las conmutaciones se determinan a partir de algún tipo de sensor que nos permita conocer la posición real de motor. Los sistemas convencionales de control para motores sin escobillas utilizan sensores tipo Hall, como fue antes mencionado, los cuales son alojados dentro de la propia estructura del motor y sirven para conocer la posición exacta del rotor. En función de las tres señales obtenidas de los sensores Hall, se genera un patrón de conmutaciones para que el motor gire en algún sentido. Generalmente los drivers utilizados en el control de un BLCD usan uno o más sensores que aporten información acerca de la posición del rotor. Tal implementación incrementa el costo debido al uso de sensores, cableado e implementación en el motor. Además, muchos sensores no pueden ser usados puesto que deben ir alojados dentro de la estructura del propio BLCD.

2.2.3. Técnicas de conmutación para el BLCD

Mediante la conmutación se podrá obtener una variación en las corrientes de las fases en el momento adecuado de tal manera que se genere un par de rotación. Las técnicas de control para motores sin escobillas se pueden clasificar según el algoritmo de conmutación implementado. Las más utilizadas son control sin sensores y control con sensores.

2.2.4. Control sin Sensores

Dentro de los tipos de control sin sensores (también conocido como sensorless), existen técnicas basadas en la detección de la fuerza contra-electromotriz que el giro del rotor genera sobre los devanados, y en función de sus ondas se pueden conocer la posición del rotor respecto al estator. Una de las ventajas que se tiene con este tipo de técnica, es que no se basan en la estimación de la posición del rotor empleando parámetros y características del motor, a partir de procesadores digitales, realizando complicados cálculos en tiempo real requerido. La técnica más utilizada es la detección de la fuerza contra-electromotriz también conocida como Back EMF sensing.

Detección de la fuerza contraelectromotriz.

En un motor sin escobillas, únicamente se encuentran conduciendo corriente dos bobinas simultáneamente, mientras que la tercera se encuentra flotante. En el instante inicial, las fases A y B se encuentran conduciendo corriente, mientras que la fase C se encuentra en estado flotante. Este estado se mantiene durante 60 grados eléctricos, por lo que se produce la conmutación en el inversor.

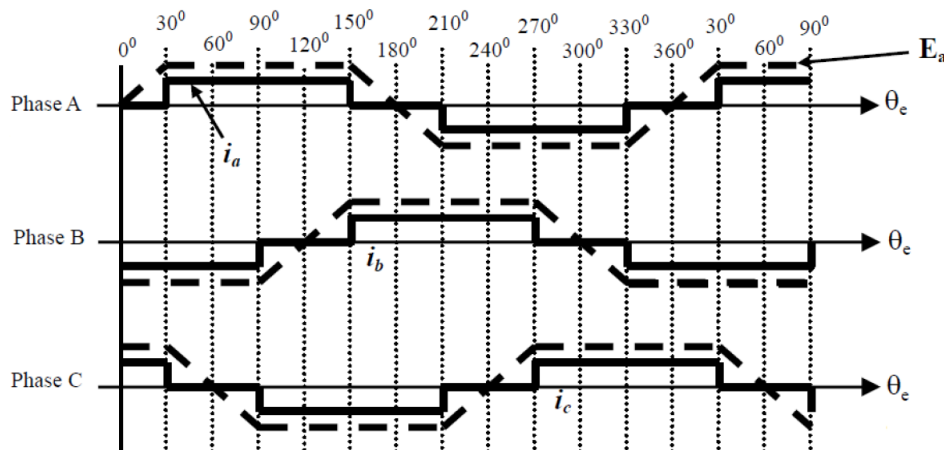


Figura 2.4: Corriente y BEMF [37]

La corriente en las bobinas se conmuta para que se encuentre en fase la fuerza electromotriz con el objetivo de lograr un rendimiento torque/corriente, y los instantes a los

que se debe producirse la conmutación vienen determinadas por la posición del rotor los cuales tienen la capacidad de determinar los instantes de conmutación. Por lo tanto, para obtener un control de posición y/o velocidad mediante esta técnica, el paso crucial es lograr detectar la fuerza contra-electromotriz de las bobinas [38]. Este método mediante la detección de la fuerza contra-electromotriz propuesto está diseñado para funcionar adecuadamente en la mayoría de condiciones y aplicaciones.

Limitaciones del método.

Sin embargo, existen algunos usos y aplicaciones que requieren de modificaciones en el método para conseguir un buen funcionamiento con beneficios en el rendimiento energético; una de estas a bajas velocidades, donde la BEMF tiene una amplitud baja, lo que puede disminuir la sensibilidad del sistema y provocar que el paso por cero detectado no corresponda con la mitad de la etapa de control, generando desfases en la conmutación, así como una deficiente regulación de velocidad y control del mismo a bajas velocidades. La principal razón de los desfases en la detección del paso por cero es que si la BEMF es suficientemente pequeña, la caída de tensión en el inversor puede modificar significativamente las tensiones. Una solución para esto, es aplicar señales PWM en las ramas del inversor con el objetivo de evitar que la corriente atraviese el diodo durante el ciclo en el que el PWM se encuentre en estado apagado [38].

2.2.5. Control con Sensores

Esta máquina eléctrica agrega un sistema de sensor para la posición del rotor en una máquina eléctrica de estructura similar a la síncrona de imán permanente. El elemento sensor puede ser óptico (disco codificado), o magnético, usualmente de tipo efecto Hall, en honor a Edwin Herbert Hall.

Los sensores informan al controlador la posición del rotor en relación con las bobinas, lo que permite activar un conjunto de conmutadores electrónicos que energizan cada una de las bobinas en la posición óptima. El conjunto sensores-controlador-conmutadores electrónicos reemplaza al conmutador electromecánico del motor CD convencional. La necesidad de emplear un sistema externo para determinar la secuencia de conmutación de las fases constituye una diferencia fundamental entre la máquina CD y la máquina BLCD con sensores de posición.

Un motor CD convencional puede operar en lazo abierto (sin control) conectado a cualquier fuente CD que sea capaz de entregar la corriente necesaria. La máquina BLCD con sensores de posición no puede operar por sí sola. Para girar, incluso en "lazo abierto", es preciso conectar el sistema externo que interprete las señales de posición y controle al inversor que la alimenta. Por lo tanto, en el diagrama 2.6 se muestran los bloques reales

de una "máquina BLCD con sensores de posición".

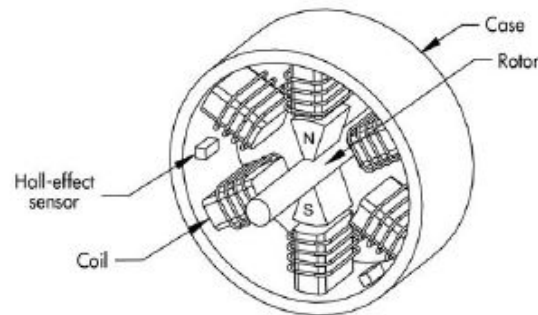


Figura 2.5: Posición de sensores de efecto Hall [4]

El conjunto máquina BLCD con sensores de posición, sistema sensor de posición e inversor es el verdadero "motor BLCD", capaz de operar en lazo abierto cuando se conecta a una alimentación CD de la tensión y potencia necesaria. El número de bobinas es usualmente tres (BLCD trifásico), pero es posible encontrar motores con mayor número de fases. En principio a mayor número de fases menores las oscilaciones de par, pero mayor complejidad y costo del circuito actuador.

Las bobinas están distribuidas simétricamente en el estator, todas las bobinas tienen el mismo número de vueltas y el intervalo entre ranuras es de 30° . Idealmente cada fase del estator debería ser energizada por separado, y además debería ser posible energizarla tanto con tensión positiva como negativa. Para energizar en forma independiente cada fase con cualquiera de las dos polaridades sería preciso disponer de un BLCD con acceso independiente a las tres parejas de terminales de las fases, alimentado con dos semi-puentes trifásicos.

En principio es posible operar también con la máquina BLCD si las fases están conectadas en delta; en este caso también es posible alimentar cada fase con corriente de las dos polaridades, pero con la complicación adicional de que ahora en cada conexión se energizan las tres fases, una individual en paralelo con las otras dos conectadas en serie.

Por lo tanto, en la figura (2.7) se muestran dos esquemas básicos de colocación de los sensores Hall, a partir de los espaciados que se comprenden entre ellos:

a) Desplazamiento de 120° .

b) Desplazamiento de 60° .

Dentro de un ciclo eléctrico, que corresponde con una revolución completa del rotor, un sensor Hall estará devolviendo una señal positiva durante medio ciclo para pasar a conmutar y devolver una señal negativa durante otro medio ciclo. En función del desfase existente entre los sensores Hall y de la configuración del rotor, existen diferentes

combinaciones para la lectura de los sensores y los estados de las bobinas.

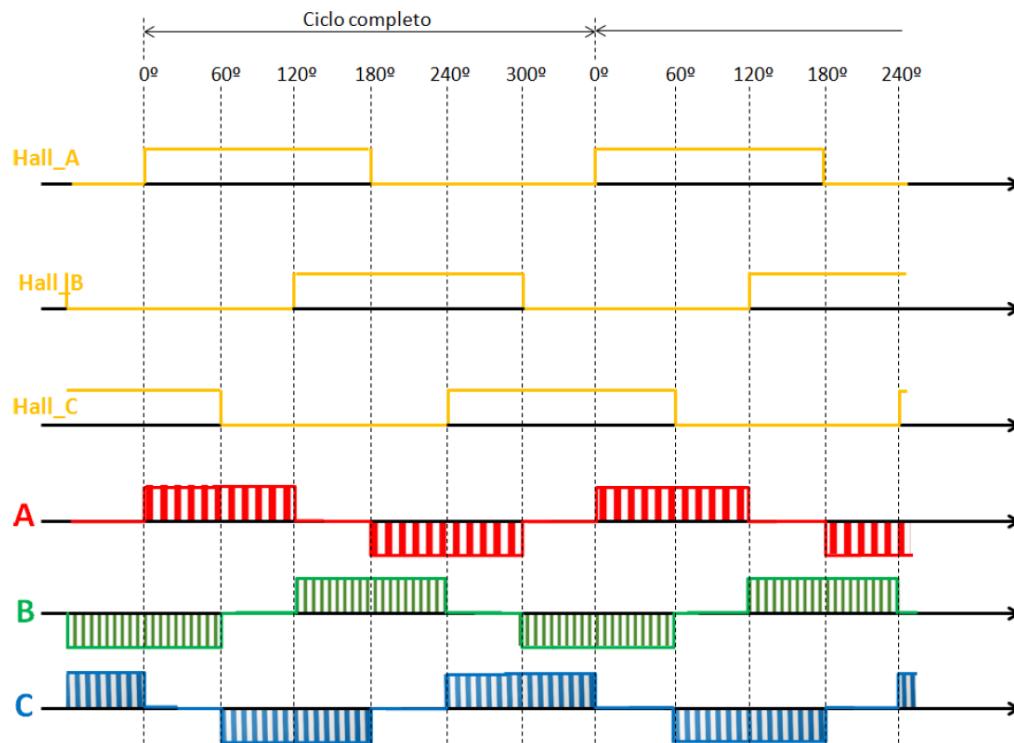


Figura 2.6: Sensores de efecto Hall[38]

Cada sensor produce un nivel positivo mientras el polo norte está enfrente del sensor, y un nivel negativo cuando es el polo sur, como se muestra en la figura 2.7.

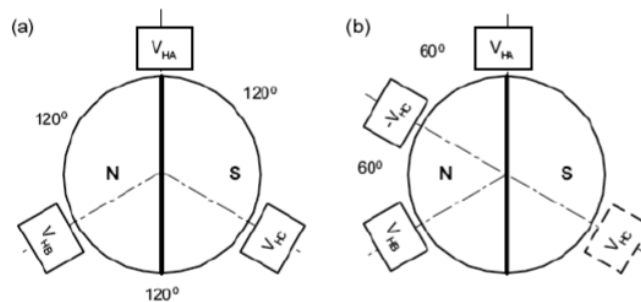


Figura 2.7: Polos en sensores de efecto Hall[19]

Los motores de corriente directa sin escobillas (BLCD) son uno de los tipos de motores que más popularidad ha ganado en los últimos años. Actualmente, estos motores se emplean en sectores industriales tales como: automotriz, aeroespacial, consumo energético, medicina, equipos de automatización e instrumentación.

Los motores BLCD tienen la característica de que no emplean escobillas en la conmutación para la transferencia de energía; en este caso, la conmutación se realiza electrónicamente.

Esta propiedad elimina el gran problema que poseen los motores eléctricos convencionales con escobillas, los cuales producen rozamiento, disminuyen el rendimiento, desprenden calor, son ruidosos y requieren una sustitución periódica y, por tanto, un mayor mantenimiento. Los motores BLCD tienen muchas ventajas frente a los motores CD con escobillas y frente a los motores de inducción. Algunas de estas ventajas son:

- Mejor relación velocidad-par motor
- Mayor respuesta dinámica
- Mayor eficiencia
- Mayor vida útil
- Menor ruido
- Mayor rango de velocidad.

Además, la relación par-tamaño es mucho mayor, lo que implica que se puedan emplear en aplicaciones donde se trabaje con un espacio reducido. Por otra parte, los motores BLCD tienen dos desventajas, que son las siguientes:

- 1.-Tienen un mayor costo
- 2.- Requieren un control bastante más complejo

2.2.5.1. Circuito de Potencia

El circuito de potencia es el medio por el cual el motor sin escobillas puede ser controlado a partir de las fases del mismo, en este caso, es trifásica, por lo que el inversor es de puente completo.

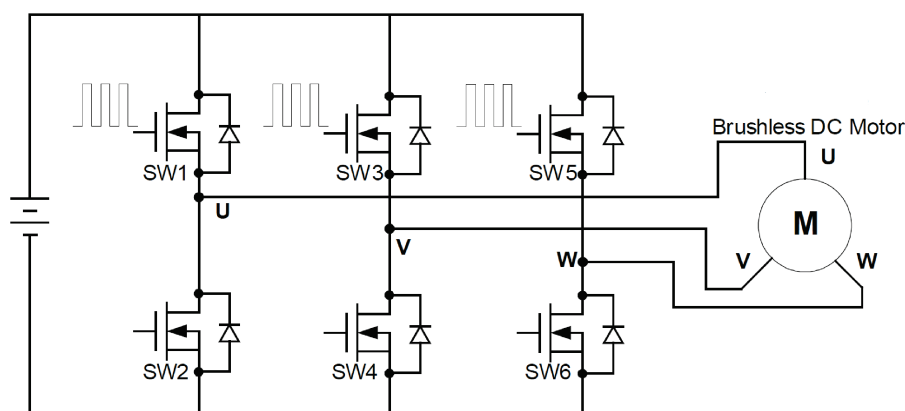


Figura 2.8: Inversor Trifásico

En la figura 2.8 se muestra el diagrama que se utiliza para un circuito trifásico, utilizando interruptores o switches denotado como SW1, SW2, SW3, SW4, SW5 y SW6, los cuales

se utilizan para encender o apagar las fases del estator a partir de las señales lógicas producidas por los sensores de efecto Hall. Existe un modo de conducción para llevar a cabo un buen funcionamiento en la conducción del motor a través del inversor, el cual es el modo de conducción de dos fases. Este modo se basa en conducir dos devanados del motor todo el tiempo y suspender uno. Para ello, se requiere conocer la posición del rotor por medio de los sensores de efecto Hall, los cuales nos indicarán el orden y el momento en el que conducirán estos devanados. Por lo tanto, existen seis estados magnéticos (6-step mode) y dos devanados de cada fase que están conduciendo en cada estado, por lo que el inversor conmuta cada que el rotor gira un ángulo de 60° . El tiempo de flujo de corriente en cada embobinado es de 120° eléctricos.

2.2.5.2. Lógica de conmutación

Como fue antes mencionado, un motor CD sin escobillas trifásico requiere de los sensores de efecto Hall para obtener la posición del rotor. La combinación de las tres señales de los sensores nos permite determinar la secuencia de conmutación del inversor y así controlar la rotación del rotor, que en este caso es en un sentido anti-horario, como se muestra en la figura 2.9.

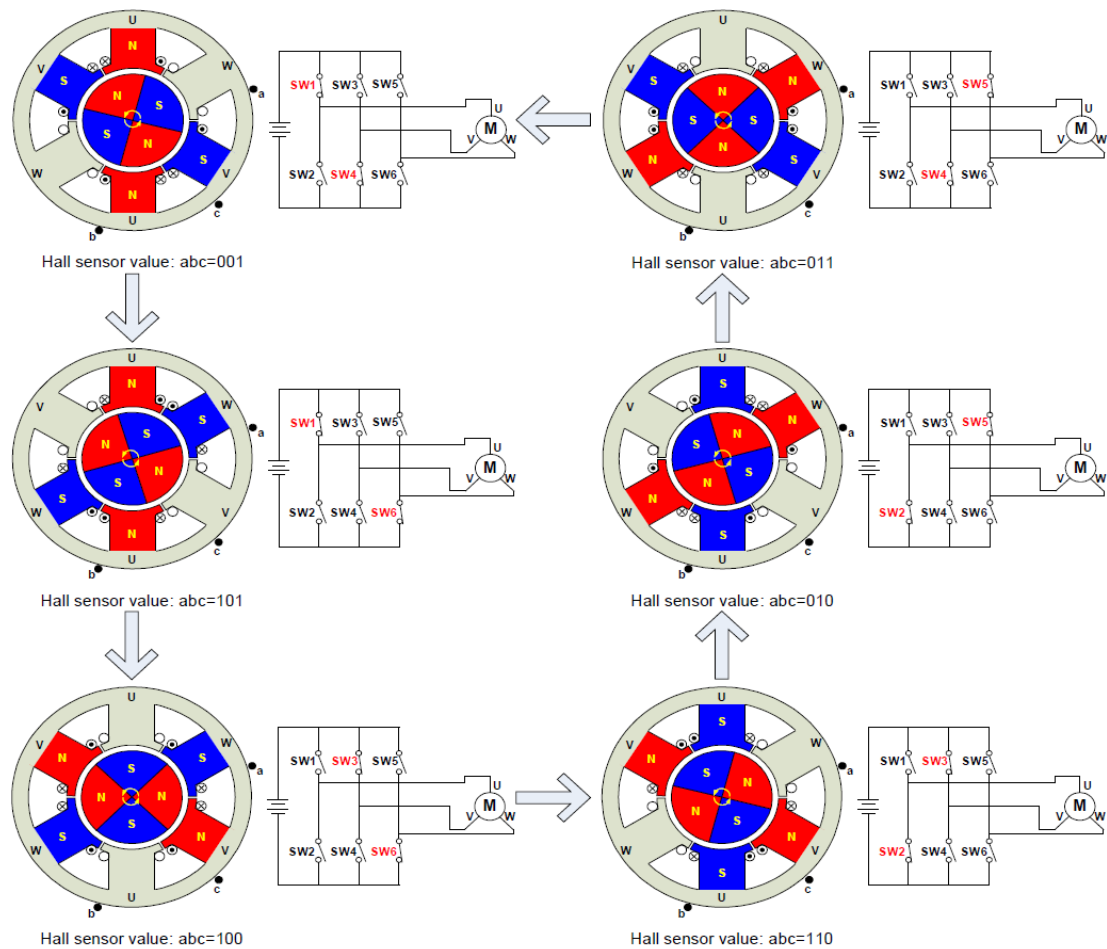


Figura 2.9: Secuencia de conmutación de motor CD sin escobillas

Así mismo, el inversor conmuta cada que el rotor gira un ángulo de 60° , por lo que cada rotación de 60° grados eléctricos, uno de los sensores de efecto Hall cambia su estado. Para ello, se requiere seis pasos para completar el ciclo eléctrico completo.

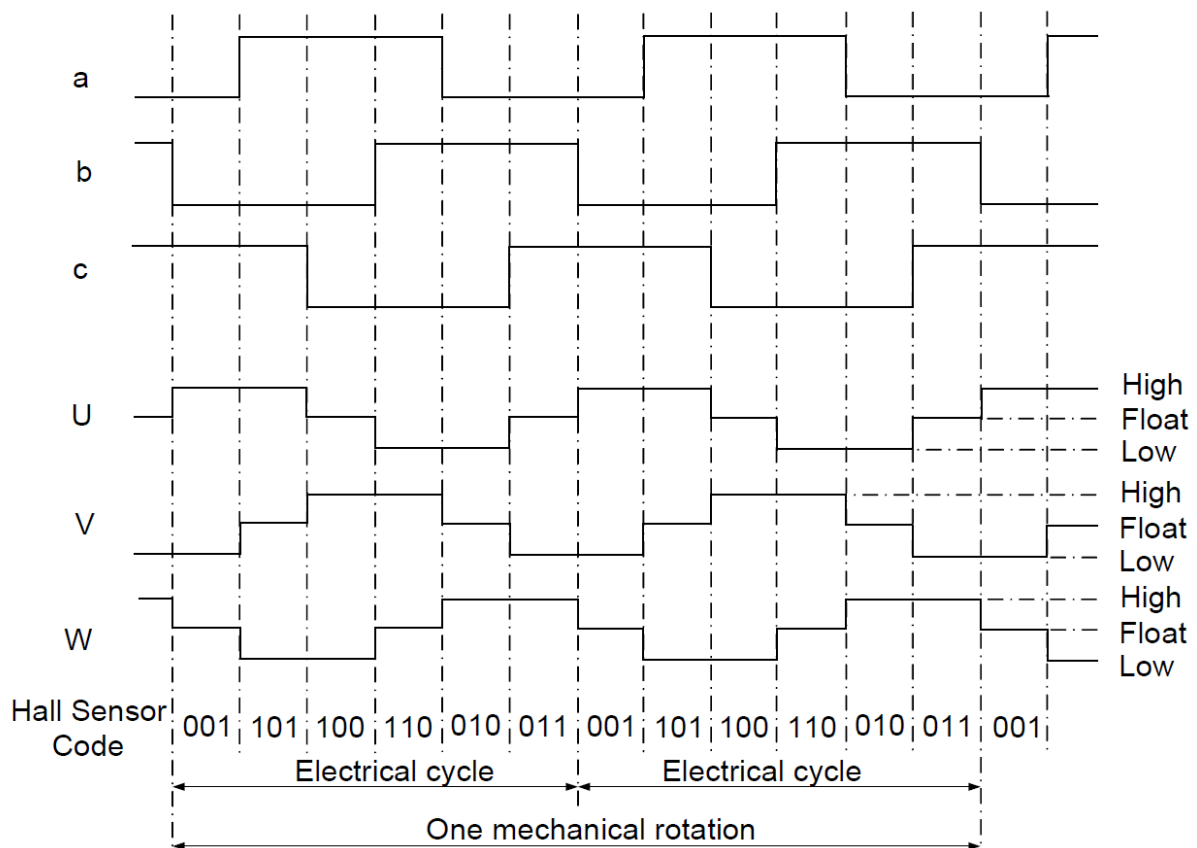


Figura 2.10: Gráfica de secuencia de conmutación de motor CD sin escobillas

Entonces, como se ha mencionado del modo de conducción de las fases, se hace hincapié en que debe de haber una fase del motor produciendo un campo magnético positivo, otra fase produciendo un campo negativo, por lo que la tercera fase queda flotando. Así en los siguientes puntos se declaran cuestiones que se deben de tomar en cuenta para la rotación del BLCD :

- Un ciclo eléctrico no siempre corresponde a una revolución mecánica.
- La cantidad de ciclos para completar una rotación mecánica está determinada por la cantidad de pares de polos.
- Cada par de polos requiere un ciclo eléctrico en una rotación mecánica.

En la figura 2.10, se muestra el diagrama de la secuencia de conmutación del motor sin escobillas a partir de las fases U, V y W energizadas o flotadas según corresponda a las señales a, b y c de los sensores de efecto Hall con un desplazamiento de fase de 120° entre sí y en sentido anti-horario.

Así, la tabla lógica del bloque que se extrae de la configuración de la gráfica anterior de acuerdo al giro horario y anti-horario del motor queda de la siguiente manera:

Tabla 2.3: Tabla de conmutación con giro horario

A	B	C	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	EMF_A	EMF_B	EMF_C
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	-1	+1
0	1	0	0	1	1	0	0	0	-1	+1	0
0	1	1	0	1	0	0	1	0	-1	0	+1
1	0	0	1	0	0	0	0	1	+1	0	-1
1	0	1	1	0	0	1	0	0	+1	-1	0
1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	+1	-1
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tabla 2.4: Tabla de conmutación con giro antihorario

A	B	C	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	EMF_A	EMF_B	EMF_C
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	+1	-1
0	1	0	1	0	0	1	0	0	+1	-1	0
0	1	1	1	0	0	0	0	1	+1	0	-1
1	0	0	0	1	0	0	1	0	-1	0	+1
1	0	1	0	1	1	0	0	0	-1	+1	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	-1	+1
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Las señales Q1, Q3 y Q5 representan los interruptores superiores de las fases a, b y c respectivamente en el puente trifásico; mientras que las señales Q2, Q4 y Q6 representan los interruptores inferiores de las fases a, b y c en el puente trifásico, y tres sensores de efecto Hall (Ha, Hb, Hc), aunque en este caso es denotada por (A, B y C).

2.2.6. Modelo dinámico del motor

Para obtener el modelo dinámico del motor BLCD, se utilizan los voltajes de línea a línea. Esto nos ayudará a comprender el voltaje de fase de cada devanado, cambio en la tasa de flujo y dirección de EMF inducida.

$$V_x = R_x I_x + E_{\Psi_x} \quad (2.1)$$

Donde V_x, I_x es voltaje de fase y corriente. x está representado como A, B, C. E_{Ψ_x} es EMF

(Fuerza Electromotriz) inducida de cada fase y R_x es la resistencia de cada devanado.

$$E_{\Psi_x} = \frac{d\psi_x}{dt} \quad (2.2)$$

Considerando el Ψ_x como el Ψ_A, Ψ_B, Ψ_C . Entonces Para cada fase A, B, C está dada por:

$$\begin{aligned} \Psi_A &= L_A I_A + M_{AB} I_B + M_{AC} I_C + \psi_{PM}(\theta) \\ \Psi_B &= L_B I_B + M_{BC} I_C + M_{BA} I_A + \psi_{PM}(\theta) \\ \Psi_C &= L_C I_C + M_{CA} I_A + M_{CB} I_B + \psi_{PM}(\theta) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Donde $\psi_{PM}(\theta)$ representado por el enlace de flujo de imanes permanentes de fase (A, B, C), θ es el ángulo de posición de rotor $L_A = L_B = L_C$ es la inductancia de fase y $M_{AB} = M_{AC} = M_{BC} = M_{BA} = M_{CA} = M_{CB}$ representando como inductancia mutua, y $E_A = E_B = E_C$ son las fuerzas electromotrices inducida. Ahora sustituyendo (2) y (3) en (1).

$$\begin{aligned} V_A &= RI_A + \frac{d}{dt}(L_A I_A + M_{AB} I_B + M_{AC} I_C) + E_A \\ V_B &= RI_B + \frac{d}{dt}(L_B I_B + M_{BC} I_C + M_{BA} I_A) + E_B \\ V_C &= RI_C + \frac{d}{dt}(L_C I_C + M_{CA} I_A + M_{CB} I_B) + E_C \end{aligned} \quad (2.4)$$

Definiendo que

$$\begin{aligned} M_{AB} &= M_{AC} = M_{BC} = M_{BA} = M_{CA} = M_{CB} = M \\ L_A &= L_B = L_C = L \\ I_A + I_B + I_C &= 0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

Sustituyendo (2.5) en (2.4)

$$\begin{aligned} V_A &= RI_A + (L_A \frac{dI_A}{dt} - M \frac{dI_A}{dt}) + E_A \\ V_B &= RI_B + (L_B \frac{dI_B}{dt} - M \frac{dI_B}{dt}) + E_B \\ V_C &= RI_C + (L_C \frac{dI_C}{dt} - M \frac{dI_C}{dt}) + E_C \end{aligned} \quad (2.6)$$

Como todos los devanados de fase del estator son iguales, entonces las resistencias de fase (R) e inductancias de fase (L) son iguales, a partir de lo mencionado en 2.5. En general,

el BLDC consiste en la resistencia de fase.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Teniendo

$$\begin{aligned} V_A &= RI_A + \left(L \frac{dI_A}{dt} - M \frac{dI_A}{dt}\right) + E_A \\ V_B &= RI_B + \left(L \frac{dI_B}{dt} - M \frac{dI_B}{dt}\right) + E_B \\ V_C &= RI_C + \left(L \frac{dI_C}{dt} - M \frac{dI_C}{dt}\right) + E_C \end{aligned} \quad (2.8)$$

Tomando a $L - M = L_s$

$$\begin{aligned} L_s \frac{dI_A}{dt} &= -RI_A - E_A + V_A \\ L_s \frac{dI_B}{dt} &= -RI_B - E_B + V_B \\ L_s \frac{dI_C}{dt} &= -RI_C - E_C + V_C \end{aligned} \quad (2.9)$$

Si consideramos a L_s como una perturbación, entonces $L_s \rightarrow 0 \Rightarrow L_s \frac{dI_{A,B,C}}{dt} \rightarrow 0$. Por lo tanto,

$$\begin{aligned} 0 &= -RI_A - E_A + V_A \\ 0 &= -RI_B - E_B + V_B \\ 0 &= -RI_C - E_C + V_C \end{aligned} \quad (2.10)$$

Como queremos hallar la corriente, despejamos cada una de ellas de cada ecuación para posteriormente utilizarla, entonces queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} I_A &= \frac{V_A - E_A}{R} \\ I_B &= \frac{V_B - E_B}{R} \\ I_C &= \frac{V_C - E_C}{R} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Entonces, a partir de la relación mecánica y eléctrica y salida del sistema tenemos que el torque electromagnético puede ser obtenido para el uso de potencia de salida del motor

eléctrico. El torque electromagnético es generado por la suma del producto de EMF de retorno y corrientes de fase, y es definido como:

$$T_e = \frac{E_A I_A + E_B I_B + E_C I_C}{w}$$

En donde w es la velocidad angular del motor (rad/s), y T_e el torque electromagnético, J el momento de inercia del motor, T_L el par de carga y B el coeficiente de fricción viscosa. Ahora, sustituimos E_x en cada fase $E_x = K_E w$

Entonces,

$$T_e = K_{EA} I_A + K_{EB} I_B + K_{EC} I_C \quad (2.12)$$

y basándose en la parte mecánica

$$\begin{aligned} T_e &= J \frac{dw}{dt} + Bw + T_L \\ J \frac{dw}{dt} &= T_e - Bw - T_L \end{aligned} \quad (2.13)$$

Ahora, sustituimos T_e de la parte eléctrica a la parte mecánica. Por lo tanto,

$$J \frac{dw}{dt} = (K_{EA} I_A + K_{EB} I_B + K_{EC} I_C) - Bw - T_L \quad (2.14)$$

Ahora, sustituimos las corrientes I_A, I_B, I_C antes obtenidas en la ecuación anterior.

$$J \frac{dw}{dt} = (K_{EA} \left(\frac{V_A - E_A}{R} \right) + K_{EB} \left(\frac{V_B - E_B}{R} \right) + K_{EC} \left(\frac{V_C - E_C}{R} \right) - Bw - T_L$$

$$\begin{aligned} J \frac{dw}{dt} &= (K_{EA} \left(\frac{V_A - K_{EA} w}{R} \right) + K_{EB} \left(\frac{V_B - K_{EB} w}{R} \right) + K_{EC} \left(\frac{V_C - K_{EB} w}{R} \right) - Bw - T_L \\ J \frac{dw}{dt} &= - \left(\frac{K_{EA}^2}{R} + \frac{K_{EB}^2}{R} + \frac{K_{EC}^2}{R} + B \right) w + \left(\frac{K_{EA}}{R} V_A + \frac{K_{EB}}{R} V_B + \frac{K_{EC}}{R} V_C - T_L \right) \end{aligned}$$

Definiendo $\gamma = \frac{K_{EA}^2}{R} + \frac{K_{EB}^2}{R} + \frac{K_{EC}^2}{R} + B$, por lo tanto, la ecuación queda:

$$J \frac{dw}{dt} + \gamma w + T_L = \frac{K_E}{R} (V_A + V_B + V_C) \quad (2.15)$$

Por lo tanto, la ecuación 2.15, se utilizará posteriormente para hallar el sistema de control el cual es descrito en la siguiente sección.

2.2.7. Compendio de las variables del motor CD sin escobillas.

A partir de las ecuaciones antes descritas, en la tabla 2.5, se realiza una descripción de las variables del motor utilizadas durante la obtención de la salida del sistema. Estas variables también nos permitirá rápidamente identificar los parámetros del actuador para llevar a cabo simulaciones en lazo abierto y lazo cerrado, así como la implementación del mismo.

Tabla 2.5: Compendio de variables de motor

Descripción	Parámetro
Resistencia	R
Inductancia	L
Constante Eléctrica	Ke
Corriente	I
Voltaje	V
Ángulo de motor	θ
Inductancia Mutua	M
Par electromagnético	Te
Par de carga	T_L
Velocidad Angular	w
Momento de inercia	J
Coefficiente de fricción viscosa	B

2.3. Control Colaborativo

Algunas aplicaciones necesitan varios motores para trabajar en paralelo. Una de las razones principales para utilizar múltiples motores es debido a la falta de espacio para motores grandes, por lo que se necesitan acoplar varios motores pequeños y cubrir el proceso o necesidad del motor grande. En la vida cotidiana se pueden tener diferentes aplicaciones o procesos industriales entre los cuales destacan molinos, bandas transportadoras, grúas, etc., los cuales necesitan más de un motor para trabajar en paralelo e impulsar una carga en común. En este tipo de aplicaciones se requieren compartir la carga, y es importante mantener la velocidad y repartir el par de torsión de los motores participantes por medio de la proporción que requiera el proceso.

La repartición de carga es esencialmente una disposición donde una carga común es compartida por varios conjuntos de accionamientos motorizados. Existen diferentes configuraciones posibles disponibles para alimentar los motores de carga compartida. Así, en la siguiente figura 2.11, se muestran dos esquemas diferentes en aplicaciones de varios motores. En el a) se utiliza un conjunto de controladores de motor (motores accionados por un variador dedicado de forma individual o independiente) para compartir la carga. En el b), se utilizan varios motores accionados por un controlador; por lo tanto, el control individual de cada uno de los motores no son posibles, y la carga compartida se produce de forma natural e incontrolable. Sin embargo, en el a), se observa que los motores pueden ser controlados individualmente por los variadores correspondientes. Así mismo, se puede utilizar la redistribución efectiva de la carga entre los motores, y así lograr una distribución efectiva de la carga ante diversas perturbaciones.

Por lo tanto para el desarrollo de este proyecto de tesis es considerada la configuración descentralizada debido a las ventajas que se describieron anteriormente.

En aplicaciones de varios motores, incluso si el esquema de control general requiere mantener y controlar la velocidad, el control de par podría ser requerido para compartir el par entre varios motores con la finalidad de evitar sobrecargas, sobrecalentamientos y mal funcionamiento de un solo motor o todo el sistema.

La carga compartida con el controlador, el par entregado por el motor participante individual depende de los parámetros del motor, la velocidad y la carga en ese motor, etc. En condiciones ideales, los parámetros del motor son idénticos, las velocidades ordenadas son las mismas y la carga en cada motor sería igual. Si los motores no son idénticos pero tienen una clasificación diferente, es posible que su carga deba dividirse proporcionalmente a su clasificación de potencia, lo que sería un escenario más general. Pero cuando las condiciones se desvían del ideal, podría cambiar la resistencia del rotor o un cambio en la carga individual, entonces, el par también será diferente. Las máquinas se cargarían de forma desigual con un motor sobrecargado [22].

Las investigaciones del control colaborativo se centra principalmente en dos casos:

- Variaciones en los parámetros de uno de los motores (por ejemplo, resistencia del rotor) debido a variaciones de temperatura, uso de un motor de reemplazo con diferentes parámetros de rotor, etc. Estas variaciones constituyen a una perturbación externa del sistema.
- La distribución de carga entre los motores puede verse afectada debido a los cambios en las condiciones externas (por ejemplo, deslizamiento de la rueda). Estas variaciones constituyen perturbaciones externas del sistema.

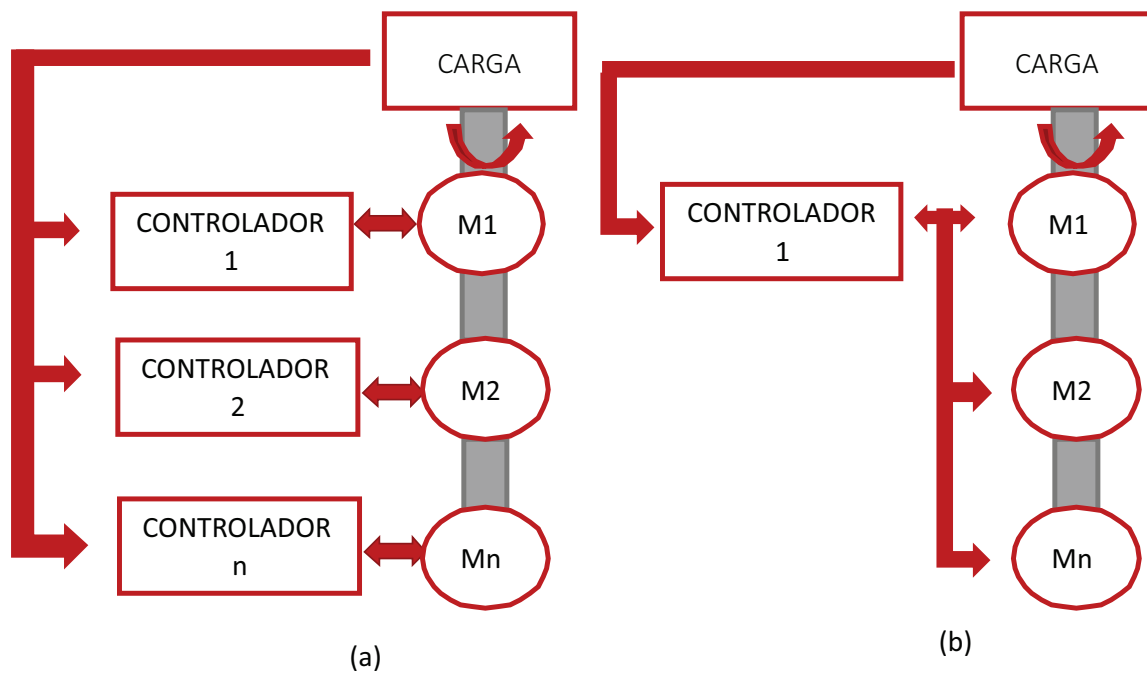


Figura 2.11: Configuraciones de control colaborativo: (a) múltiples motores manejados de forma individual; (b) múltiples motores manejados por un solo controlador.[22]

2.3.1. Aplicaciones

Como se ha descrito en la sección de estado del arte, este tipo de control ha tenido un gran auge en la investigación y desarrollo de diversas aplicaciones industriales en diferentes sectores automotriz, aeroespacial, sistemas autónomos tripulados y no tripulados. A partir de éstos, diversas empresas han estado adoptando este tipo de tecnología con la finalidad de continuar desarrollando aplicaciones para el desarrollo y venta de éstos. Entre las empresas que destacan este tipo de tecnología se encuentran Toshiba, el cual utiliza estándares y configuraciones de acuerdo a su propiedad intelectual a nivel internacional. Así mismo, la empresa Schneider Electric utiliza la tecnología de repartición de carga, también conocida como Load Sharing para aplicaciones en donde requieren múltiples manejos mecánicos acoplados a una misma carga, escogiendo diversas configuraciones de acuerdo

a sus necesidades como manejo de velocidades variables y sistemas maestro-esclavo, como se muestra a continuación.



Figura 2.12: Sistema colaborativo de motores[32]



Figura 2.13: Aplicaciones de control colaborativo

2.4. Control con rechazo activo de perturbaciones

El Control por Rechazo Activo de Perturbaciones (por sus siglas en inglés ADRC, Active Disturbance Rejection Control) es una estrategia de control capaz de manejar diversas incertidumbres paramétricas y perturbaciones de forma eficiente desde el punto de vista energético e implementación de un sistema de control, debido a que está basado en el aprovechamiento de dos de las mejores prestaciones de la teoría de control moderna: la representación de sistemas en forma canónica y los observadores de estado [13]. En la figura 2.15, se ilustra un diagrama a bloques del esquema de control ADRC en donde se puede apreciar que el controlador utiliza dos tipos de realimentación: la perturbación estimada o detectada por el observador de estado extendido y la salida de la planta. El control por rechazo activo de perturbaciones constituye una metodología para el control de sistemas inciertos tanto lineales como no lineales que permite la estimación precisa de la parte dinámica desconocida del sistema a controlar y proceder a cancelar sus efectos mediante la complementación de la ley de control, atribuyendo esta idea utilizada activamente en el siglo XX al ingeniero francés Víctor Poncelet [1].



Figura 2.14: Víctor Poncelet.

El control por rechazo activo de perturbaciones (ADRC) consiste en cancelar en forma activa, mediante la señal de control, los efectos de las perturbaciones en las salidas del sistema, basándose en mediciones de estos efectos o en sus estimaciones como se muestra en la figura 2.15.

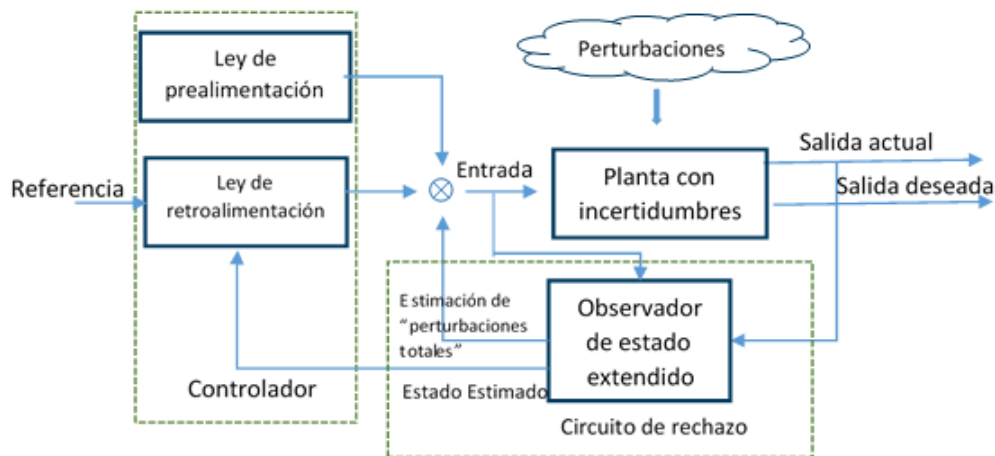


Figura 2.15: Diagrama de control por rechazo activo de perturbaciones.

El efecto de las perturbaciones (endógenas y exógenas) se modela como un polinomio en el tiempo (polinomio de Taylor) empotrado en el modelo interno de un observador de alta ganancia. Esto permite evitarle al diseñador la necesidad de usar un observador basado en la estructura no lineal del sistema (frecuentemente inexistente) y proponer, en su lugar, un observador meramente lineal, sintonizando una inyección no lineal de las entradas a través de sus ganancias. La estimación arbitrariamente cercana de la perturbación agregada, o incertidumbre aditiva total de la planta, permite entonces su cancelación aproximada mediante la acción de control apropiada. La idea central en estos desarrollos del ADRC es la de tratar de manera conjunta los efectos de las incertidumbres dependientes no lineales del estado y las entradas de perturbaciones exógenas como una función agregada, global, puramente dependiente del tiempo sin una estructura particular, es decir, una variante del concepto local, conocido como ultra-modelo local, explotado en Fliess y Join (2013) en su propuesta reciente llamada control libre de modelo [14]. El potencial del ADRC como una nueva herramienta de diseño de control eficaz es evidente en muchos casos de estudio donde se utiliza la técnica para hacer frente a una serie de problemas en diferentes sectores

industriales, con resultados prometedores [33,34,35]. El ADRC permite de manera confiable la construcción de un controlador robusto que requiere poca información del sistema o planta. Este controlador es basado en observadores de estados extendidos (ESO, por sus siglas en inglés, Extend State Observer). Este algoritmo de control calcula y compensa activamente, en tiempo real, los efectos de la dinámica y perturbaciones desconocidas, forzando a la planta un comportamiento nominal, es decir, el controlador recibe la información necesaria para regular la planta a través de ESO. Para ello, los observadores de estado extendido (OEE, Extend State Observer) son utilizados como un poderoso rechazador, los cuales han sido aplicado con éxito a muchos procesos industriales e incorporado a sistemas físicos [40].

2.4.1. Aplicaciones del ADRC

Debido a las características y ventajas antes mencionadas de la ley de control por ADRC ante otros tipos de control clásico, se han desarrollado diversos proyectos obteniendo grandes beneficios para la investigación y desarrollo de aplicaciones en diferentes sectores. Por lo tanto, se describen algunas aplicaciones con las que se cuentan, como se muestra a continuación.

1. Control de movimiento. Aplicaciones de este tipo se pueden encontrar en casi todos los sectores en la industria automotriz, desde la automatización hasta fabricación de componentes electrónicos con alta tecnología. Este tipo de controladores son utilizados principalmente para regular movimientos mecánicos (posición, velocidad y aceleración). En éstos casos, el ADRC es un ajuste mediante la estimación de los efectos combinados de la dinámica interna y perturbaciones externas, donde el controlador es eficiente ante las variaciones dinámicas y alteraciones en diversos procesos industriales.

2. Convertidores de potencia CD-CD. El estudio para los convertidores de potencia CD-CD es un gran reto debido a la dinámica no lineal de los dispositivos utilizados, así como las perturbaciones con las que cuenta de forma externa. El uso de la técnica de control por ADRC en éste tipo de proyectos permite la reducción de la afinación y la puesta en marcha de estos controladores.

3. Motores Eléctricos. Se ha aplicado esta técnica de control en diversos proyectos mediante el uso de motores DC y AC, obteniendo buenos resultados. En [6], proponen controlar la velocidad angular de un motor de CD de imanes permanentes mediante la técnica ADRC, incluyendo un observador lineal extendido de alta ganancia (GPI, de sus siglas en inglés Generalized Proportional Integral) y otros proyectos planteados en la sección anterior.

Capítulo 3

Diseño de un algoritmo de control para el sistema de tracción de un VE mediante el concepto de repartición de carga

En este capítulo se describe el modelado matemático de la propuesta de un sistema de tracción de un VE mediante el concepto de repartición de carga. Primeramente, se retoma el modelo matemático de un motor CD sin escobillas visto en el capítulo anterior, debido a que son los motores que se utilizarán. Posteriormente, se lleva a cabo el diseño del control para un solo motor mediante el concepto de control por rechazo activo de perturbaciones, el cual se analiza y verifican los resultados mediante una simulación haciendo uso de los valores nominales de los parámetros y características del motor. En seguida, se revisa el modelo del sistema de tracción en el que se acoplarán los dos motores, por lo tanto, se re-diseña el algoritmo de control para el control colaborativo entre los dos motores, considerando que los motores son iguales y posteriormente analizar los resultados mediante simulaciones.

3.1. Propuesta del sistema

En este apartado, se describe el diseño del sistema de tracción a escala reducida, con la finalidad de permitir la validación de la estrategia de control colaborativo.

3.1.1. Diseño

Para el diseño del sistema de tracción a escala reducida, se llevó a cabo en el software SolidWorks®, el cual permitió realizar el diseño y simulación del sistema mecánico con

la finalidad de validar el funcionamiento del sistema en general. El prototipo del sistema general de tracción cuenta con poleas y bandas para la transmisión de fuerzas y velocidades angulares. Las poleas es un mecanismo o dispositivo mecánico de tracción, en forma de rueda con un agujero en su centro que sirve para transmitir una fuerza y acoplar a un eje en torno al cual giran. Para asegurar el contacto entre polea y correa se realiza en la polea un canal o garganta que soporta a la correa. En un sistema de transmisión de poleas son necesarias dos de ellas:

- Una conductora, entrada o motora que va fija a un eje movido por un motor.
- Una conducida, salida o arrastrada también acoplada a un eje, el cual es donde se encontrará la resistencia que hay que vencer.

Así mismo, el sistema cuenta con un juego de engranes, el cual jugará un papel importante. Este sistema es un mecanismo de tracción diferencial que permite transmitir potencia mecánica de un dispositivo a otro, que en este caso será para transmitir la potencia de una flecha a otra. Por lo tanto, en la figura 3.1 se muestra el modelo en 3D de los componentes del sistema general de tracción como poleas, bandas, juego de engranes, motores, etc.

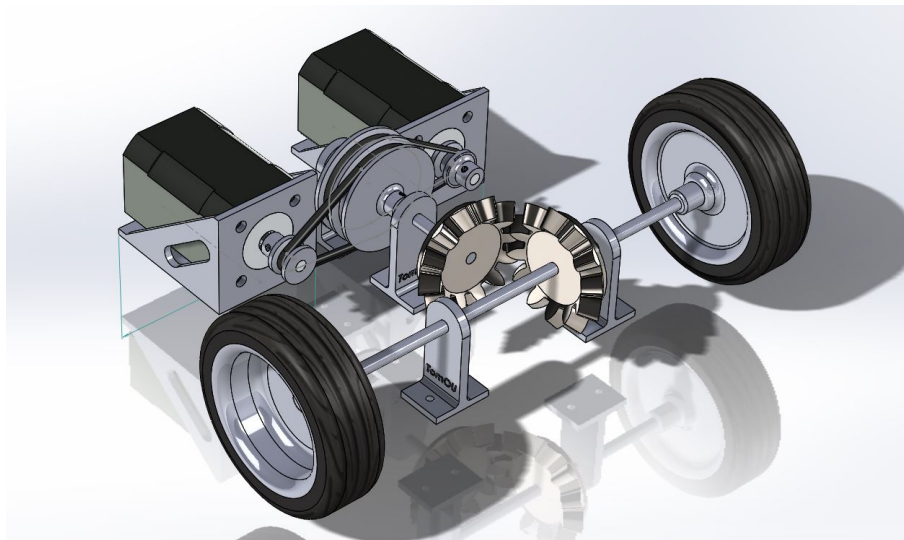


Figura 3.1: Diseño 3D de Sistema General.

Posteriormente al diseño, se llevó a cabo la impresión de cada parte que conforma el sistema general (sin los motores) en una impresora 3D con la que se cuenta en el laboratorio de Control Avanzado de la Facultad de Ciencias de la Electrónica.

3.1.2. Construcción de prototipo

En este apartado, se muestra que a partir del diseño e impresión de los elementos que conforman el modelo del sistema general antes mencionado, se procedió a construir el

prototipo respetando las dimensiones para el acoplamiento de las bandas y la tensión de éstas para un correcto funcionamiento, como se muestra en la figura 3.2. Así mismo, en la figura 3.2, se muestran los elementos que la conforman por lo que en el siguiente apartado se procede a obtener el modelo matemático primeramente de forma independiente, y después proceder a unificar en un sistema general.

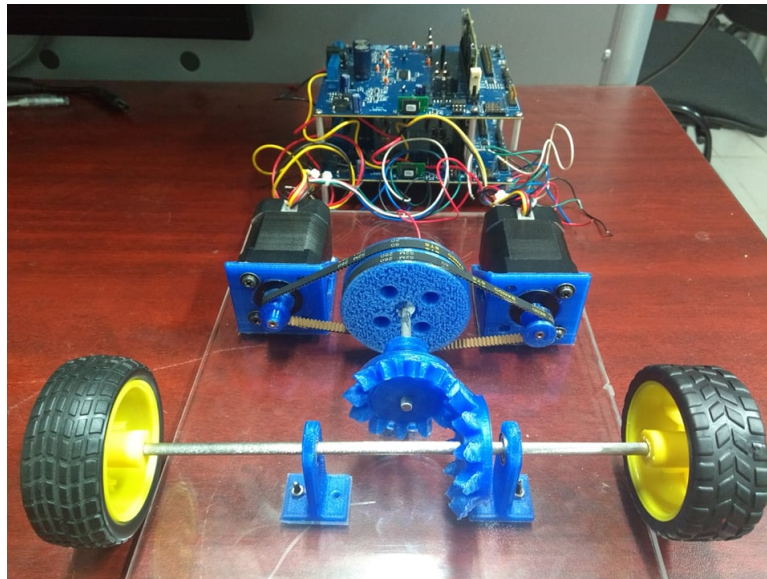


Figura 3.2: Prototipo del sistema general.

3.2. Controlador por rechazo activo de perturbaciones de un motor

En esta sección, se realiza el diseño del sistema de control basado en rechazo activo de perturbaciones (ADRC). La idea principal del ADRC es el uso de un observador de estado extendido (ESO) con la finalidad de estimar, en tiempo real, el estado no medido del sistema, así como los efectos de las llamadas perturbaciones totales, incluidos los efectos de dinámicas no modeladas, las cuales no se consideran en el modelo de la planta. Los observadores de estado extendido son regularmente de alta ganancia, por lo tanto, la precisión de estos observadores de alta ganancia dependen de la selección de sus ganancias con la finalidad de garantizar las estimaciones, evitando efectos de alta ganancia no deseados como inestabilidades o estimaciones ruidosas [1], [2], [3], [4], [5]. La Figura 3.3, muestra el diagrama a bloques del esquema de control propuesto.

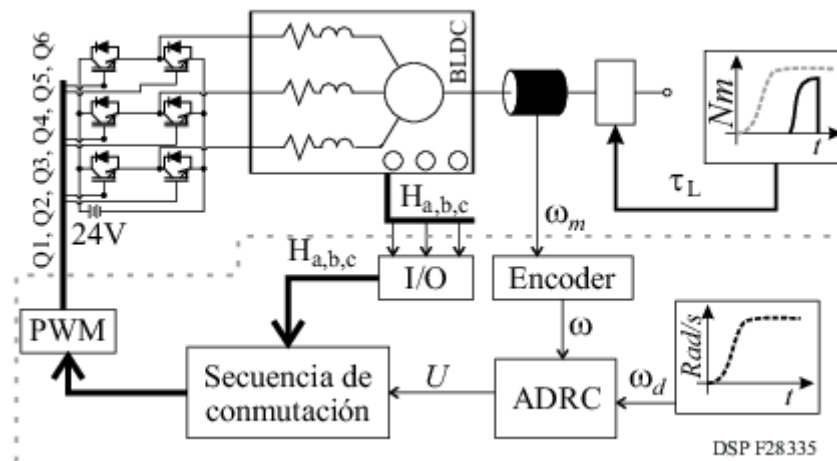


Figura 3.3: Diagrama a bloque del sistema completo para un motor BLCD.

Para ello, a partir del sistema mostrado anteriormente 2.15, conocemos que la salida plana del sistema de un motor es la velocidad angular, el cual es la salida que se obtiene mediante la linealización de entrada-salida del sistema. Entonces teniendo la ecuación del sistema general del motor de la siguiente manera:

$$J \frac{dw}{dt} + \gamma w + T_L = \frac{K_E}{R} (V_A + V_B + V_C) \quad (3.1)$$

Se calcula la parametrización de todas las variables del sistema 3.1 y el vector de control en $F_i = [F_1, F_2]^T$ con sus derivadas sucesivas en el tiempo. Donde $w_m = F$. Entonces, la ecuación del sistema general del motor queda parametrizado mediante el método de planitud de la siguiente manera:

$$J \dot{F} + \gamma F + T_L = \frac{K_E}{R} (V_A + V_B + V_C) \quad (3.2)$$

$$J \frac{R}{K_E} \dot{F} + \underbrace{\frac{\gamma R}{K_E} F + \frac{R}{K_E} T_L}_{:=\Psi} = \vec{U} \quad (3.3)$$

donde $U = V_A + V_B + V_C$ es la señal de control y el término Ψ contiene la dinámica de las perturbaciones exógenas y endógenas desconocidas. Así, el control propuesto queda de la siguiente manera:

$$\vec{U} = \frac{JR}{K_E} V_{av} + \Psi \quad (3.4)$$

Donde Ψ debe ser estimado mediante el uso de un observador de estado extendido debido a las características y ventajas antes mencionadas y así el controlador compense este tipo de perturbaciones.

3.2.1. Diseño de Observador de Estado Extendido.

Posterior al diseño del controlador se procede al diseño del observador de estado extendido (OEE). En este caso, se realiza la copia de la dinámica expresada en (3.3) de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\hat{F}_1 &= \hat{F}_2 + l_3(F_1 - \hat{F}_1) \\ \frac{d}{dt}\hat{F}_2 &= \frac{K_E}{JR}[V_{av}] + l_2(F_1 - \hat{F}_1) + \eta_1 \\ \dot{\eta}_1 &= \eta_2 + l_1(F_1 - \hat{F}_1) \\ \dot{\eta}_2 &= l_0(F_1 - \hat{F}_1)\end{aligned}\tag{3.5}$$

donde \hat{F}_1 y \hat{F}_2 es la estimación de w y su derivada en el tiempo respectivamente, η_1 , $\dot{\eta}_1$, η_2 y $\dot{\eta}_2$ es la estimación de Ψ y las derivadas sucesivas en el tiempo, y l_0 , l_1 , l_2 y l_3 son ganancias constantes del observador.

3.2.2. Ley de control ADRC.

Finalmente, teniendo el estado extendido del observador, se propone la ley de control de la siguiente forma sustituyendo a la η_1 , el cual representa una estimación de la perturbación total Ψ .

$$\vec{U} = \frac{JR}{K_E}(V_{av} + \eta_1)\tag{3.6}$$

donde V_{av} es (3.8).

3.2.3. Diseño de control de seguimiento de trayectoria.

Se desea que la salida de la posición angular w_m , siga una trayectoria suave de referencia y^d (F^*). Entonces, se diseñó una ley de control usando la perturbación estimada, con el objetivo de cancelar dicha perturbación de la dinámica. Por lo tanto, se escribe el sistema en términos del error para proponer una variable de error e , tal que, se cumpla una convergencia a vecindad cero de la siguiente manera:

$$e = y - y^d\tag{3.7}$$

Por lo tanto, se puede sugerir o imponer una dinámica virtual de seguimiento de la forma:

$$V_{av} = \dot{F} = \dot{F}^* - K_1(F - F^*) - K_0 \int_0^t (F - F^*)dt\tag{3.8}$$

donde K_0 y K_1 son ganancias constantes del controlador.

Para sintonizar el controlador y el observador se igualan sus respectivas dinámicas del

error a un polinomio Hurwitz. De esta forma, se asegura que los polos del sistema queden en el semiplano izquierdo del plano complejo.

Así las ganancias (K_0, K_1) son valores constantes positivos seleccionados a partir de un polinomio Hurwitz de segundo orden con la finalidad de garantizar la convergencia del error de la velocidad de seguimiento a una vecindad cero. Tal como se muestra a continuación:

$$P(s) = s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2$$

$$K_1 = 2\zeta w_n, K_0 = w_n^2 \quad (3.9)$$

Así mismo, los coeficientes (l_0, l_1, l_2, l_3) son ganancias con valores constantes positivos para el observador. En este caso se utiliza un polinomio Hurwitz de cuarto orden, dado de la siguiente manera:

$$P(s) = (s^2 + 2\zeta w_o s + w_o^2)^2 \quad (3.10)$$

$$l_0 = w_o^4, l_1 = 4\zeta w_o^3, l_2 = 4\zeta^2 w_o^2 + 2w_o^2, l_3 = 4\zeta w_o$$

3.2.4. Control Colaborativo

Posteriormente, al tener el control por rechazo activo de perturbaciones para cada motor, éste puede rechazar cualquier perturbación, sea endógena y/o exógena del sistema. Esto se lleva a cabo por medio de la retroalimentación de los estados igualando sus respectivas dinámicas del error al polinomio Hurwitz para garantizar su convergencia.

Ahora, teniendo cada uno de los motores siguiendo una velocidad de referencia mediante la dinámica impuestas, sin la sincronización y sin ningún medio físico, estos actuarán de forma independiente, tratando de alcanzar dicha referencia.

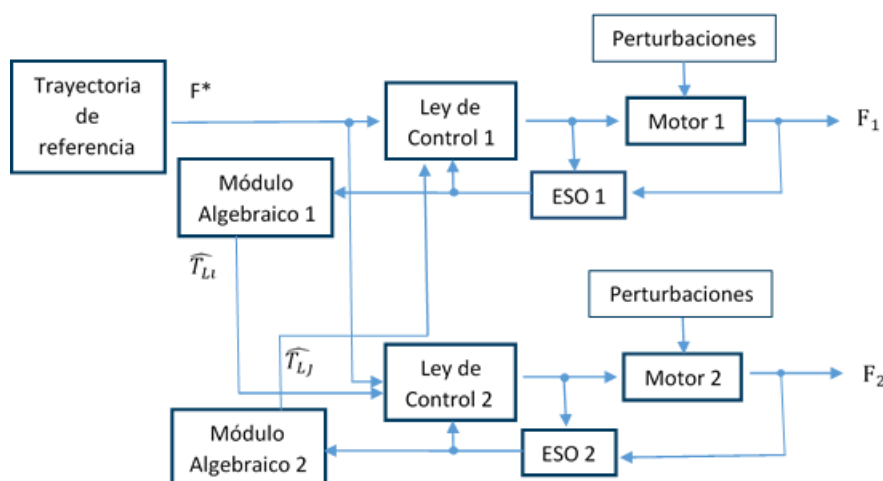


Figura 3.4: Diagrama de bloques del sistema de control colaborativo.

En este caso, teniendo el acoplamiento mecánico (poleas y bandas), estos tratarán de seguir uno a otro, aunque no se garantiza la repartición de carga entre los dos, debido a que uno puede obtener mayor par que otro.

Para ello se debe de realizar una condición de sincronización entre los actuadores, en este caso, se llevan a cabo dos condiciones, una para solo torques y otro para velocidades-torques de cada actuador, por lo que nos basamos en el diagrama de la figura 3.4 para llevar a cabo el control colaborativo en el sistema. Así mismo para ver con más detalle este diagrama, en la figura 3.5 se describe más a fondo las condiciones y las variables principales que se utilizan en el sistema.

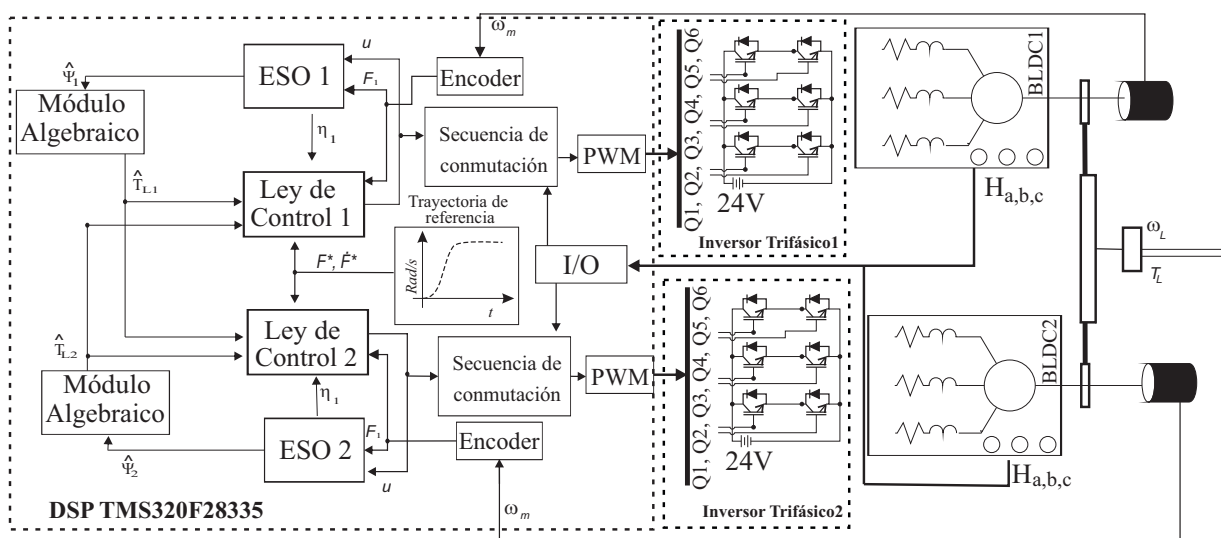


Figura 3.5: Esquema general del sistema con control colaborativo.

3.2.4.1. Sincronización de Torques

Entonces para poder garantizar la repartición de carga mediante el control colaborativo, se debe de utilizar una ganancia (K_{Tsync}) multiplicada por la dinámica del error de Torques entre los actuadores, el cual es seleccionada con la finalidad de garantizar la cooperación o colaboración de forma equitativa. Por lo tanto, la ecuación utilizada para ello se define en la ecuación 3.11.

$$K_{Tsync}(\hat{T}_i - \hat{T}_j) \quad (3.11)$$

Note que $(T_i - T_j)$ representa la condición de repartición de carga. Donde T_i es el torque generado por el actuador donde se implementará la ley de control y T_j el torque generado por el actuador vecino, es decir, con el que se quiere llevar a cabo esta colaboración. Este término es sumado a la dinámica virtual de seguimiento 3.8 donde resulta de la siguiente manera:

$$V_{av} = \dot{F} = \dot{F}^* - K_1(F - F^*) - K_0 \int_0^t (F - F^*)dt + K_{Tsync}(\hat{T}_i - \hat{T}_j) \quad (3.12)$$

Donde el torque de carga aplicado al motor está dado por:

$$\hat{T}_{i,j} = \frac{Ke}{R} \left(\Psi - \left(3Ke + \frac{BR}{Ke} F \right) \right) \quad (3.13)$$

Para la obtención de torque de carga, se hace por medio del observador de estado extendido, debido a que no se cuenta con sensores de par. Para ello, realizamos un bloque de función en ©PSIM, en el cual se adquieren las perturbaciones estimadas por el observador.

3.2.4.2. Sincronización de Torques-Velocidad

Así mismo como fue planteado la sincronización y condición de repartición de carga en la sección anterior, se lleva otra condición para las velocidades de los actuadores. Entonces con la finalidad garantizar la sincronización de velocidad mediante el control colaborativo, se debe de utilizar una ganancia (K_V) multiplicada por la dinámica del error de velocidades entre los actuadores. Por lo tanto, la ecuación utilizada para ello se define en la ecuación 3.14.

$$K_{V\text{sync}}(\omega_i - \omega_j) \quad (3.14)$$

Note que $(\omega_i - \omega_j)$ representa la condición de repartición de carga. Donde ω_i es la velocidad generada por el actuador donde se implementará la ley de control y ω_j la velocidad generada por el actuador vecino, es decir, con el que se quiere llevar a cabo esta colaboración. Este término es sumado a la dinámica virtual de seguimiento con la sincronización de torques como fue mencionado en 3.12 donde resulta de la siguiente manera:

$$V_{av} = \dot{F} = \dot{F}^* - K_1(F - F^*) - K_0 \int_0^t (F - F^*) dt + K_{T\text{sync}}(\hat{T}_i - \hat{T}_j) + K_{V\text{sync}}(\omega_i - \omega_j) \quad (3.15)$$

Así estas ecuaciones pueden ser implementadas en la ley de control. Para ello, como fue mencionado anteriormente, se requieren de diferentes pruebas con la finalidad de obtener resultados con cada una de las sincronizaciones propuestas, las cuales se mostrarán en el siguiente capítulo.

3.3. Simulaciones

Ahora, a partir del modelo obtenido del sistema, se procede a llevar a cabo la simulaciones de éste. El modelado y simulaciones del sistema nos permitirá una medición con herramientas gráficas y numéricas, en donde se analizarán los resultados obtenidos para observar el funcionamiento adecuado del sistema.

3.3.1. Control en lazo abierto

Para llevar a cabo esta simulación, se requiere conocer el comportamiento del motor en lazo abierto, es decir, sin ley de control.

El primer paso para la construcción del modelo será parametrizar adecuadamente tres elementos fundamentales del sistema que van a permanecer invariantes independientemente de la técnica de control que se desee utilizar. Estos son la fuente, inversor y el motor, donde éste último se parametriza de acuerdo a la tabla 3.1. Para ello, se utilizará el bloque del motor CD sin escobillas del software ©PSIM como se muestra en la figura 3.6.

Tabla 3.1: Características de Motor DT4260

Number of Poles	8
Resistencia	0.8+-10% Ω 20 °C
Inductancia	1.2+-20% mH
Voltaje nominal	24 V
Velocidad sin carga	6000+-10% RPM
Corriente sin carga	<0.5A 25°C
Torque nominal	0.125 N.m
Velocidad Nominal	4000+-10% RPM
Pico de Torque	0.38 N.m
Torque constante	0.0355 N.m/A
Fuerza Contraelectromotriz	2.71+-10% V_{rms}/K_{rpm}
Inercia Rotor	0.0048 Kgm^2
Peso	0.45Kg
Constante FEM (Ke)	0.4249

De acuerdo con las técnicas de conmutación y de control descritas anteriormente, se va a desarrollar un modelo utilizando bloques en ©PSIM que permita al usuario seleccionar el control utilizando sensores de efecto Hall, la conmutación, así como las señales PWM que ingresan al inversor trifásico.

Así, en la figura (3.4), se muestra la conmutación que se lleva a cabo a partir de las entradas de los sensores de efecto Hall (A, B y C) para poder obtener el giro adecuado hacia los dos diferentes sentidos ya sea, horario o anti-horario, como se describió en la tabla 2.3 y 2.4 del apartado 2 de conmutación del motor sin escobillas. En este caso, se utiliza una connotación de (HA1, HB1 y HC1) como entradas digitales obtenidas de los sensores Hall.

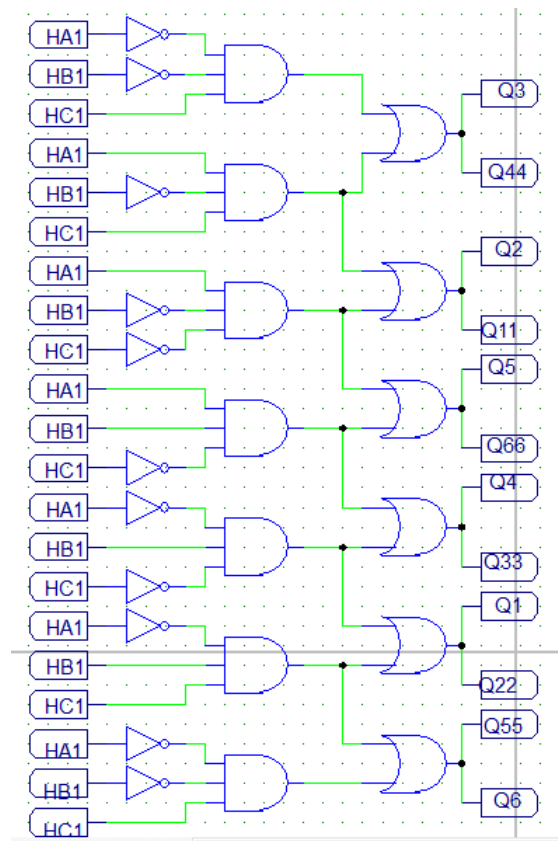


Figura 3.6: Conmutación en PSIM

Para llevar a cabo el cambio de giro, se utiliza un bloque de direction, el cual a partir de la señal de control nos indicará si ésta señal es positiva o negativa, y a partir de ella, utilizará la conmutación adecuada para el giro según corresponda. Para ello, se utiliza de Q1 a Q6 hacia un sentido horario y de Q11 a Q66 la conmutación hacia el sentido anti-horario.

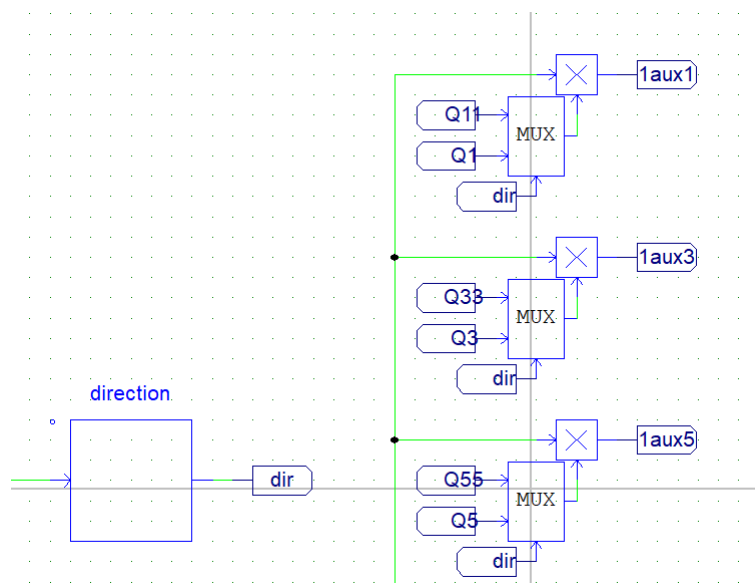


Figura 3.7: Cambio de giro del motor

Entonces, teniendo las configuraciones antes mencionadas en cada uno de los bloques, se manda una cierta referencia bajo una señal PWM, en donde el motor va a comportarse de acuerdo a esta señal. La señal PWM (dada en porcentajes), se puede traducir al ciclo de trabajo y el cual ejerce como una señal de control en el rango de -1 a 1 siendo estos el 100% hacia cada sentido de giro según corresponda la activación de los transistores del inversor trifásico denotados de 1T1 a 1T6 respectivamente.

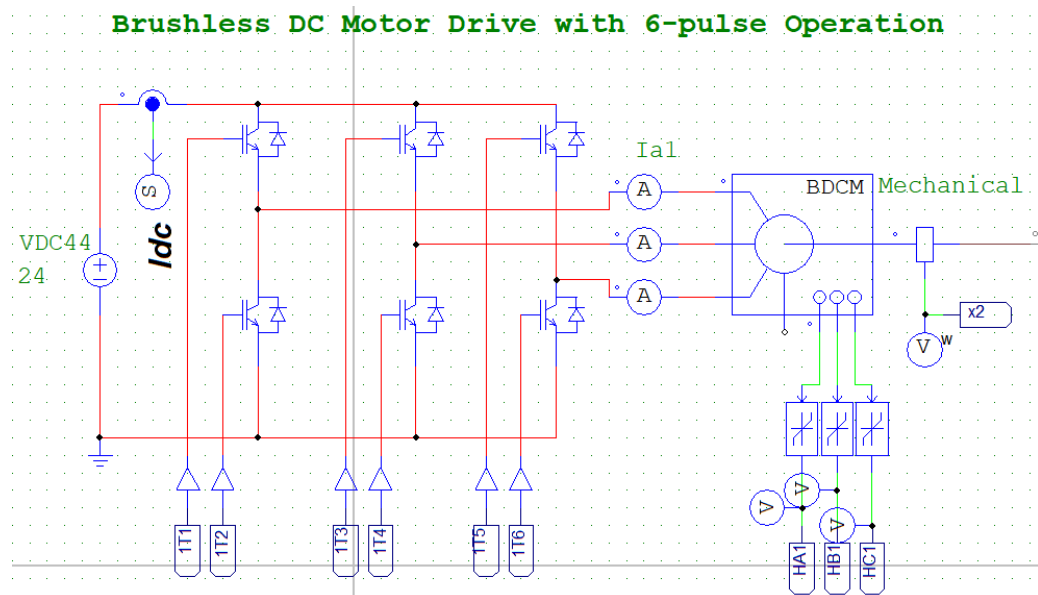


Figura 3.8: Motor sin escobillas

También se puede analizar el comportamiento por medio de una simulación a partir de Simulink-Matlab utilizando ya sea modelo dinámico o el bloque de motor CD sin escobillas mostrando resultados de esto en el Apéndice A.4.

3.3.2. Control en lazo cerrado

En este apartado, se muestra la simulación de un motor CD sin escobillas en lazo cerrado, es decir, con una retroalimentación del sistema de control. Este lazo de control nos permite compensar las perturbaciones ya sean internas o externas del sistema. Para llevar a cabo la sintonización del control, se efectúa por medio del polinomio Hurwitz, mostrado en la sección anterior en la ecuación (3.9). Entonces, a partir de la ecuación 3.9, obtenemos las dos ganancias (K_0 , K_1) para garantizar la convergencia del error a vecindad cero. Por lo que se propone una $w_n = 25$ y $\zeta = 0.707$. Así mismo, para el observador de estado extendido, nos basamos en el polinomio de Hurwitz de cuarto orden dada en la ecuación 3.10, utilizando una $w_o = 4.5$ y $\zeta = 1.5$ para las ganancias del observador (l_0 , l_1 , l_2 y l_3).

Para llevar a cabo las ecuaciones de control y observador de 3.6 a 3.8, se llevaron a cabo a a partir de bloques de función de ©PSIM con la finalidad de cerrar el lazo de control y

obtener el seguimiento de trayectorias tipo Bezier, el cual va de -50 a 50 rad/s, durando 4 segundos cada una de ellas.

Estos bloques mencionados son incorporados a los bloques y especificaciones mencionadas en el apartado de lazo abierto. En la siguiente figura, se puede apreciar la velocidad deseada de referencia y la velocidad del motor.

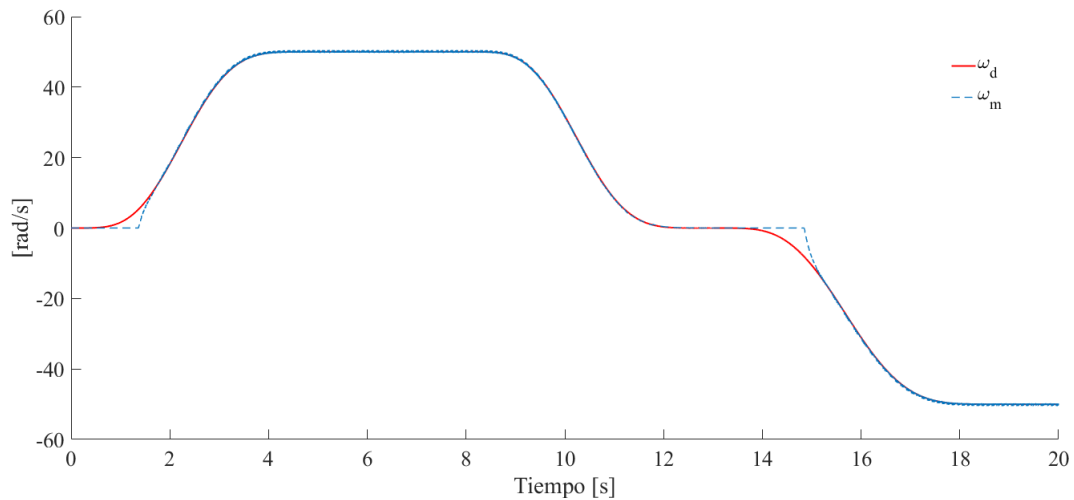


Figura 3.9: Velocidades

Así en la figura 3.8, se puede apreciar la señal de control en donde esta actúa de -0.1 a 0.1 lo cual fue suministrado de acuerdo a los requerimientos de la señal de referencia y debido a que no se le suministró ningún tipo de carga al motor, funcionando de manera ideal.

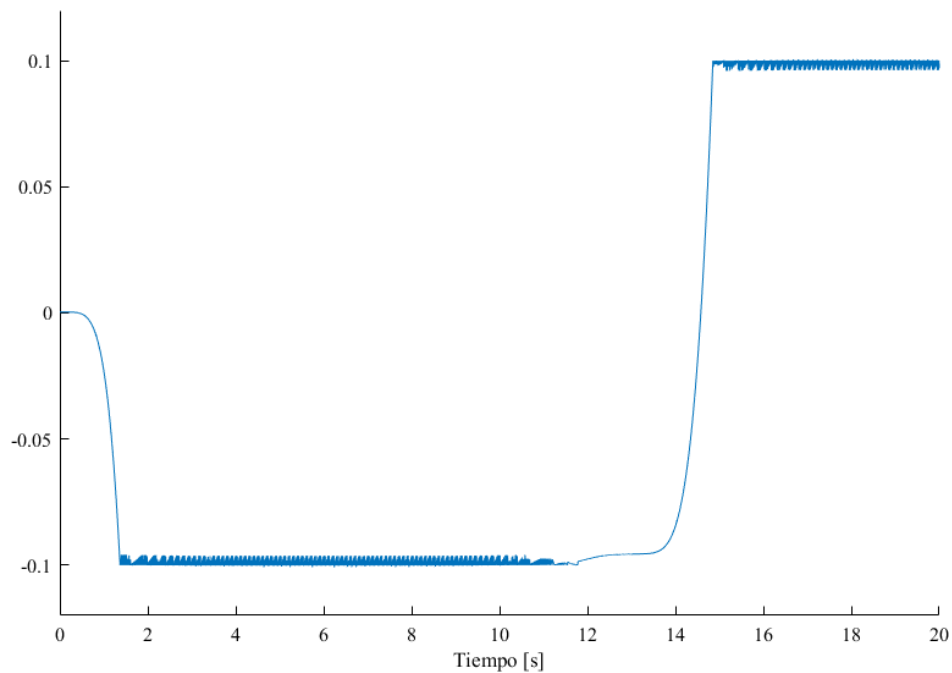


Figura 3.10: Señal de control

Para comprobar que hay un buen comportamiento del sistema, se pueden observar las corrientes de fases del motor (I_a , I_b y I_c), debido a que lleva una cierta secuencia para que el motor pueda funcionar. Así mismo, la máxima corriente dada en simulación es aproximadamente 0.6 A, como se muestra en la figura 3.9.

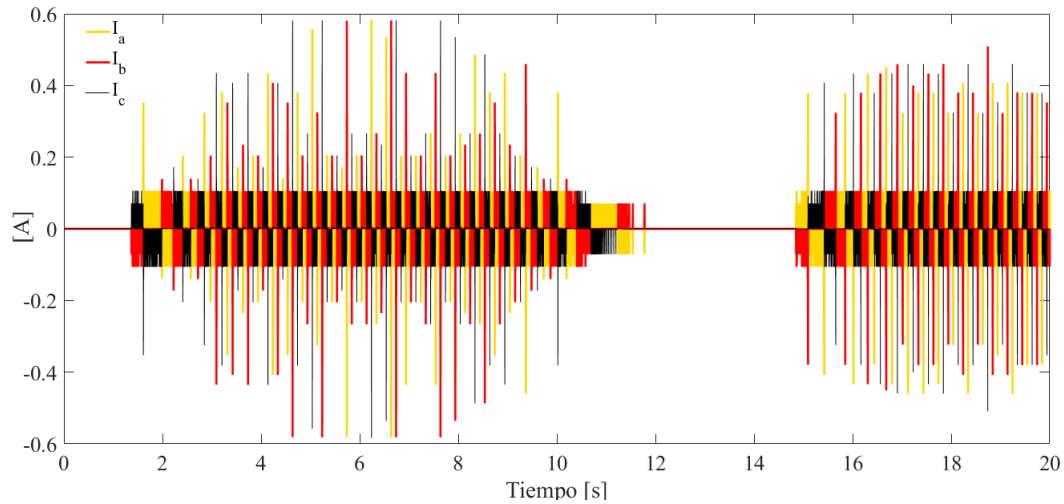


Figura 3.11: Corrientes de fases de motor BLCD

3.4. Tren de tracción

En este apartado, se describirá el sistema de tracción utilizado, para esto, habrá un sistema de poleas-bandas con engranajes, el cual nos permitirá observar el comportamiento de éstos a partir del par y velocidad generados por la colaboración de los dos motores sin escobillas.

Para el sistema de tracción, a partir del modelo propuesto, se obtiene el modelo matemático del sistema de tracción por medio del uso de poleas-bandas, como se muestra en la figura (3.10).

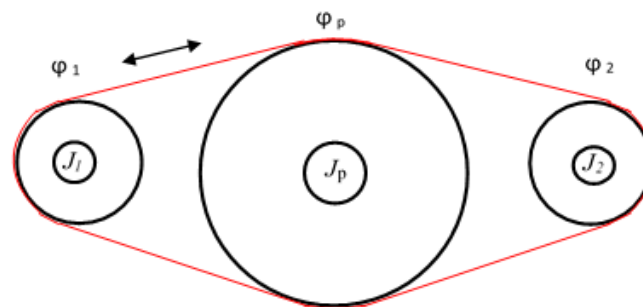


Figura 3.12: Sistema equivalente del sistema de tracción

Por lo tanto, a partir del sistema equivalente del tren de tracción de la figura (3.10), se muestra el sistema equivalente en sistema osciladores torsionales, y visto como sistema de

masa resorte amortiguador como se muestra en la figura 3.11.

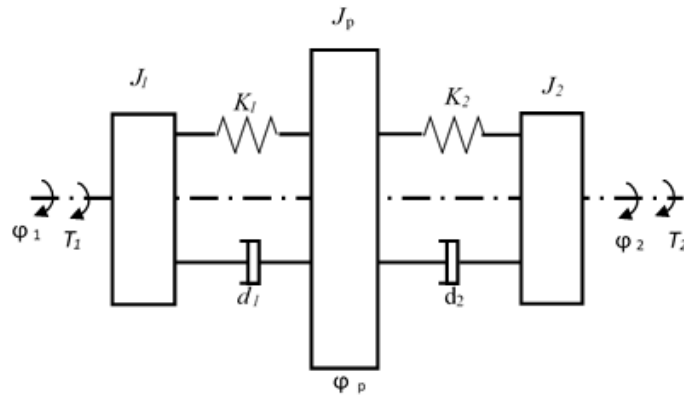


Figura 3.13: Sistema masa-resorte-amortiguador equivalente del sistema de tracción

Ahora, teniendo en cuenta el sistema de tracción de esta forma, procedemos a hallar el modelo matemático del sistema el cual queda de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 J_1 \ddot{\varphi}_1 &= -K_1(\varphi_1 - \varphi_p) - d_1(\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_p) + T_1 \\
 J_p \ddot{\varphi}_p &= -K_1(\varphi_p - \varphi_1) - d_1(\dot{\varphi}_p - \dot{\varphi}_1) - K_2(\varphi_p - \varphi_2) - d_2(\dot{\varphi}_p - \dot{\varphi}_2) - T_L \\
 J_2 \ddot{\varphi}_2 &= -K_2(\varphi_2 - \varphi_p) - d_2(\dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_p) + T_2
 \end{aligned}$$

3.5. Discusión

A partir de los sistemas mostrados anteriormente, el sistema centralizado y descentralizado, podemos decir que el sistema descentralizado actúa de mejor manera debido al uso de un controlador por motor, por lo que podemos aprovechar que un solo motor puede actuar de manera colaborativa en casos extremos de que hubiera un daño en dicho sistema. Así mismo, el sistema descentralizado no se requiere obtener un control total del sistema, por lo que actúa de forma individual en cada planta, en este caso, cada motor sin escobillas.

Capítulo 4

Implementación de un sistema de tracción en plataforma experimental.

En esta sección, se describe la plataforma experimental en el cual se lleva a cabo la implementación del algoritmo de control para el motor BLCD y control colaborativo propuesto entre los actuadores a partir de los torques y velocidades generadas, como se muestra en la figura 4.1.

4.1. Descripción de la plataforma

En este apartado, se muestra los componentes del proyecto (hardware y software), describiendo cada uno de ellos, la implementación del algoritmo de control, así como la unión de los componentes de la plataforma experimental y los resultados experimentales obtenidos. A continuación se describen los elementos importantes de la plataforma experimental.

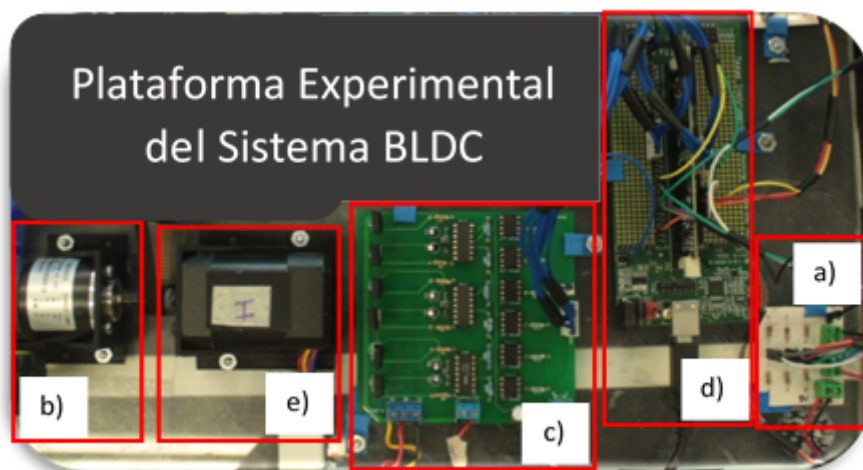


Figura 4.1: Sistema General. a)Acoplamiento de sensores b) Encoder rotativo c) Inversor trifásico d) DSP e) Motor

4.1.1. Motor BLCD

Para el desarrollo de este proyecto se seleccionaron dos motores del kit de desarrollo C2000 de Texas Instrument con el que se cuenta en el laboratorio de Control Digital, los cuales son motores DT4260-24. Éstos son motores CD sin escobillas síncronos de imanes permanentes trifásicos a 24 V con devanados en topología estrella. Entre las características más destacadas de este motor son:

Tabla 4.1: Características de Motor DT4260

Number of Poles	8
Resistencia	0.8+-10% Ω 20 °C
Inductancia	1.2+-20% mH
Voltaje nominal	24 V
Velocidad sin carga	6000+-10% RPM
Corriente sin carga	<0.5A 25°C
Torque nominal	0.125 N.m
Velocidad Nominal	4000+-10% RPM
Pico de Torque	0.38 N.m
Torque constante	0.0355 N.m/A
Fuerza Contraelectromotriz	2.71+-10% $V_{rms}/Krpm$
Inercia Rotor	0.0048 Kgm^2
Peso	0.45Kg
Constante FEM (Ke)	0.4249

En la figura 3.10, se muestra el motor BLCD antes mencionado con modelo DT4260-24 de TelcoMotion.



Figura 4.2: Motor sin escobillas DT4260-24 [37]*TI

Para llevar a cabo las conexiones de las fases del motor es necesario basarse como indica el fabricante, el cual se puede encontrar en el Apéndice A, o directamente en la página de Texas Instrument. Así, en la siguiente tabla se pueden describir los cables que se utilizan para que el motor funcione correctamente, especificando fases y sensores de efecto Hall, como se muestra a continuación.

Tabla 4.2: Diagrama de Cables de motor DT4260

Diagrama de cables							
UL1430 AWG20			UL1430AWG26				
FASE U	FASE V	FASE W	HALL +3V MIN	HALL A	HALL B	HALL C	HALL GND
AMARILLO	ROJO	NEGRO	ROJO	AZUL	VERDE	BLANCO	NEGRO

El movimiento giratorio del motor se lleva a cabo manteniendo la sincronización entre la posición del rotor dada por los sensores de efecto Hall y el voltaje de fase aplicado. Por esta razón, se deben medir las señales de los sensores de efecto Hall para controlar la secuencia de conmutación del inversor en función de la posición obtenida del rotor. Dicha secuencia de conmutación se describe en [Xia,2015]. Para llevar a cabo la lectura de los sensores de efecto Hall, se configuran en el software PSIM como entradas digitales, como se muestra en la figura (4.3).

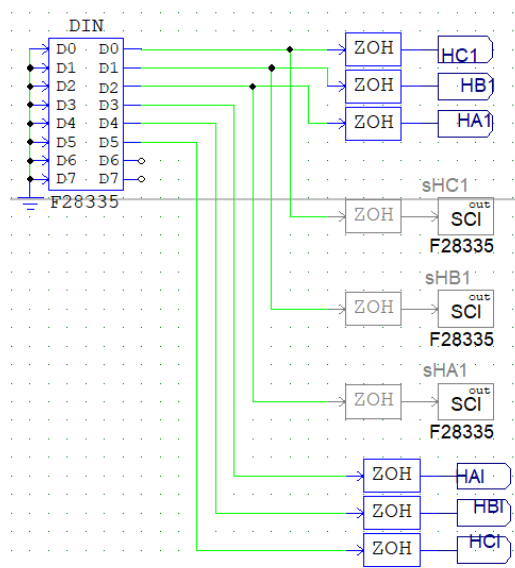


Figura 4.3: Adquisición de señales de sensores de efecto Hall

Se puede observar que se tienen dos sensores de efecto Hall A, B y C, respectivamente para el uso de los dos motores, por lo que en este caso, utilizamos un solo bloque de entradas digitales para la lectura de estos. Después de configurar las entradas digitales, se utilizan los bloques de muestreador-reductor (ZOH) para controlar la frecuencia de muestreo a 1000 datos por segundo.

4.1.2. Inversor Trifásico

El inversor es utilizado para alimentar las fases del motor BLDC de forma controlada. Este dispositivo cuenta con la integración de 6 transistores de tipo IGBT (GF14NC60KD) y

su accionamiento es de forma independiente. La conmutación de los transistores depende de la secuencia correspondiente a la combinación leída de los sensores de efecto Hall mencionada en figura (3.4). Para llevar a cabo el diseño e implementación de este circuito inversor se basó en [Xia, Chan-liang, Brushless DC Motor Drives and Controls], el cual nos indica una manera en la que se puede controlar el motor a partir de un driver usando IR e IGBT's o MOSFET. El circuito de conducción MOSFET puede estar constituido por componentes discretos, así como por controladores especiales que tienen un circuito simple, alta confiabilidad y amplia aplicación. El diseño del inversor trifásico se realizó con el software Eagle, en el cual en la figura (4.7), se muestra el esquemático utilizado en este hardware. Así mismo, en la figura (4.4), se muestra el ruteado del PCB con los componentes electrónicos que esta conlleva como son: resistencias, capacitores, opto-acopladores, entradas PWM, Drivers para IGBT's, IGBT's y sus respectivos bornes. Una vez dibujado y analizado el circuito se procede a la impresión de las tarjetas a utilizar, en este caso son 2, uno para el accionamiento de cada uno de los motores.

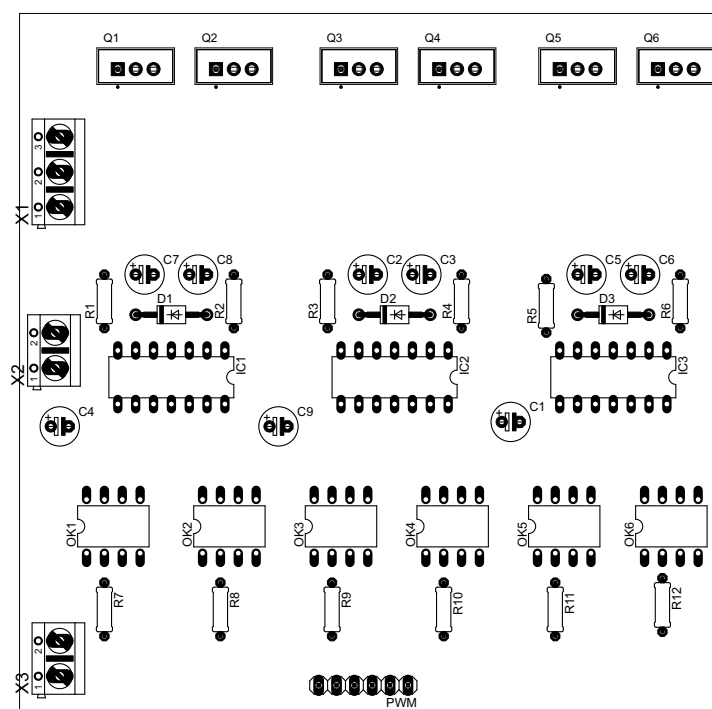


Figura 4.4: PCB de Inversor trifásico

Posterior a la impresión de las tarjetas electrónicas, se lleva a cabo la construcción de estos dispositivos como se muestra en la figura 4.5, donde los IGBT's trabajan con un voltaje máximo de 300V y con una corriente máxima de 10 A, desacoplados por medio de opto-acopladores de tipo IRF2110. Estos opto-acopladores son ampliamente utilizados. Su voltaje de funcionamiento puede ser tan alto como 500V, el rango de voltaje de la unidad de 10 a 20V, y el rango de voltaje de potencia lógica es de 3.3 a 15V.

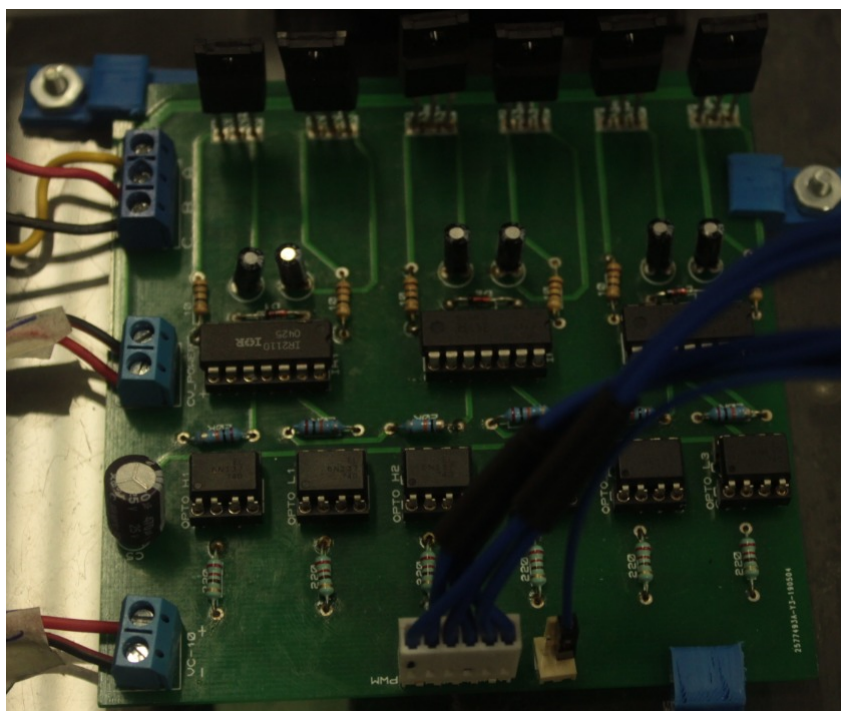


Figura 4.5: Construcción de inversor trifásico

Para llevar a cabo la implementación de este dispositivo, el cual cuenta con 6 IGBT's accionados de forma independiente a partir de 6 señales tipo PWM (T11-T16) a una frecuencia de 20 KHZ proveniente del DSP TMSF28335, utilizando el módulo 2-ph PWM. Esta debe ser configurada en los módulos digitales de la tarjeta, para posteriormente ser controlado por una entrada acotada en 0 y 1, donde 1 es el 100 % de ciclo de trabajo.

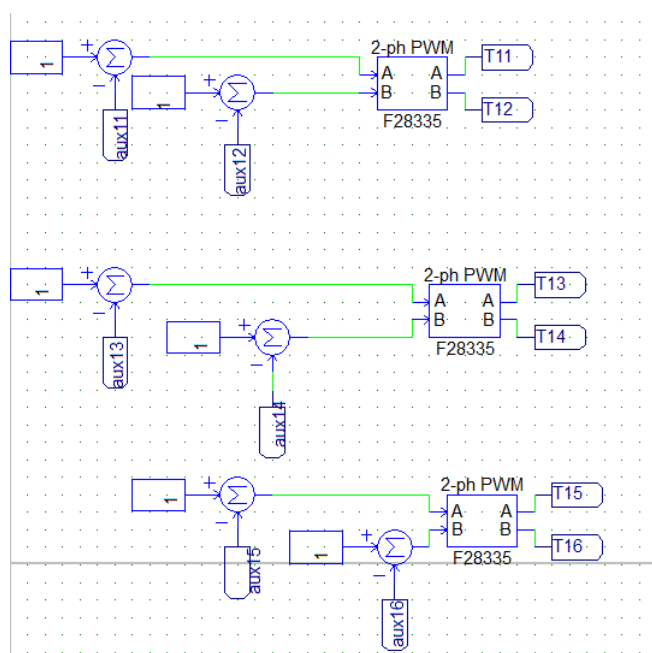


Figura 4.6: Módulos PWM

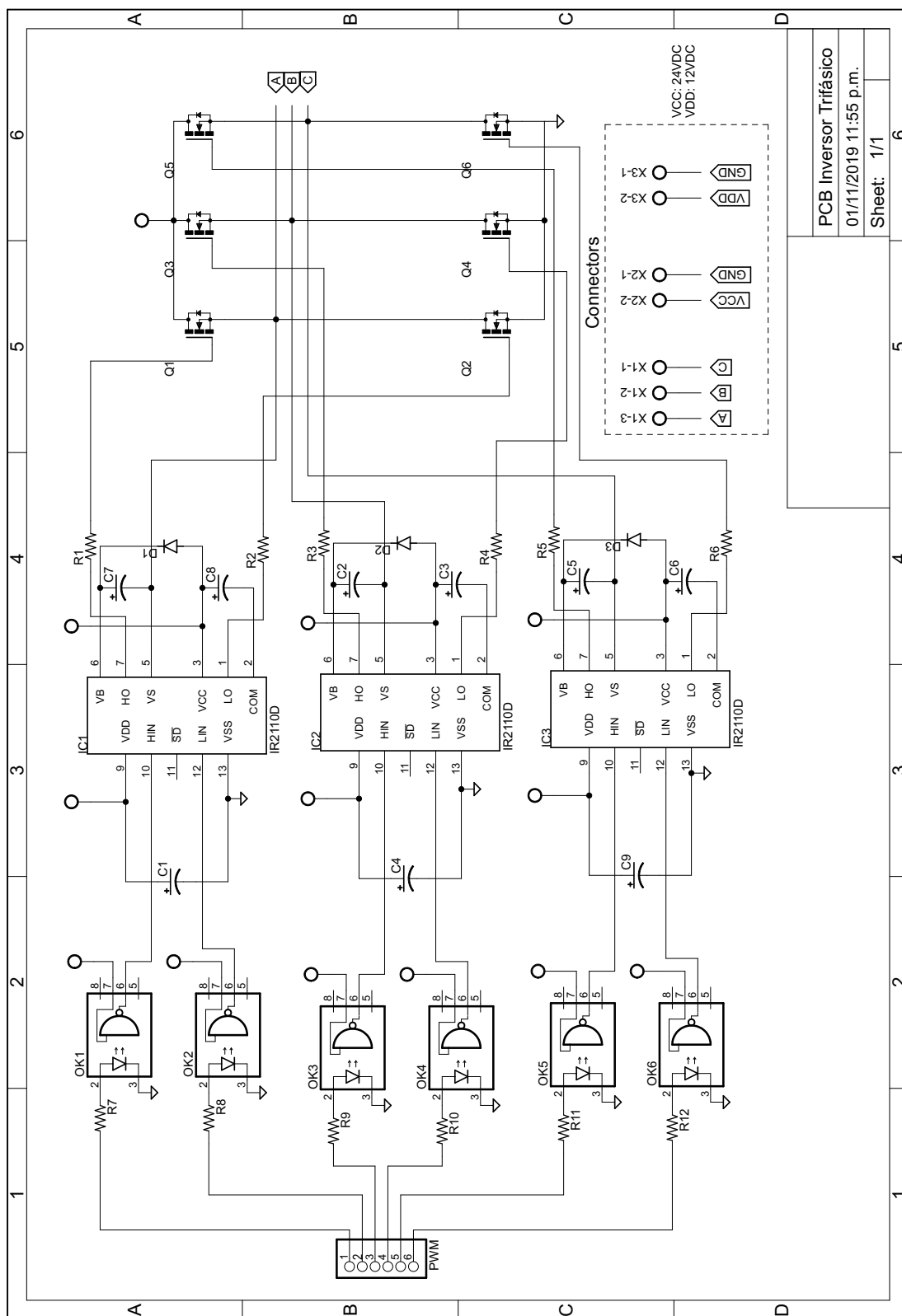


Figura 4.7: Esquemático de Inversor trifásico

4.1.3. Encoder Rotativo

Para llevar a cabo el control de velocidad en los motores, se requiere conocer la velocidad del mismo con la finalidad de retroalimentar la variable y obtener un seguimiento de una referencia. Por lo tanto para obtener esa variable en este caso se utilizará un encoder rotatorio incremental LPD3806-400BM-G5-24C. Este encoder cuenta con 4 cables, 2 de alimentación (+, -), fase A (verde) y fase B (blanco). Para la obtención de una buena señal en los motores, utilizamos un bloque de encoder en PSIM, el cual se especifica que la fase A y fase B se conectan al GPIO 20 y 21, respectivamente para el motor 1; y para el motor 2, GPIO 24 Y 25.

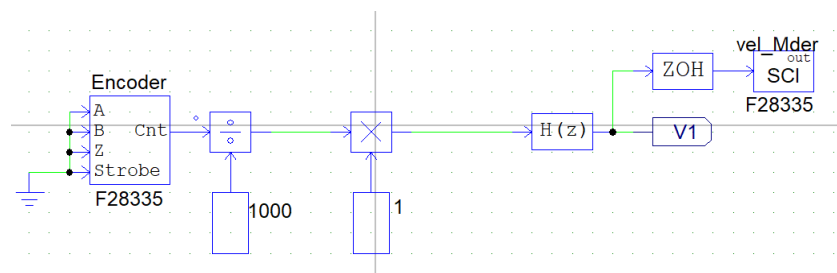


Figura 4.8: Adquisición de señales de sensores de efecto Hall

4.1.4. Sistema Embebido

El dispositivo lógico programable utilizado para implementar el esquema de control propuesto es el DSP TMSF28335. Es una tarjeta de 32 bits, con una frecuencia de reloj de 150 MHz. Además cuenta con entradas y salidas digitales, generador PWM, lector de encoder y conexión serial. En este caso, se establece un periodo de muestreo de $10 \mu s$ el generador PWM se ajusta a una frecuencia de $20 KHz$ (se utilizan 6 salidas PWM independientes para conmutar los transistores del inversor para cada motor). Para la captura de señales se utilizan los módulos seriales (SCI). La programación del DSP TMSF28335, se utiliza el software PSIM y Code Composer Studio. A continuación se mencionan características de la tarjeta.

- Alta eficiencia con 32 Bits de CPU.
- 150 MHz
- 18 canales de PWM, 8 de alta resolución.
- Puerto de I2C
- Puertos SPI
- Puerto CAN

- Puertos SCI
- Puertos eCAPs y eQEP



Figura 4.9: F2833X ControlCARD

Para llevar a cabo la implementación del software, se lleva a cabo las configuraciones a partir del programa de simulación utilizado. Primeramente se tiene que habilitar el uso del DSP TMSF28335, añadiendo bloques al programa de PSIM, como son: Simulation Control, DSP Clock, Hardware Config y SCI configuration. En el bloque de Simulation control se habilita el uso del DSP para permitir generar el código y posteriormente ser cargado con Code Composer. En el DSP Clock se configura la frecuencia de trabajo del DSP, en este caso es de 30 MHz y DSP Speed de 150 MHz. Así mismo, se utiliza el SCI configuration, el cual habilita la comunicación serial de la tarjeta DSP, en este caso, se utiliza el puerto B (GPIO 14 y 15) a una velocidad (bps) de 115200.

4.2. Implementación del algoritmo de control

En esta sección, se describirá la implementación del algoritmo de control, por lo que a partir de la tarjeta de desarrollo tipo DSP F28335 de Texas Instrument, se desarrolla el sistema de control con la ayuda de PSIM.

El análisis del modelo dinámico, así como el diseño del sistema de control se realiza considerando que cada uno de ellos se utilizará para cada actuador, es decir, para cada motor.

Por lo tanto, para ilustrar la implementación del sistema de control, hay que tener en cuenta que se llevó a cabo a partir del esquema mostrado en el apartado anterior en figura 3.3. Entonces decimos que el sistema tendrá dos señales de control, uno para cada motor en donde los dos compartirán la velocidad de referencia, así como la carga aplicada mediante el control colaborativo.

Para llevar a cabo la implementación en tiempo real, se requiere hacer debidas configuraciones de la tarjeta como se describe en el manual de usuario o en la breve descripción en el apartado de sistema embebido.

Así mismo, este procesamiento digital de sistema de control se implementará a la tarjeta mediante el uso de bloques de PSIM, los cuales se deben de configurar a partir de los

parámetros para posteriormente generar un código para poder programar la tarjeta DSP desde Code Composer. Para poder cargar el archivo, existen dos opciones: en una utiliza la memoria Flash y en la otra la RAM.

Así mismo, este dispositivo cuenta con ADC, GPIOs de entrada o salida, SCI, salidas PWM, etc. en el que se debe de configurar dependiendo del uso. Otras de las recomendaciones es configurar el puerto en el que es conectado la tarjeta.

Las señales que salen del control, nos permiten activar las fases del motor, pero suministrando siempre toda la tensión disponible en la fuente. Para permitir el control de la velocidad, lo que se insertará es un bloque con un control PWM, que mediante el control del porcentaje tiempo de ciclo que los transistores se mantienen conduciendo, permitirá variar la tensión eficaz que reciben las bobinas del motor, y por lo tanto, controlar la velocidad de giro.

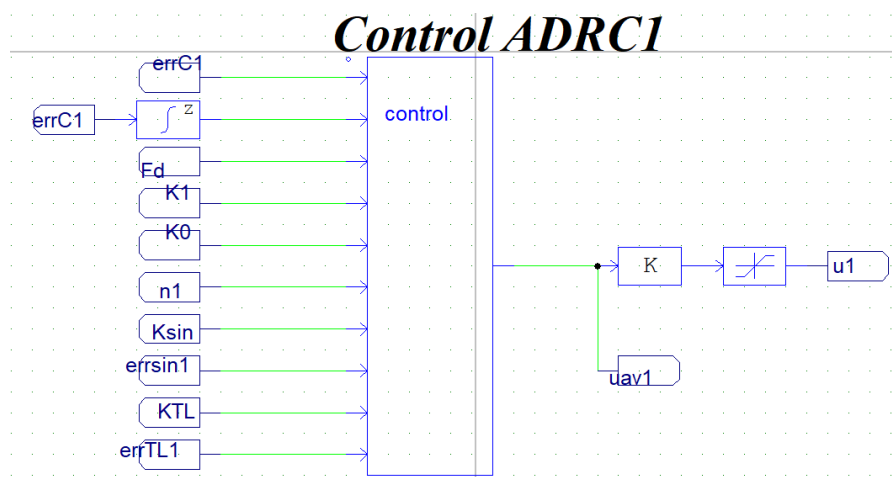


Figura 4.10: Sistema de Control en Bloque

4.3. Unión de la plataforma experimental

En esta sección, se describe la forma en la que se a partir de la implementación física con las tarjetas y motores antes descritas, se obtiene un sistema experimental. Así mismo, para poder obtener las mediciones del sistema, así como se plantea en el último objetivo, se describe el ambiente experimental, en el que se pretende obtener una comunicación entre estas, a partir del uso de PSIM/ Code Composer con la tarjeta.

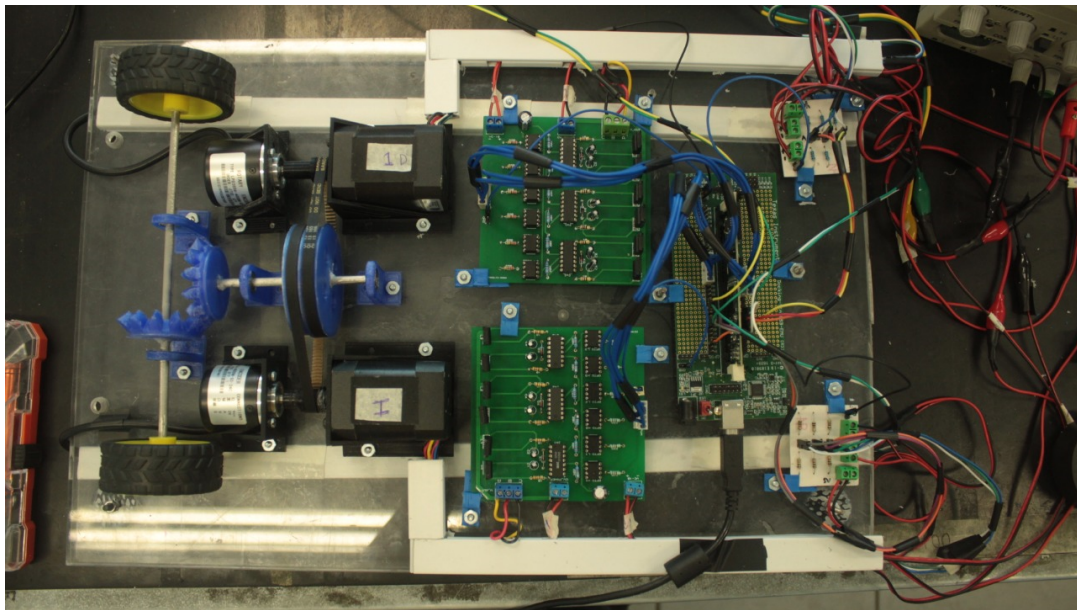


Figura 4.11: Sistema en plataforma experimental

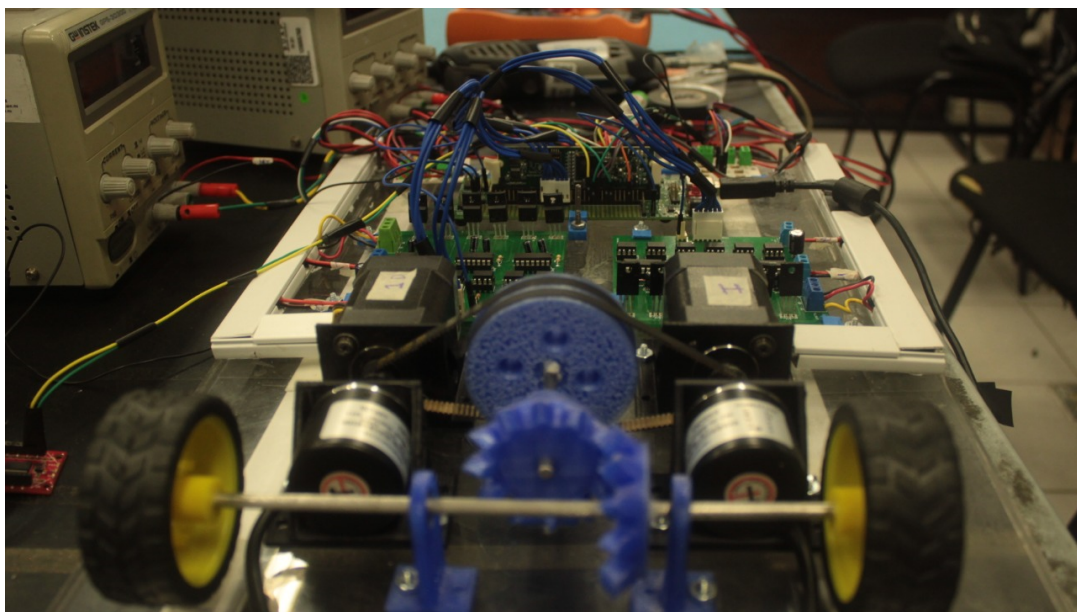


Figura 4.12: Sistema en plataforma experimental

4.4. Resultados experimentales

En esta sección, se describen los resultados obtenidos del sistema general, tanto en modo virtual como en implementación. Para ello, a partir del diseño del sistema de control por ADRC de un motor antes planteado, se procede a realizar la implementación en el sistema de plataforma experimental, primeramente utilizando un motor BLCD, para posteriormente llevar a cabo la unión del sistema en plataforma experimental como se muestra en la figura 4.12.

4.4.1. Sistema de Control por ADRC de un motor

El desempeño del esquema de control propuesto se demuestra a partir de pruebas experimentales en la plataforma experimental descrita anteriormente. Se establecen las siguientes ganancias del controlador: $w_n = 25$, $\zeta = 0.707$. Las ganancias aplicadas al observador son las siguientes: $w_o = 4.5$, $\zeta = 1.5$. Se tienen dos escenarios de prueba: seguimiento de una trayectoria de velocidad angular tipo Bezier y la otra es aplicar un par arbitrario de carga al eje del motor. A continuación se describen los resultados.

1. Prueba 1.

En esta prueba, se impone una trayectoria de referencia de velocidad angular tipo Bezier de -100 rad/s a 100 rad/s en un intervalo de tiempo de 4 s . En la Figura 4.13 se compara la velocidad angular medida ω_m con respecto a la referencia deseada ω_d . En dicha figura se observa un seguimiento adecuado de velocidad angular durante la trayectoria de referencia. Se puede observar que en el instante de 6 s se tiene una perturbación al eje del motor, compensando dicha perturbación para continuar con el seguimiento de la trayectoria.

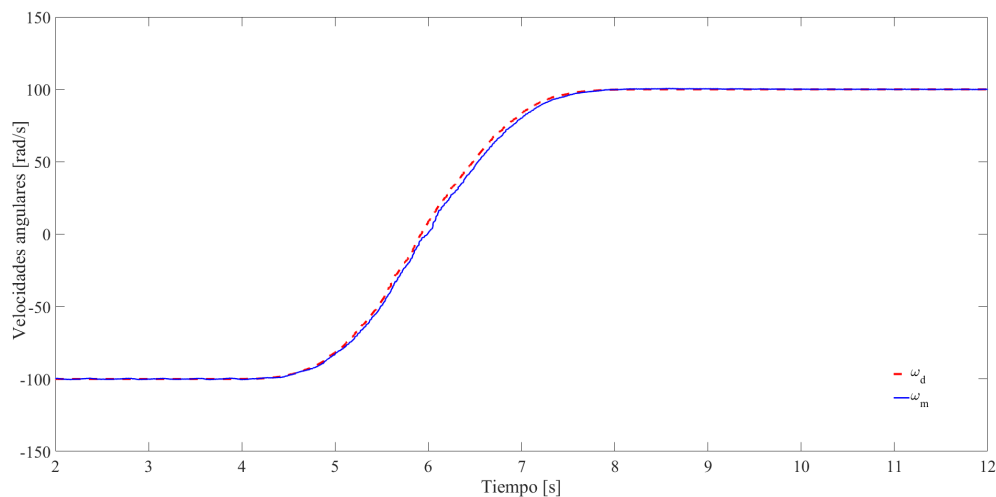


Figura 4.13: Respuesta de velocidad

El error de velocidad angular ($\omega_m - \omega_d$), también utilizado en un sistema plano como ($F - F^*$) durante la trayectoria deseada, se muestra en la Figura 4.14. Se observa que el error es de alrededor de 5.5 rad/s y de hasta 9 rad/s en el cruce por cero.

En la Figura 4.15 se muestran las señales Ψ y η_1 , en donde η_1 es la señal estimada de perturbaciones exógenas y endógenas y Ψ es la señal de perturbaciones medidas utilizando la función mostrada en la ecuación (3.3). En esta figura se observa que existe una diferencia entre las dos señales, esto debido a que el observador obtiene dinámicas no modeladas. Dicha información adicional es realimentada al esquema de control propuesto para que

este tipo de perturbaciones sean compensadas.

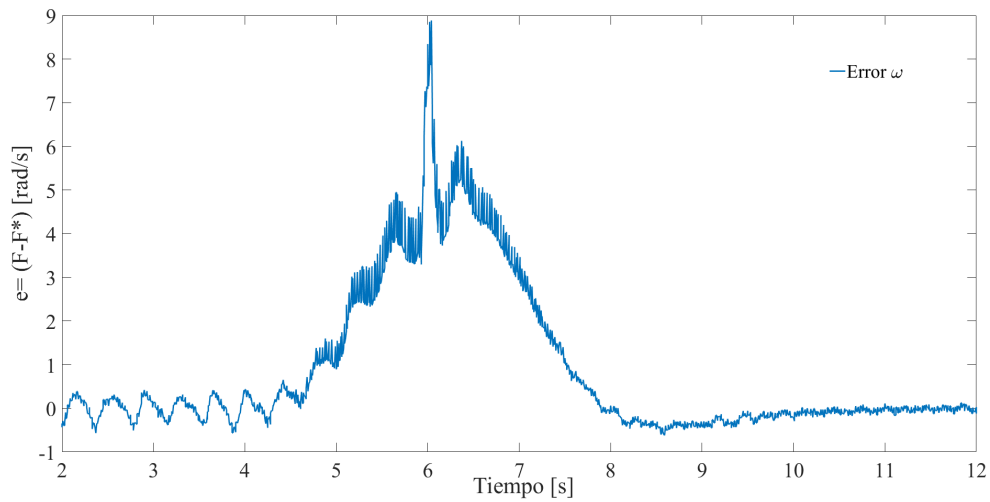


Figura 4.14: Respuesta de error de velocidad.

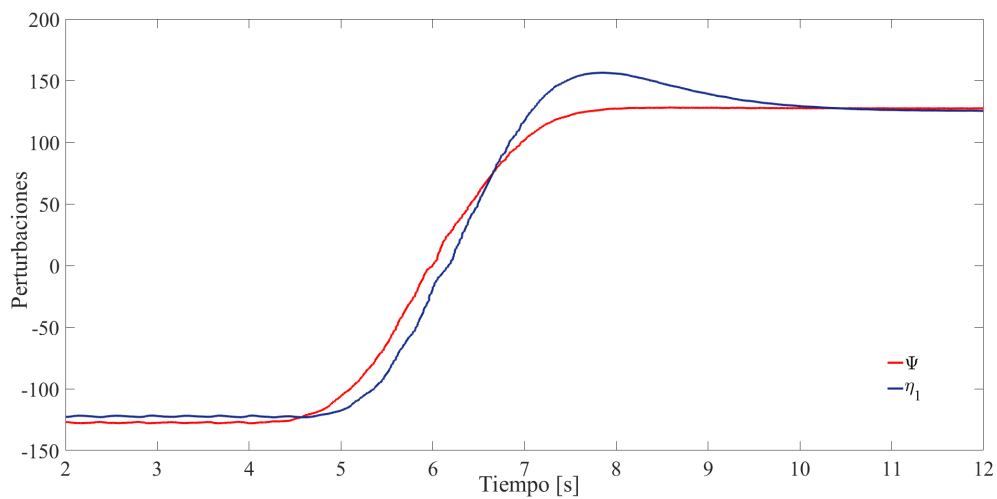


Figura 4.15: Respuesta de perturbaciones.

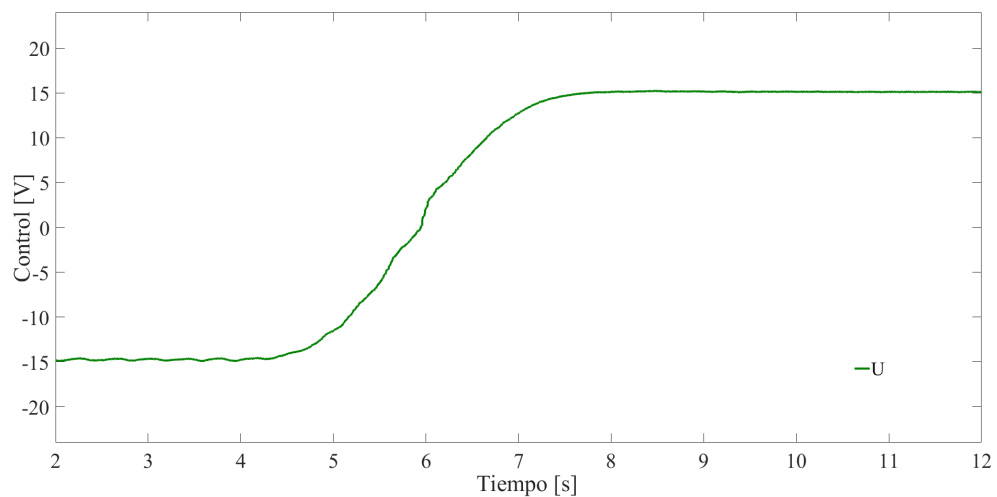


Figura 4.16: Respuesta de control de sistema.

Así mismo, a partir de las estimaciones del observador el sistema de control compensa las perturbaciones que afectan al sistema, por lo que en la figura 4.16, se muestra la respuesta de control U .

2. Prueba 2.

En este escenario de prueba, se aplica un par arbitrario al eje del motor BLDC, en el intervalo de tiempo de 0.6 s a 8.2s, mientras tiene una velocidad angular constante de 100 rad/s. La Figura 4.17 muestra el par estimado que se aplica al eje del motor, el cual tiene un máximo de 0.06 N.m/s aproximadamente. En la Figura 4.18, se observa que el control ADRC propuesto compensa adecuadamente el par aplicado al eje del motor y mantiene la velocidad medida alrededor de la referencia. El error máximo es de 3.5 rad/s.

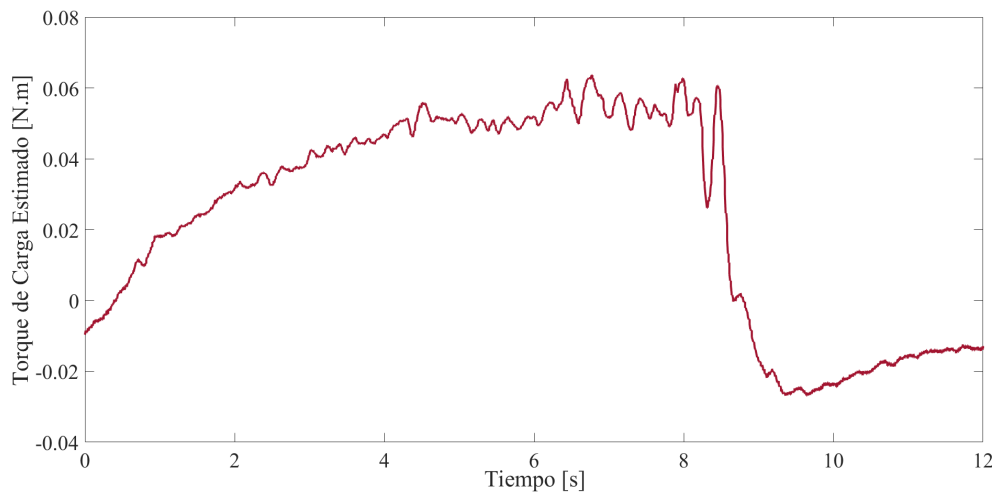


Figura 4.17: Estimación del par de carga aplicado al eje del motor

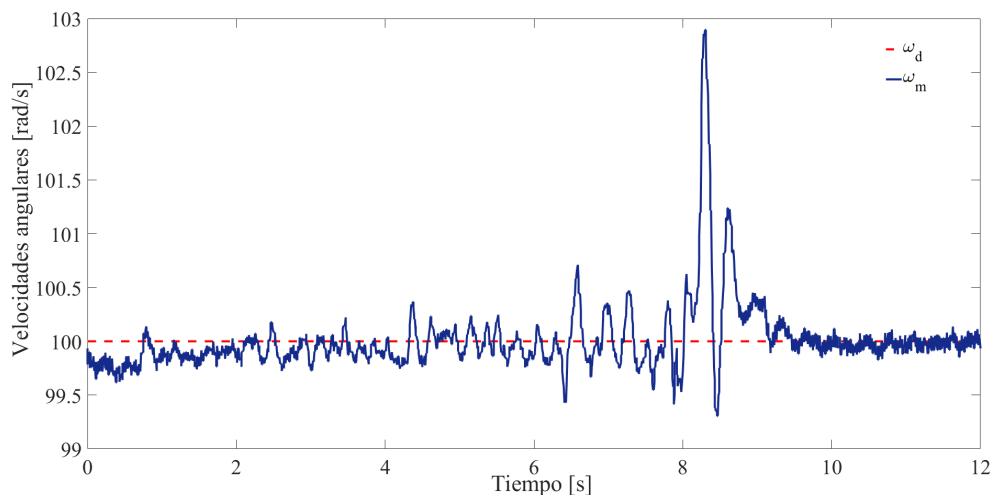


Figura 4.18: Respuesta de velocidad con perturbación.

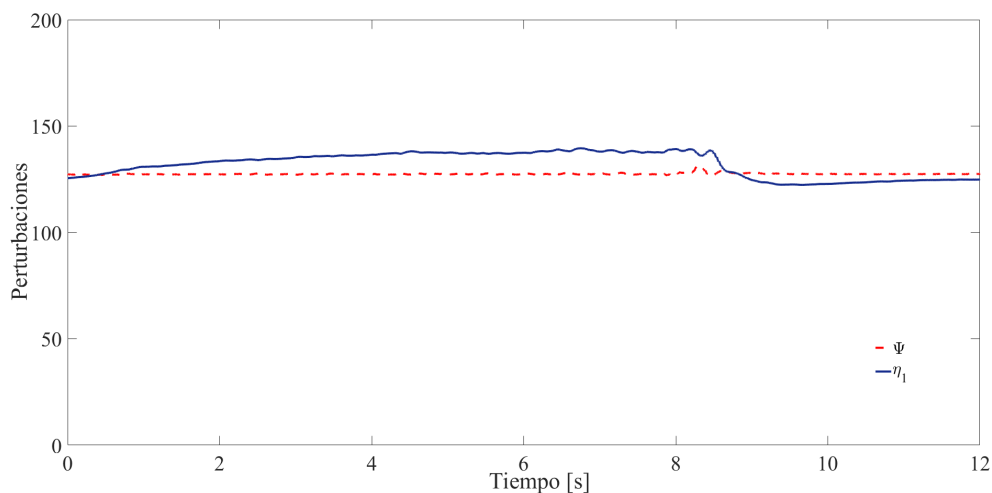


Figura 4.19: Respuesta de perturbaciones.

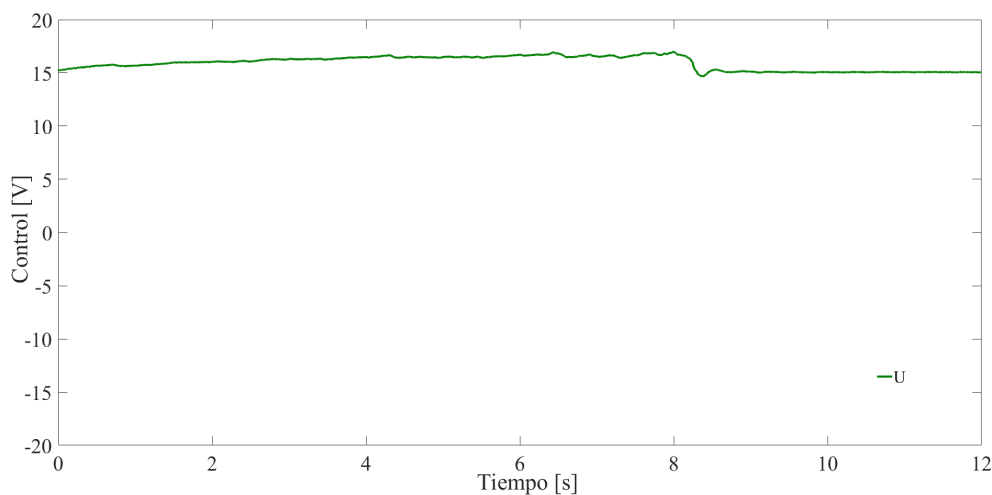


Figura 4.20: Respuesta del control ante la perturbación.

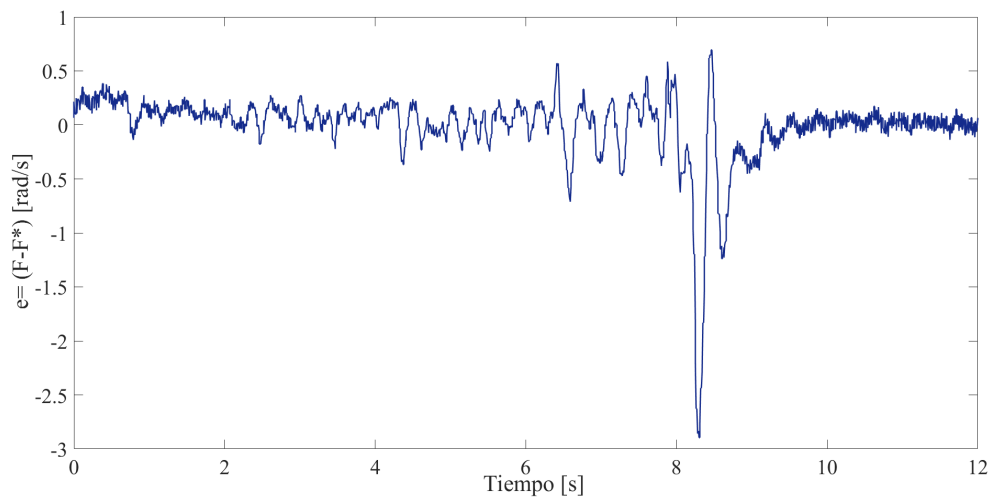


Figura 4.21: Error de velocidad angular ante perturbación

En la Figura 4.19 se muestra una comparación entre Ψ y su estimación η_1 . Se observa que en la señal medida Ψ no se observa la perturbación de par aplicado al motor. Sin

embargo en la señal estimada η_1 sí se aprecia dicha perturbación. Esta información estimada es realimentada al controlador ADRC propuesto para compensar adecuadamente la perturbación de par desconocido a través de una respuesta de la señal de control como se muestra en la Figura 4.20.

Así mismo, en la Figura 4.21, se muestra el error de velocidad angular ($\omega_d - \omega_m$) ante una perturbación de par aplicado al eje del motor, obteniendo un error máximo de 2.8 rad/s , el cual es afectada al momento de retirar el par aplicado al eje del motor.

4.4.2. Control por ADRC en ambos motores sin Control Colaborativo

En este apartado se describirá la experimentación del control basado en el rechazo activo de perturbaciones, el cual en esta prueba no se utiliza ninguna sincronización. Así, los dos motores sin escobillas, tienen un seguimiento de trayectoria de tipo Bezier de -50 a 50 rad/s.

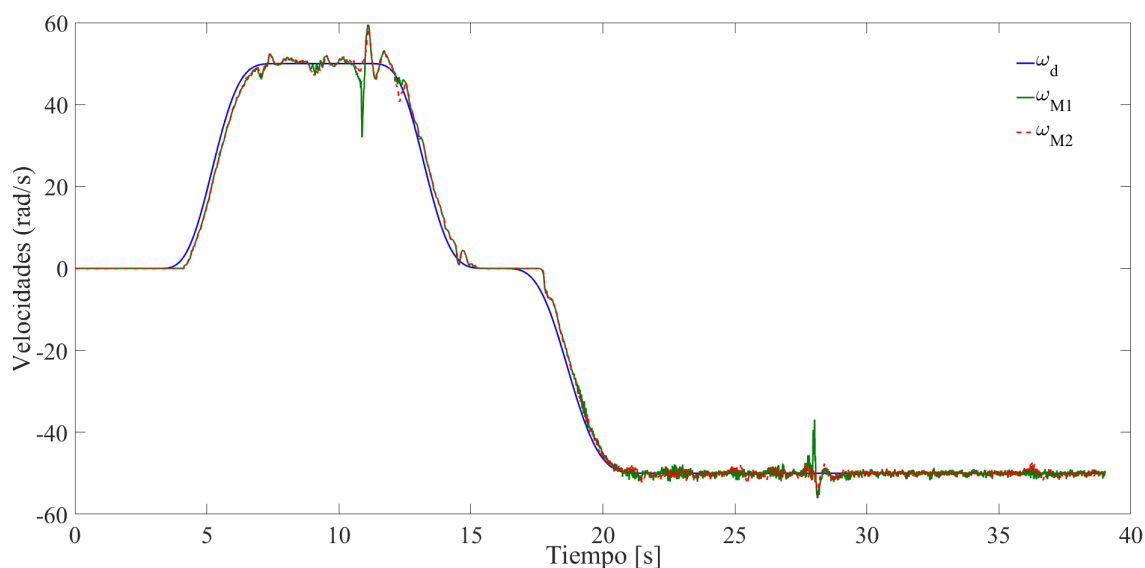


Figura 4.22: Velocidades sin sincronización

Por lo tanto, en la figura (4.22), se muestra la velocidad deseada (ω_d), velocidad del motor 1 (ω_{M1}) y velocidad del motor 2 (ω_{M2}). Durante la etapa de seguimiento de trayectoria de los dos motores, se aprecian diferentes imperfecciones, los cuales son perturbaciones aplicadas de forma arbitraria a cada eje del motor, por lo que al no tener ningún término de realimentación del error de las velocidades de cada uno de los actuadores, son afectadas de forma independiente y sin que el motor 2 siga la velocidad del motor 1.

Así mismo, en el rango de 10 rad/s a 0 rad/s, es aplicado una perturbación al eje principal del sistema, para observar de qué manera se colaboraban los dos motores la velocidad del

eje principal.

También, se hizo la prueba a un velocidad constante de -50 rad/s aplicándole un par arbitrario a cada uno de los ejes del motor, y comprobando de ésta manera primeramente el funcionamiento del ADRC en los dos motores, así como el control colaborativo entre estos. Cabe mencionar, que los dos motores tratan de seguir la trayectoria del otro debido al acoplamiento mecánico con la que cuenta, el sistema de banda-polea. Por lo tanto, en la figura 4.23, se muestra el error de las velocidades angulares de los motores dadas por $\omega_{M1} - \omega_{M2}$.

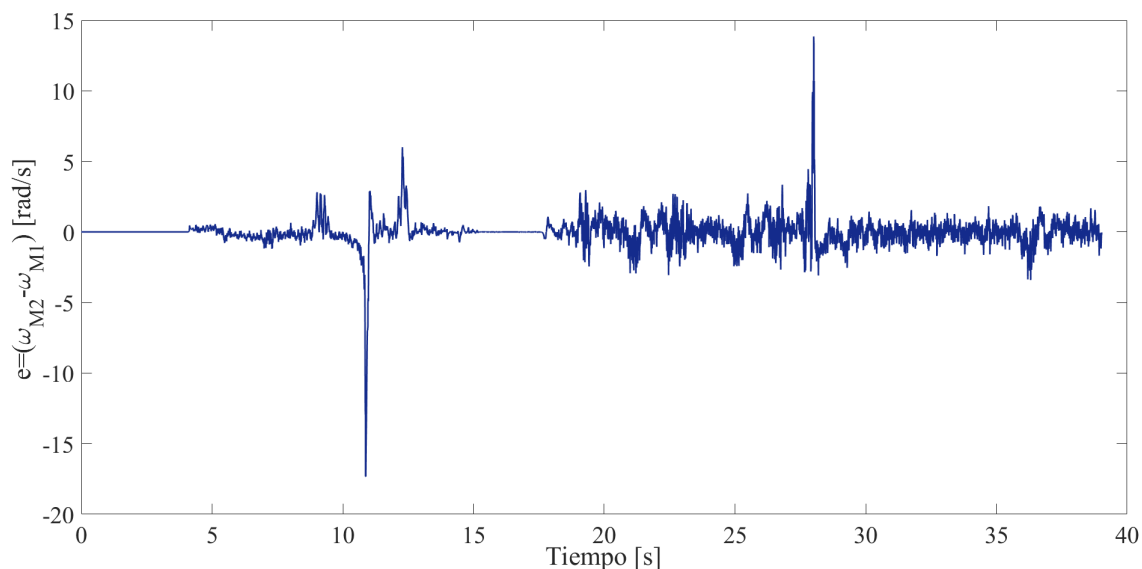


Figura 4.23: Respuesta de error de velocidades de los motores sin sincronización

Así mismo en la figura 4.24, se muestran los torques estimados por el observador, los cuales fueron aplicados como carga a los ejes de los motores y al eje principal del sistema de tracción.

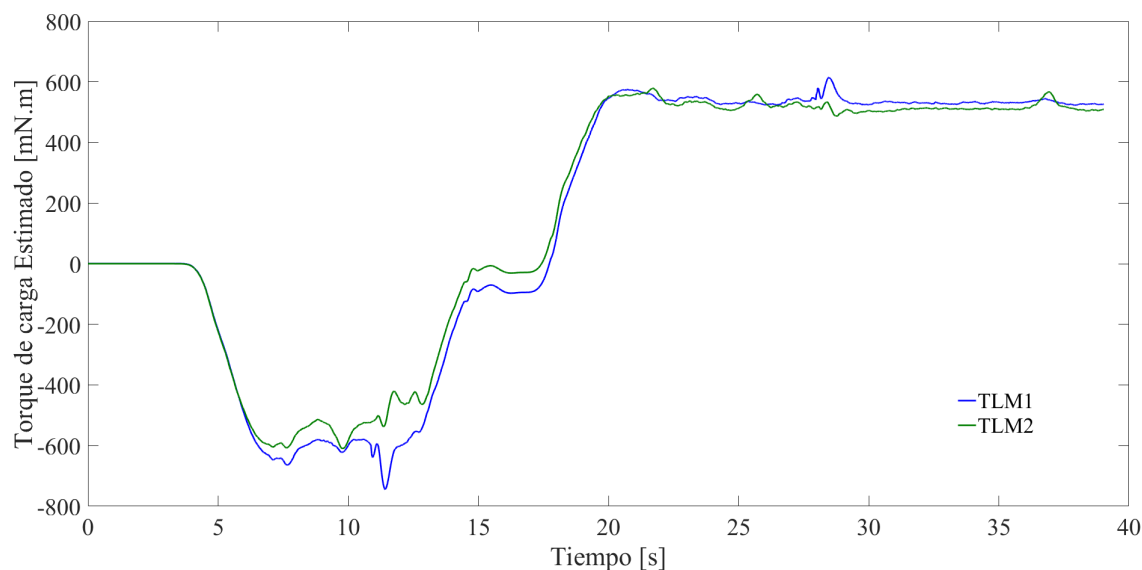


Figura 4.24: Torques sin sincronización

Por lo tanto, debido a la falta de sincronización entre los pares de carga estimados, existen zonas por ejemplo en los instantes de tiempo 12 y 30 segundos donde los cuales se ven las perturbaciones a los diferentes ejes de los motores en donde no se lleva una repartición de carga ideal, mostrando el errores entre éstos en la figura 4.25.

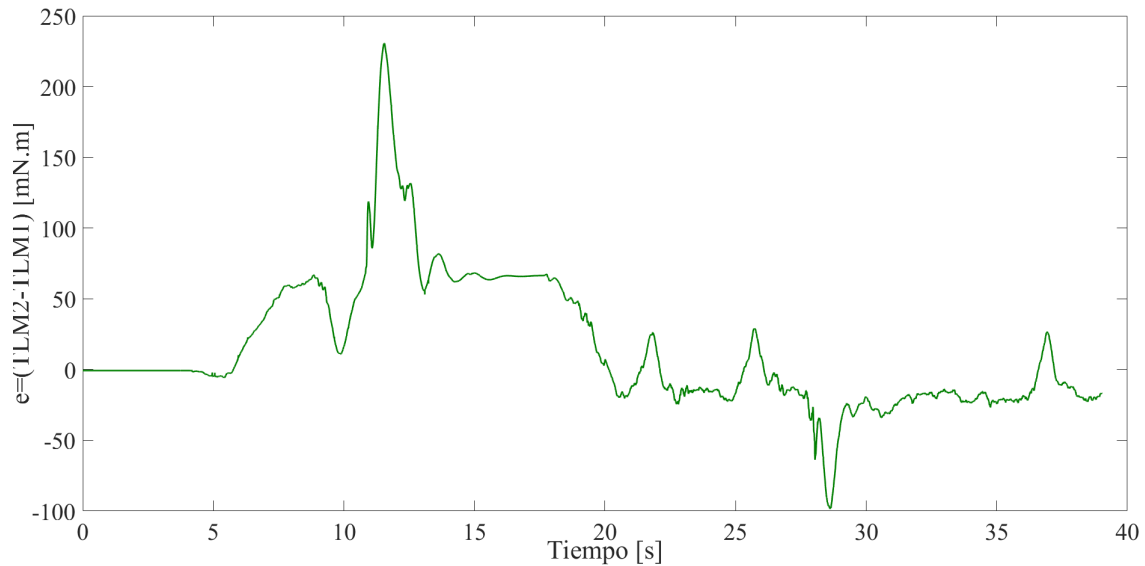


Figura 4.25: Respuesta de error de torques de carga de los motores sin sincronización

Así, las estimaciones de las perturbaciones totales son compensadas por el controlador, por lo que en la figura 4.26, se muestran las respuestas de los controles de cada motor.

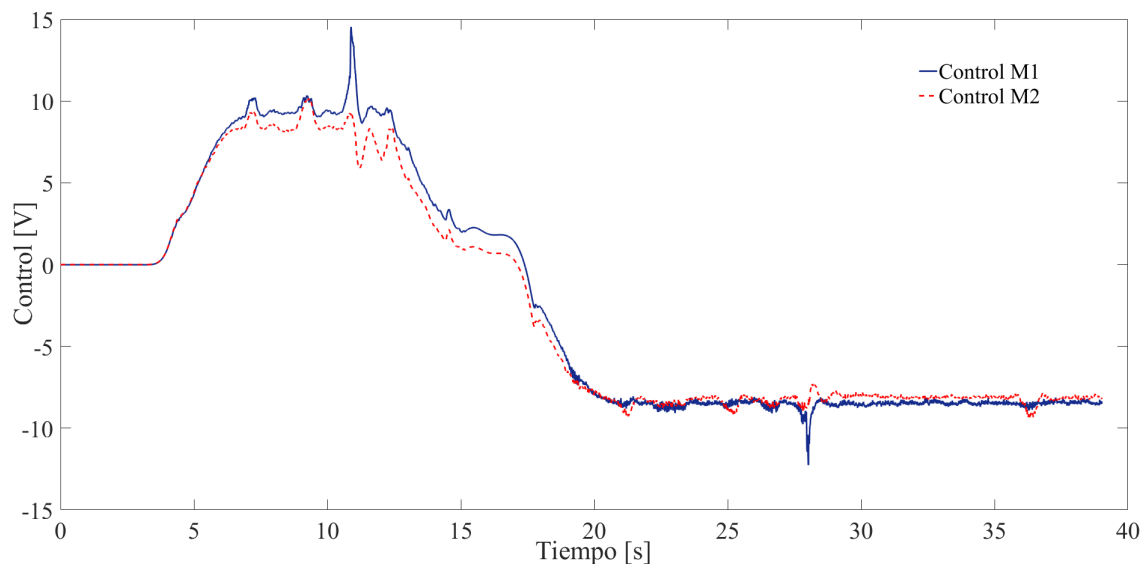


Figura 4.26: Respuesta de control de cada motor sin sincronización

4.4.3. Sistema de Control Colaborativo por Rechazo Activo de Perturbaciones

En este apartado, se describen los resultados obtenidos a partir del sistema de control colaborativo entre dos motores sin escobillas mediante el control por rechazo activo de perturbaciones para el seguimiento de una trayectoria de tipo Bezier. Así mismo, para observar el comportamiento del sistema mediante la sincronización de torques y velocidades en escenarios diferentes de sincronización, por lo que se muestra a continuación cada uno de ellos.

4.4.3.1. Sincronización de Torques

A partir de lo mencionado en el apartado anterior, se propone utilizar un término de retroalimentación para el conocimiento de los torques entre los dos motores. Por lo que en la figura 4.27 se muestra la gráfica de las perturbaciones estimadas en cada motor, teniendo un pico de 600 mN en cada uno de ellos. Por lo tanto, se puede comprobar que mediante la sincronización de torques, se puede obtener una colaboración adecuada entre los dos motores; para ello se utiliza una ganancia de $K=1.58$ para obtener estos resultados de control colaborativo.

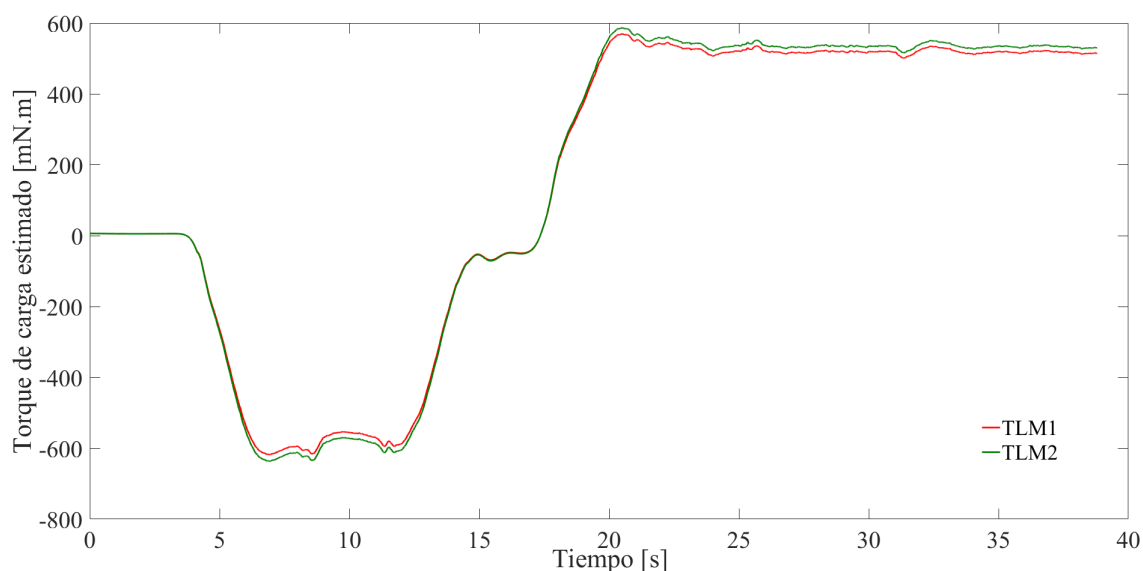


Figura 4.27: Sincronización de Torques

A partir de los torques de carga estimados en cada uno de los observadores y mostrados anteriormente, se procede a calcular el error obtenido entre ellos en la forma $(TLM2 - TLM1)$ teniendo picos de error aproximadamente de 12.5 mN m a partir de la trayectoria planteada y las cargas aplicadas en los ejes de los motores y la flecha principal del sistema de tracción como se muestra en la figura 4.28.

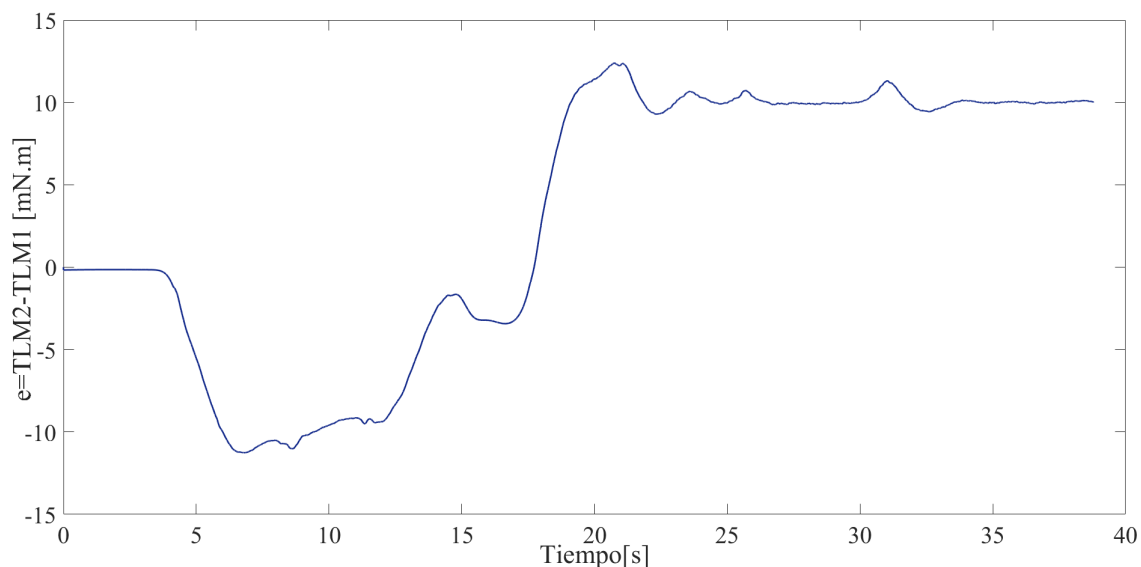


Figura 4.28: error de torques en Sincronización de Torques

Así mismo, en la figura 4.29 se muestran las velocidades de los dos motores en el seguimiento de la trayectoria de tipo Bezier, teniendo un seguimiento de manera uniforme en el cual oscila de -50 a 50 rad/s . Así en el instante de tiempo de $7s$ le es aplicada una ligera carga en el eje principal compensando y sincronizándose para alcanzar la referencia en 0.5 s. Posteriormente en la parte estacionaria en 50 rad/s es aplicada varias cargas a los ejes de los motores por lo que estos compensan estas perturbaciones para regresar a la referencia impuesta.

Así mismo, en la figura 4.30 se muestra el error de las velocidades entre los motores de forma $(\omega_{M2} - \omega_{M1})$, el cual en estos llegan picos de error hasta 3 rad/s .

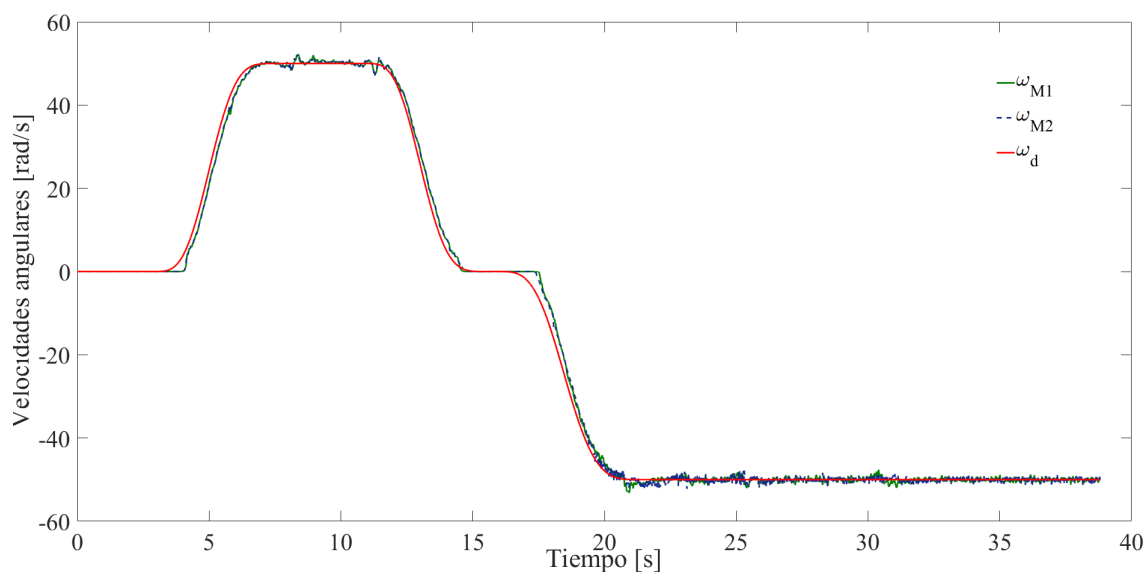


Figura 4.29: Velocidades a partir de la sincronización de torques

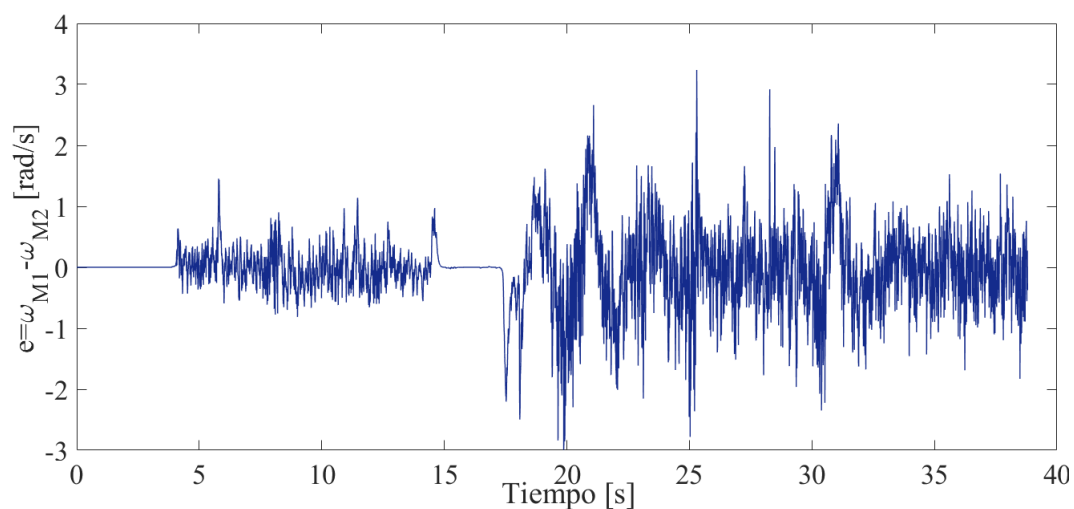


Figura 4.30: error de velocidades a partir de la sincronización de torques

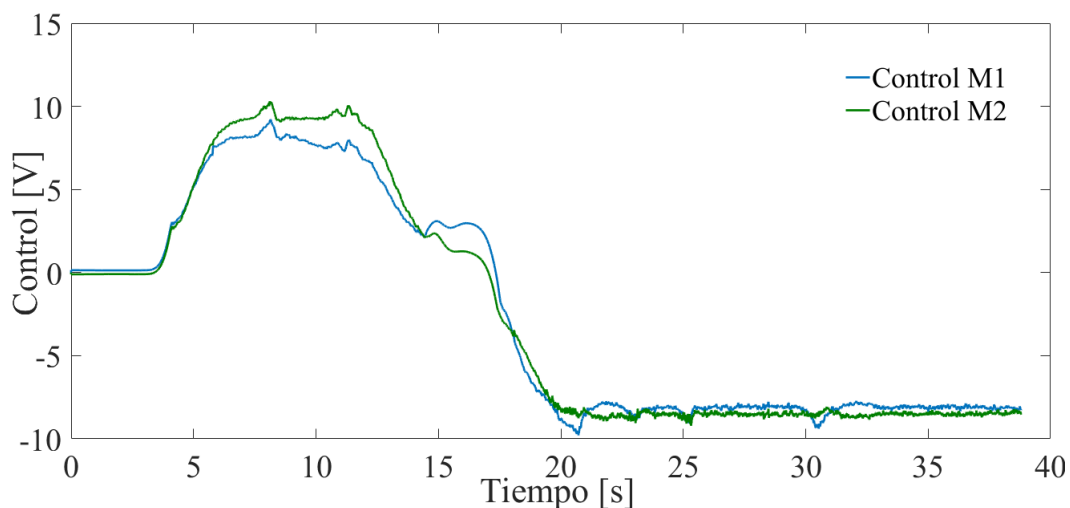


Figura 4.31: Control de los motores en sincronización de torques

En la figura 4.31 se observa la respuesta de control de ambos motores, en donde esta señal es utilizada para compensar las perturbaciones que afectan a la dinámica y comportamiento del sistema.

Entonces, se puede concluir que mediante la sincronización de torques entre los actuadores se puede obtener resultados favorables para la repartición de una carga, en este caso, la carga viene dada en la flecha final o eje principal del sistema de tracción. Así mismo, el error que se obtiene en la sincronización de torques de los actuadores es de aproximadamente 12.5 mN.m y el error de velocidad de hasta 3 rad/s .

4.4.3.2. Con Sincronización de Velocidad y Torques

Para llevar a cabo la sincronización de velocidad, se utiliza un término de retroalimentación mediante el conocimiento de las velocidades y torques de los dos motores con una ganancia de $K_{sinc} = 43$. como ganancia de la sincronización de velocidades.

Así en la figura 4.32 se puede observar que mediante el control colaborativo con rechazo activo de perturbaciones mediante la sincronización de velocidades, se obtienen resultados favorables en este estado (velocidad), el cual realiza un seguimiento de trayectoria de tipo Bezier que oscila de -50 a 50 rad/s .

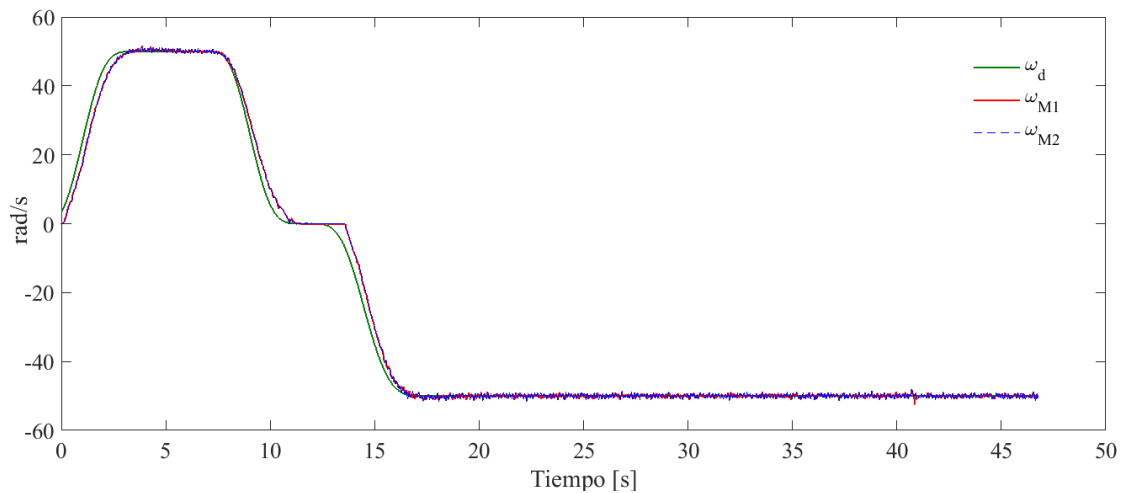


Figura 4.32: Velocidades a partir de la sincronización de velocidades y torques

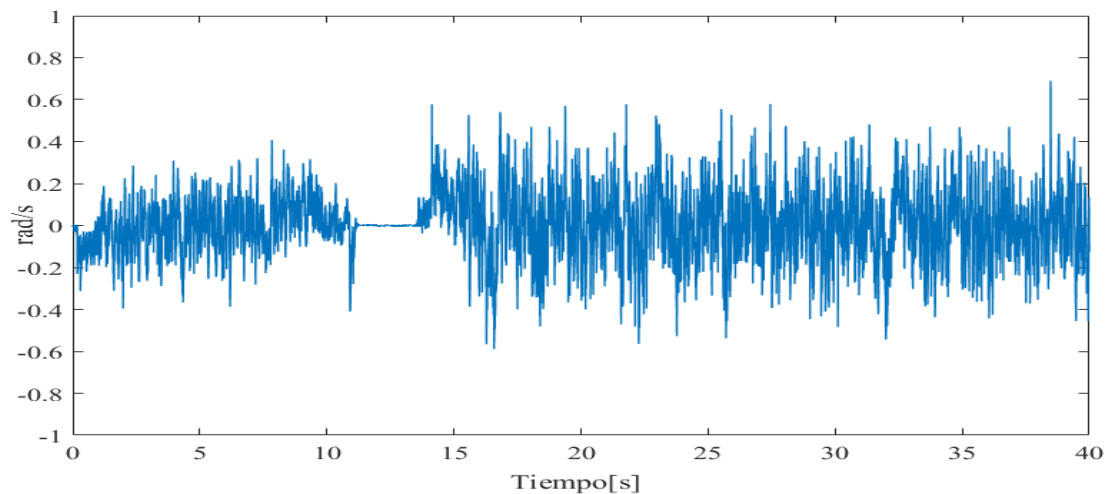


Figura 4.33: Error de velocidades a partir de la sincronización de velocidades y torques

A partir de la obtención de las velocidades angulares de ambos motores se obtiene el error entre estos actuadores de la forma $(\omega_{M2} - \omega_{M1})$, el cual se puede observar en la figura 4.33. Posteriormente, en la figura 4.34, se observan los torques obtenidos mediante un bloque

de función a partir de las estimaciones del observador de cada motor. Para ello, como se utiliza un término de retroalimentación para el error entre los torques de los dos motores, el cual tiende a repartir las cargas del eje principal, como por ejemplo en los instantes 40 y 50 segundos tratando de seguir un actuador a otro por medio de este término, aunque se ve afectada en algunos instantes de tiempo debido al término de retroalimentación de velocidad; observando la repartición de carga de manera adecuada en el instante de 67 segundos entre los dos motores.

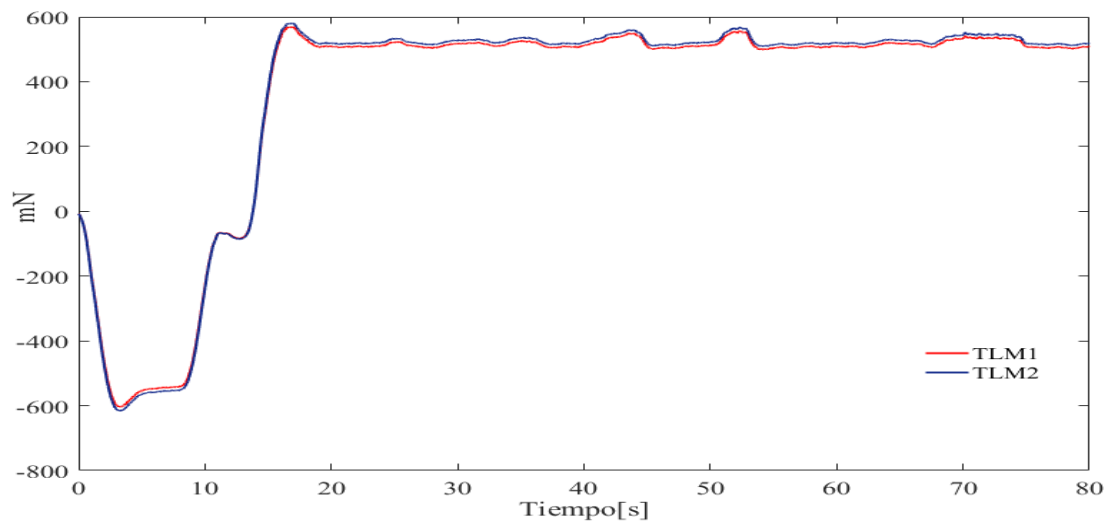


Figura 4.34: Sincronización de Torques

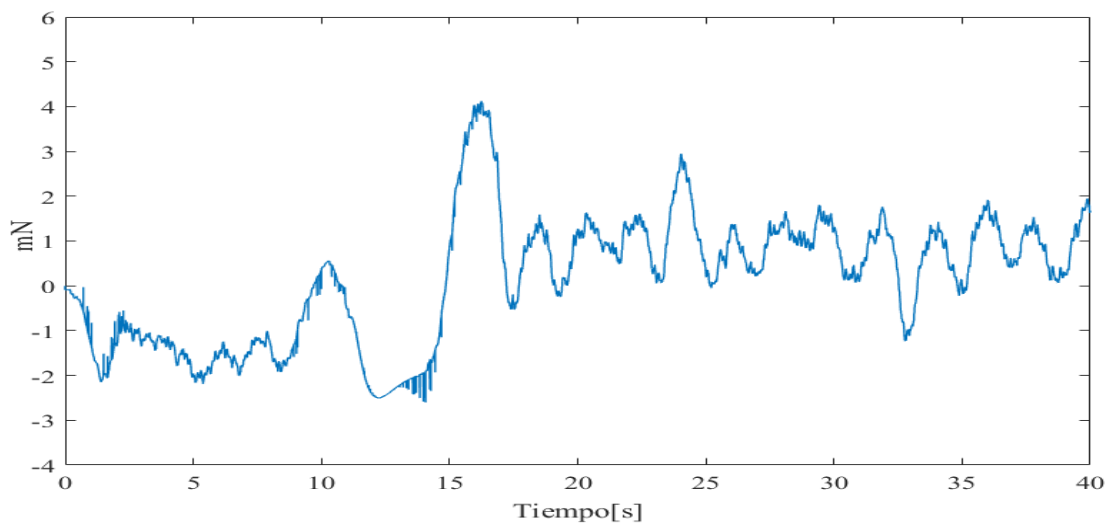


Figura 4.35: Error de torques en Sincronización de Torques y velocidades

Por lo tanto, en la figura 4.35 se muestra el error de torques mediante la sincronización de torques y velocidades angulares, teniendo un pico de aproximadamente de 4 mN.m en el instante de tiempo de 17 s , compensando este error mediante la ley de sincronización de torques.

Entonces, se puede concluir que mediante la sincronización de torques y velocidades entre los actuadores se puede obtener resultados mucho más favorables para la repartición de una carga y sincronización de velocidad. En este caso, la carga viene dada en la flecha final o eje principal del sistema de tracción y en los ejes de los motores. Así mismo, el error que se obtiene en la sincronización de torques de los actuadores es de aproximadamente 4 mN.m y el error de velocidad de hasta 0.6 rad/s . Así podemos decir que mediante la sincronización de las dos variables tanto los torques estimados por los observadores y las velocidades angulares de los motores BLCD se obtiene un mejor desempeño del sistema, disminuyendo los errores y convergiendo este a una vecindad cero.

Conclusiones

Este trabajo conduce al uso de motores BLCD para el diseño de un controlador colaborativo basado en Rechazo Activo de Perturbaciones (ADRC) con el uso de Observadores de Estado Extendido (OEE), el cual estima las perturbaciones endógenas y exógenas del sistema en lazo cerrado, permitiendo cancelarlas.

La idea principal del enfoque de ADRC es simplificar la descripción del sistema, ya que las perturbaciones endógenas y exógenas desconocidas se incluyen en un sólo término de perturbación, el cual es estimado y se utiliza como parte de la acción de control para cancelar este efecto no deseado. Con referencia a lo mencionado, se han elaborado y diseñado un control en el que se puede observar la colaboración de dos motores CD, mediante un control LQR y PID, que brindará conocimiento y apoyo para conocer el comportamiento de dicho motor.

Se han desarrollado proyectos bajo el concepto de control centralizado y descentralizado para sistemas de DC, el cual utiliza control colaborativo y control con rechazo activo de perturbaciones con la finalidad de permitir desarrollar con mejores ideas y conocimientos la implementación del sistema propuesto. Se han estudiado cada una de las salidas de este sistema con la finalidad de observar y analizar el comportamiento de las perturbaciones, sus estimaciones y compensaciones por medio del control propuesto en dichos sistemas.

Este algoritmo de control fue implementado en un DSP TMS320F28335 obteniendo la lectura de las variables del sistema en tiempo real por medio de una comunicación serial a través del osciloscopio de ©PSIM , mostrando las respuestas de velocidades, control, sensores de efecto Hall, perturbaciones endógenas y exógenas. Mediante la señal de las perturbaciones estimadas por el observador se obtiene el torque de carga a partir de una función algebraica con la finalidad de realizar una sincronización entre los torques para comprobar la repartición de carga de forma equitativa entre los dos motores. Por lo tanto, los resultados obtenidos a partir de las pruebas experimentales mediante el control colaborativo con rechazo activo de perturbaciones demuestran la robustez del sistema ante perturbaciones de cargas aleatorias, siempre y cuando, los motores tengan la capacidad de generar la carga final; comprobando que se lleva a cabo la repartición de carga entre los dos motores obteniendo un promedio de error de aproximadamente 2 mN.m y de

velocidades angulares de 0.38 rad/s , utilizando sensores de bajo costo.

El desarrollo, implementación y prueba experimental del control colaborativo con ADRC propuesto, representa un avance tecnológico importante ya que forma parte de un sistema interconectado de mayor complejidad que será utilizado en sistemas de tracción de vehículos terrestres con una aportación al usar este tipo de motores en sistemas de tracción, disminuyendo el error por medio del control colaborativo entre ellos y el uso de control por rechazo activo de perturbaciones.

Trabajos a futuro

Este trabajo de tesis, hace referencia a la inversión en investigación en conocimientos científicos y técnicos y al desarrollo de esas tecnologías para obtener nuevos productos, materiales o procesos. Para ello, este trabajo se aprovechará como base para llevar a cabo todo el sistema del prototipo experimental, utilizando la ley de control y sistema de tracción mediante el concepto de repartición de carga a un sistema a escala real de 1:69 en cuanto dimensión de sistema de tracción y de 1:126 en par máximo de cada motor, implementándose en un vehículo tipo Buggy con el que se cuenta en la Facultad de Ciencias de la Electrónica.

Referencias

- [1] Tian, G., Gao, Z., 2009. From poncelet's invariance principle to active disturbance rejection. In: American Control Conference, 2009. ACC'09.IEEE,pp. 2451–2457.
- [2] Gao Zhinqiang, Huang Yi, and Jingqing. An alternative paradigm for control system design. 40 IEEE Conference on Decision and Control, 2001.
- [3] Gao Zhinqiang. Scaling and parameterization based controller tuning. Proc. Of the 2003 American Control Conference, pages 4989-4996, 2003.
- [4] Gao Zhinqiang. Active disturbance rejection control: A paradigm shift in feedback control system design. Proc. Of the 2006 American Control Conference, pages 2399-2405, 2006.
- [5] Jesus Linares-Flores, Jorge L. Barahona-Avalos, Hebertt Sira-Ramírez, and Marco A. Contreras-Ordaz. Robust passivity-based control of a Buck-boost-converter/dc motor system:An active disturbance rejection approach. IEEEIEEE Transactions Industry Applications, 48(6):2362-2371,2012.
- [6] Hebertt Sira-Ramírez, Jesús Linares-Flores, Carlos García-Rodríguez, and Marco A. Contreras-Ordaz. On the control of the permanent magnet synchronous motor: An active disturbance rejection control approach. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 22(5):2056-2063,2014.
- [7] Silva López Cornelio, Barahona Avalos Jorge Luis, Linares Flores Jesus. Control de velocidad de un motor de CD en conexión en serie mediante rechazo activo de perturbaciones. División de estudios de posgrados, Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2016.
- [8] Shengqian Li, Xiaodong Liang, and Wilsun Xu. Modeling dc motor drive systems in power system Dynamic studies. IEEE transactions on Industry Applications,2015.
- [9] Masilamani Muruganandam and Muthusamy Madheswaran. Stability analysis and implementation of chopper fed dc series motor with hybrid pid-ann controller. International Journal of Control, Automation and Systems,2013.
- [10] ES Ali. Speed control of dc series motor supplied by photovoltaic system via firefly algoritm. Neural Computing and Applications, 2014.
- [11] Mohammad S. Widyan, Ahmad M. Harb, and Osama M Al-Oquili. Transient and steady-state performance analysis of hybrid powered dc series motor via shunt and pv generators with máximum power point tracking. Electrical Engineering, 2014.

- [12] W. Sheperd, L. N. Hulley and D.T.W. Liang, Power electronics and motor control, second edition, Cambridge, USA, 2004.
- [13] Huang, Y., Xue, W.: Active disturbance rejection control: methodology and theoretical analysis. *ISA Transactions* 53(4), 963–976 (2014)
- [14] Sira-Ramírez, H., Linares-Flores Jesús, Luviano-Juárez, A., Cortés-Romero, J., “Ultramodelos Globales y el Control por Rechazo Activo de Perturbaciones en Sistemas No lineales Diferencialmente Planos”, *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial* 12 (2015) 133–144.
- [15] Phiplip D. Oliver. Feedback linearization of dc motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 38(6):498-501, Diciembre 1991.
- [16] Ramachandran Balasubramanian and Kong Hung Wong. A microcomputer-based selftuning ip controller for DC machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(6):989-999, Noviembre/Diciembre 1986.
- [17] Han Jingqing. Nonlinear design methods for control systems. *Proceedings of the 14th IFAC World for congress*, pages 521-526,1999.
- [18] Han Jingqing Auto-disturbance rejection control and its applications. *Control and decision*, 13(1):19-23, 1998.
- [19] Hebertt Sira-Ramírez, Ciro A Nuñez, and Nancy Visairo. Robust digma-delta generalized proportional integral observer based control of a buck converter with uncertain loads. *International Journal of Control*, 83(8):1631-1640,2010.
- [20] Hebert Sira Ramírez. Control mediante rechazo activo de perturbaciones, perspectiva histórica y nuevos horizontes. *Cinvestav IPN (México D.F.), Univ. Tecnológica de la Mixteca* , 2014.
- [21] Chen Qiang, Dong Fang, Tao Liang, Nan Yurong. Multiple Motors Synchronization Base don Active Disturbance Rejection Control with Improved Adjacent Coupling. *Proceedings of 35th Chinese Control Conference*. July 27-29,2016.
- [22] Jaishankar Iyer, Mehrdad Chapariha, et.al, Load Sharing in V/F speed Controlled Multi-motor Driven System under mechanical Wheel-slippage. *Electrical and Computer Engineering*, University of British Columbia, Vancouver, Canadá.
- [23] Roland Reichel, Why Solar Powered Mobility, *Bundesverband Solarmobil E.V. (German Solar Car Feredation)*.
- [24] Guoying Chen, Changfu Zong, Qiang Zhang, Lei He., The Study of traction Control System for Omni-directional Electric Vehicle, 2011 International Conference of Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer, August 19-22,2011, Jillin,China.
- [25] Werner Leonhard. *Control of Electrical Drives*. 3-540-41820-2. Springer, 2001.
- [26] Charles Kingsley Jr A.E. Fitzgerald and Stephen D. Umans. *Electric Mahinery*. McGraw-Hill Publishing Company, 1990.

- [27] Paul C Krause and Oleg Wasynczuk. Electromechanical Motion Devices. McGraw-Hill Book Company, 1989.
- [28] Syed A. Nasar. Electric Machines and Power Systems, Volume 1: Electric Machines. McGraw-Hill, Inc, 1995.
- [29] Raymond A. Serway. Physics for Scientists and Engineers. Philadelphia: Saunders College Publishing, 1986.
- [30] Allen-Bradley, Load Sharing Applications.
- [32] Toshiba. Leading Innovation, Load Sharing- Drooping Control. G9/H9 Application Guideline 5.0
- [33] Schneider Electric. Load Sharing with the Altiva ATV71 Application Guide.
- [34] Stephen J. Chapman, Máquinas eléctricas, tercera edición, Mc Graw Hill.
- [35] Montoya Osorio John Alexander, “Diseño y desarrollo de un gimbal con motores brushless”, Escuela Técnica Superior de Ingeniería Industrial, 2015-2016.
- [36] Ricote Berrocal Francisco, Estudio del sistema de tracción, Universidad Carlos III de Madrid, 2011.
- [37] Texas Instrument (TI). <http://www.ti.com/>
- [38] Cuervo Fernández Diego. Programación de arduino mediante matlab/simulink. Aplicación al control de velocidad de motores BLDC. Valladolid, España. Junio 2016.
- [39] Aguilar-Ibáñez, Carlos and Sira-Ramirez, Hebertt and Acosta, J. Á. Stability of active disturbance rejection control for uncertain systems: A Lyapunov perspective: AN ADRC STABILITY ANALYSIS. International Journal of Robust and Non-linear Control Volumen 27. Diciembre 2017.
- [40] Xue, W., Huang, Y., Gao, Z. (2016). “On ADRC for non-minimum phase systems: canonical form selection and stability conditions”. Control Theory and Technology, 14(3), 199-208.
- [41] Alejandra de la Guerra, Luis Alvarez Icaza, Lizeth Torres. Brushless DC motor control with unknown and variable torque load. IFAC PapersOnLine 51-13 (2018) 644–649.

Apéndices

En ésta sección, se describen los apéndices de los cuales comprenden en el proyecto de tesis denominado: Control colaborativo con rechazo activo de perturbaciones para la tracción eléctrica de vehículos terrestres.

Apéndice A

Kit de desarrollo con Motor sin escobillas

El kit de desarrollo C2000 fue adquirido por el laboratorio de Control Digital perteneciente ala Maestría en Ingeniería Electrónica de la BUAP, el cual pertenece a la empresa Texas Instrument, y son utilizados para fines de pruebas y desarrollo de proyectos universitarios.



Figura 36: Tarjeta de desarrollo DRV8312-69M

Apendice A.1 Texas Instrument Microcontrolador Delfino F28335



Figura 37: F2806X ISO ControlCARD

- Up to 80-MHz, 32-bit Floating-Point C28x™ CPU
- 128-kB to 256-kB embedded Flash, up to 100kB RAM
- 12-bit ADC, up to 3 MSPS
- 150-ps high-resolution PWM
- Optional Control Law Accelerator (CLA)
- Optional Control Law Accelerator (CLA)
- Optional USB 2.0 Host and Device

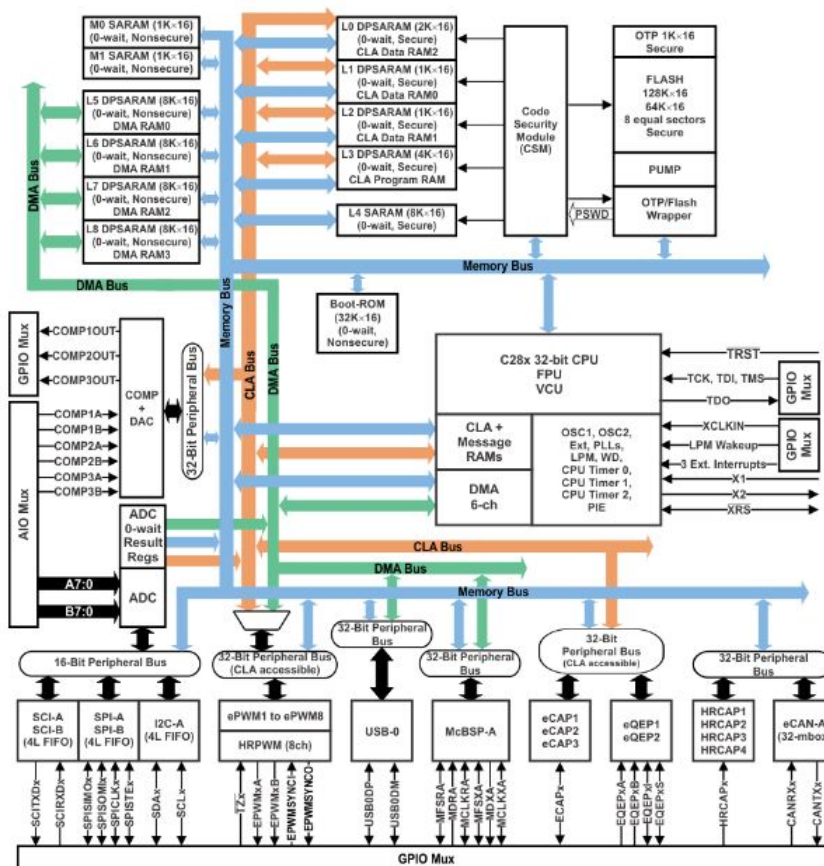


Figura 38: Esquema Delfino

Apendice A.3 Texas Instrument Motor sin escobillas

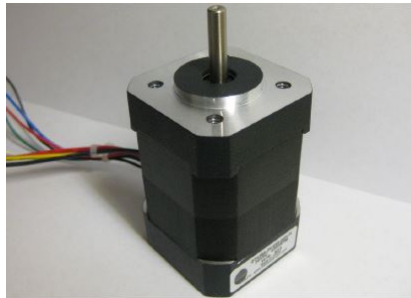


Figura 39: Motor sin escobillas DT4260-24 [37]*TI

NEMA17 BLDC/PMSM 55W Motor. MotorWare™ is the software and documentation package for developing InstaSPIN-FOC™ and InstaSPIN-MOTION™ based applications for Piccolo F2802x, F2805x, and F2806x series.

1. InstaSPIN-FOC technology brings powerful sensorless field oriented motor control technology to all skill levels of designers. InstaSPIN-FOC auto-identifies, auto-tunes, and fully controls 3-phase motors in minutes.

2. InstaSPIN-MOTION builds on InstaSPIN-FOC technology to provide robust motion control, allowing you to accelerate, position, and plan your movement.

- Multiple projects show various features of the InstaSPIN solution Hardware verification
- Signal chain verification
- Motor Identification
- Hardware off-set calibration
- Torque control
- Speed control
- Speed control tuning
- On-line stator resistance tracking
- Field Weakening
- Over-modulation
- Flying start
- Vibration compensation

- Hall start-up
- Initial Position Detection
- Inertia Identification
- Advanced velocity and position controller tuning
- Motion Profiles
- Motion Sequencing and Planning
- Dual Motor Control
- Modular and portable across MCU, power electronics and control techniques
- Object Oriented, API based software design
- Special identification and auto tuning components for rapid system development
- Most robust sensorless motor control
- Highest performance sensed motion control

Apendice B. Simulaciones

Simulación del motor

Ahora, a partir del modelo obtenido del sistema, se procede a llevar a cabo la simulación de éste, el cual nos permitirá observar el comportamiento del motor por medio de la conmutación y observar que tiene un funcionamiento adecuado. Para ello, se describe otra forma de llevar a cabo la simulación de éste pero ahora utilizando Matlab/Simulink.

Lazo Abierto

Para llevar a cabo esta simulación, se requiere conocer el comportamiento de éste en lazo abierto, es decir, que no tenga control, a partir de los parámetros y características del motor a utilizar, en este caso es el DT4260.

De acuerdo con las técnicas de conmutación y de control descritas anteriormente, se va a desarrollar un modelo utilizando bloques de Simulink que permita al usuario seleccionar entre el control utilizando sensores Hall.

Durante los siguientes apartados se analizará cada uno de los bloques de simulink utilizados para modelar el sistema físico, partiendo de un modelo con bloques.

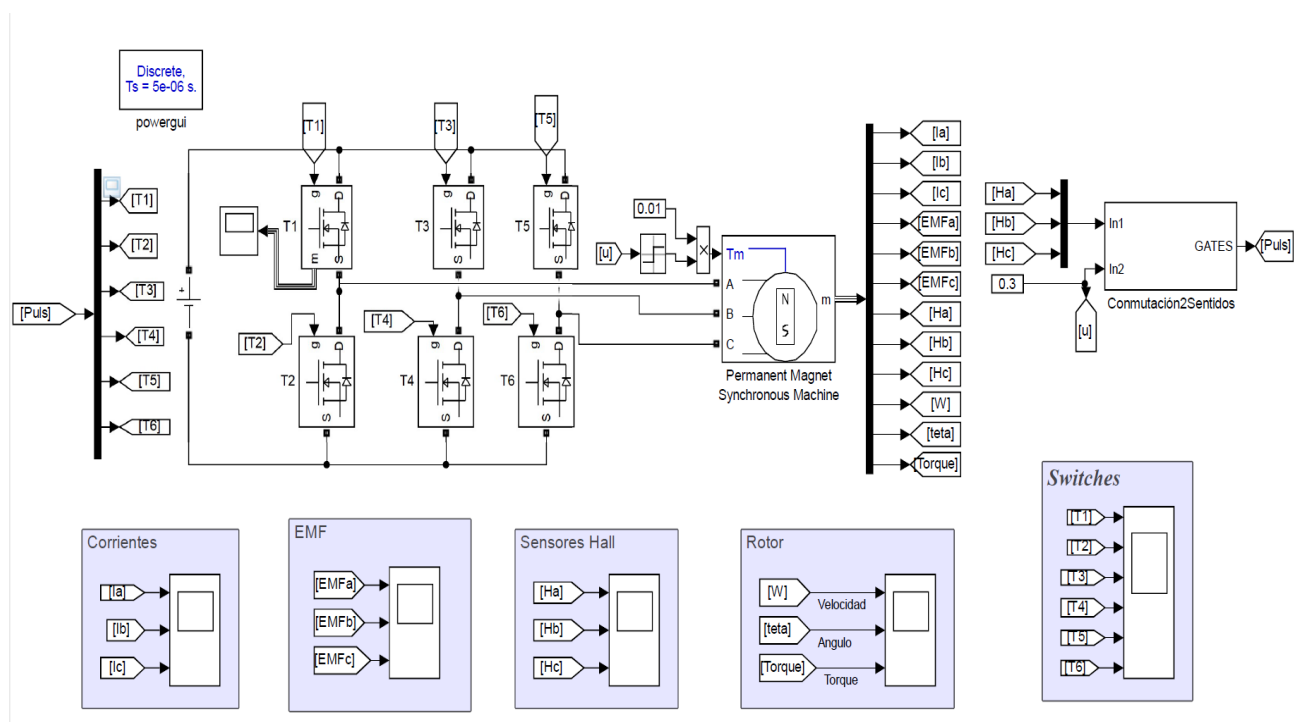


Figura 40: Sistema General de motor BLDC

El modelado y simulación del sistema, nos permitirá una manipulación total de los parámetros del modelo, la medición con herramientas gráficas y numéricas con las que se

analizarán los resultados, así como la monitorización en tiempo real de todos los valores del modelo.

Como se puede observar, se tiene un puente trifásico que es alimentado por una fuente DC. Este puente trifásico genera salida de tensión de cada una de las fases del motor, el cual es controlado mediante las lecturas de los sensores Hall, que atraviesan en el bloque de conmutación 2 sentidos.

El primer paso para la construcción del modelo será parametrizar adecuadamente tres elementos fundamentales del sistema que van a permanecer invariantes independientemente de la técnica de control que se desee utilizar, estos son la fuente, inversor y el motor, donde éste último se parametriza de acuerdo a la tabla 3.1.

Inversor

Este es un inversor trifásico el cual utiliza 6 transistores para el uso de las fases del motor, el cual viene dada por los sensores de efecto Hall. A partir de una fuente de tensión DC que en este caso es de 24 V, se realiza el inversor a partir de transistores MOSFET, en este caso denotados de T1-T6, mostrado en la figura 40.

Motor BLCD

El bloque correspondiente estará modelado mediante el bloque Permanent Magnet Synchronous Machine. Este motor tiene como entradas el torque al que se le está sometiendo al eje, además de las tres tensiones de las fases, mientras que cuenta como salida del bloque un vector con todos los parámetros del motor, corriente del estator, fuerzas contra-electromotrices, sensores de efecto Hall, velocidad, posición y par generado.

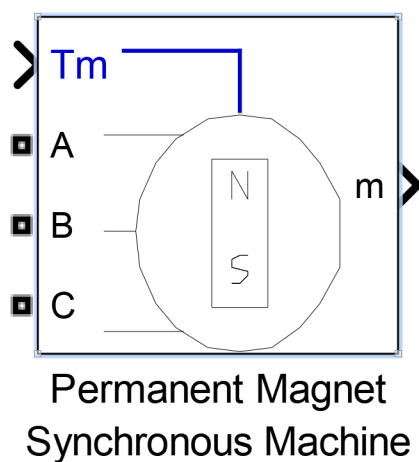


Figura 41: Bloque Motor BLDC.

Por lo que se procede a parametrizar adecuadamente el bloque del motor, con la finalidad

de obtener resultados lo más parecidos posibles en simulación y en físico.

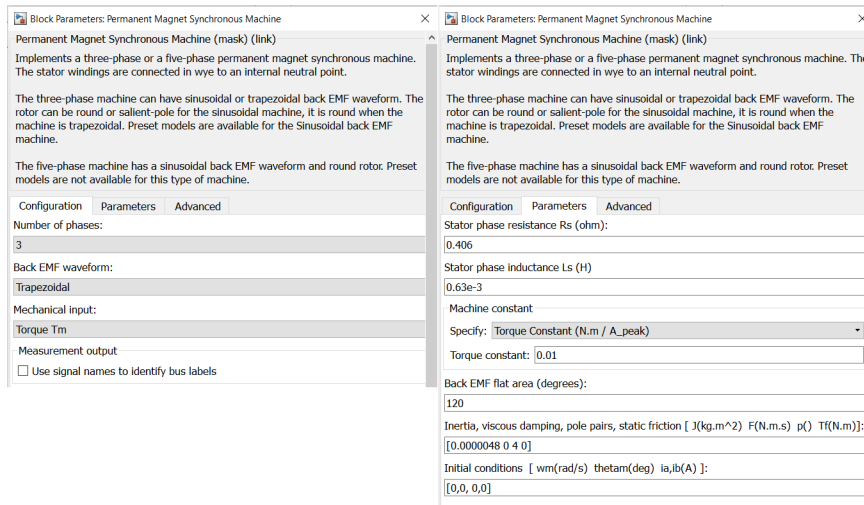


Figura 42: Configuraciones del Motor BLDC

Uso de sensores

A partir del uso de sensores de efecto Hall, el sistema se compone de varios bloques o partes en las que se analizarán de la siguiente manera, por lo que en el bloque Conmutación2sentidos se organiza de la siguiente manera:

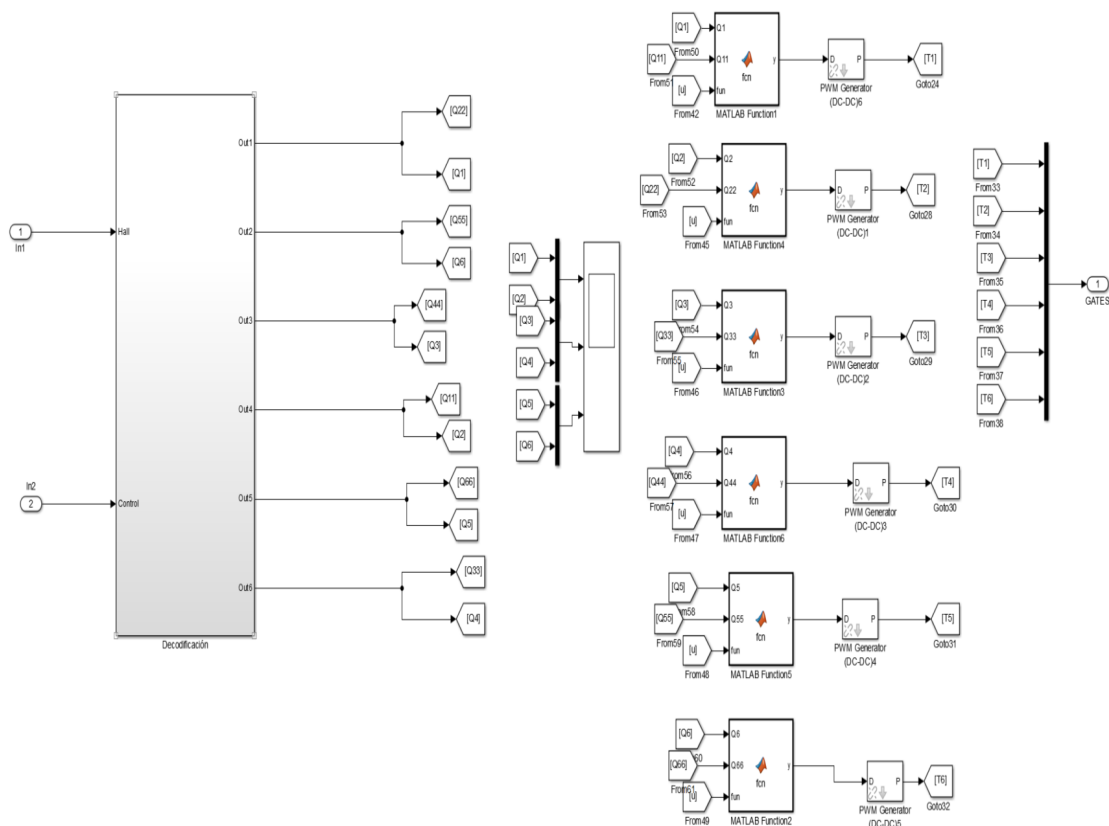


Figura 43: Bloque conmutación.

Así, este bloque se divide en un bloque de decodificación y sus funciones.

Decodificador

En este bloque de decodificador se recibe una entrada tipo vector con las lecturas de los sensores Hall, que se denomina A, B, C, el cual son los sensores de efecto Hall A,B y C (Ha,Hb,Hc). Mientras que en la salida, se activan los transistores o switches de acuerdo a la tabla de conmutación. Para comprender más la configuración interna de este bloque se puede obtener su tabla lógica a partir de esta configuración.

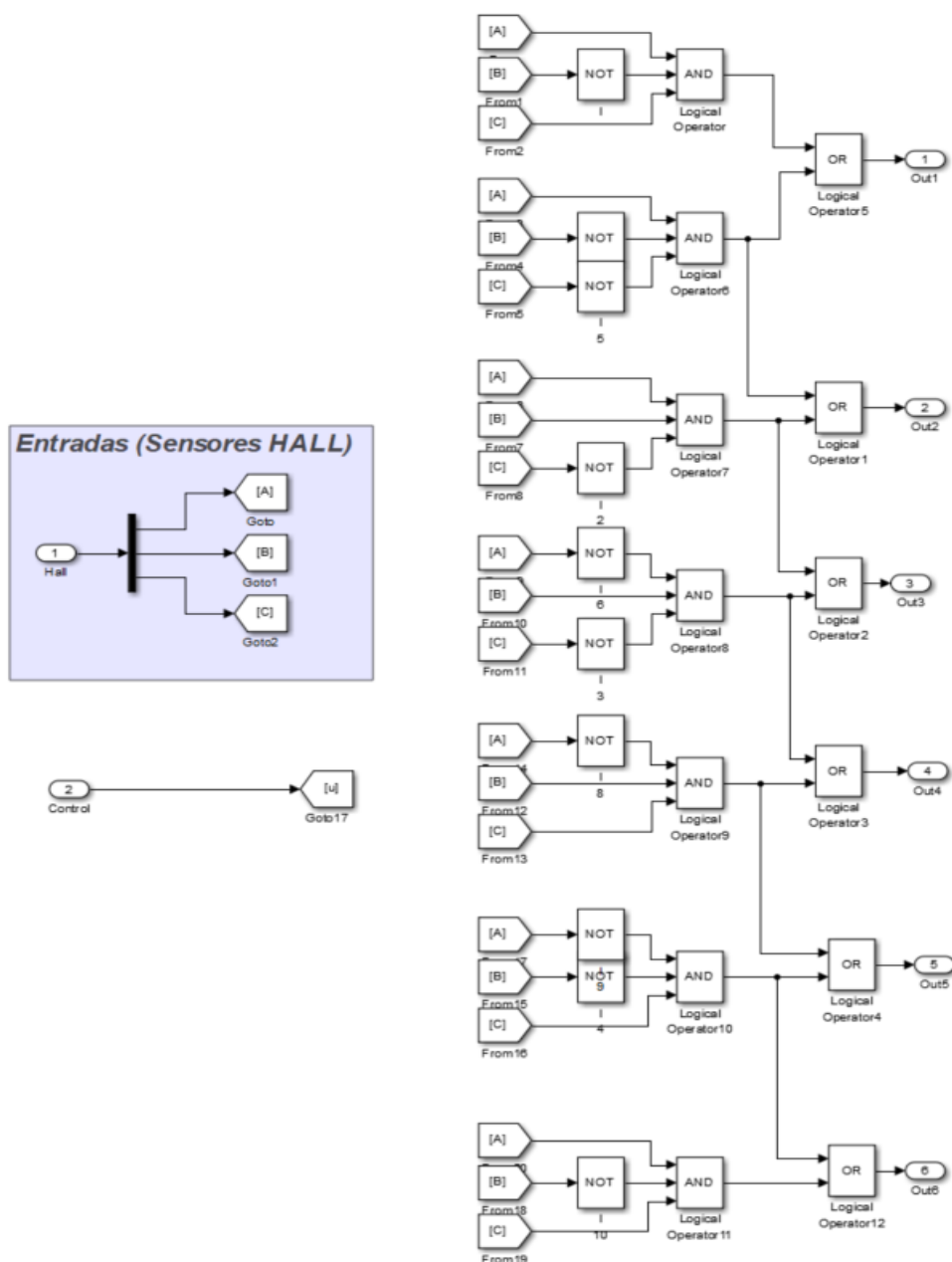


Figura 44: Bloque de decodificación.

La función de este bloque es decodificar las señales de tipo Hall, y transformarlas en las

señales de activación de las bobinas. Cada una de las bobinas podrá estar alimentada con tensión positiva o negativa, o no estar alimentada, en función del imán del rotor, para el motor gire correctamente. Así, la tabla lógica del bloque que se extrae de la configuración interna del bloque es la mostrada en la figura 44 en el cual se le da un giro horario al motor.

Tabla 3: Tabla de conmutación con giro horario

A	B	C	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	EMF_A	EMF_B	EMF_C
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	-1	+1
0	1	0	0	1	1	0	0	0	-1	+1	0
0	1	1	0	1	0	0	1	0	-1	0	+1
1	0	0	1	0	0	0	0	1	+1	0	-1
1	0	1	1	0	0	1	0	0	+1	-1	0
1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	+1	-1
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tabla 4: Tabla de conmutación con giro antihorario

A	B	C	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	EMF_A	EMF_B	EMF_C
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	+1	-1
0	1	0	1	0	0	1	0	0	+1	-1	0
0	1	1	1	0	0	0	0	1	+1	0	-1
1	0	0	0	1	0	0	1	0	-1	0	+1
1	0	1	0	1	1	0	0	0	-1	+1	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	-1	+1
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Las señales Q1, Q3 y Q5 representan los polos superiores de las fases a, b y c respectivamente en el puente trifásico; mientras que las señales Q2, Q4 y Q6 representan los polos inferiores de las fases a, b y c en el puente trifásicos.⁷ Así, la parte de Q11-Q66 se refieren a la conmutación de Q1 a Q6 pero de sentido anti-horario. Para ello, y que reconozca el sentido de giro, se realizó un bloque función para determinar la ley de control y transmitir a los transistores de acuerdo a las etiquetas de éste, utilizando de Q1 a Q6 para sentido horario y Q11 a Q66 en sentido anti-horario. Así la ley de control es multiplicada por la señal PWM, mediante la referencia.

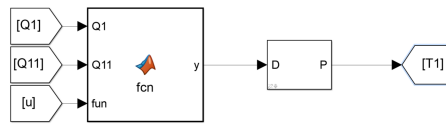


Figura 45: Bloque de función para cambio de giro

Bloque PWM

Las señales que salen del control, nos permiten activar las fases del motor, pero suministrando siempre toda la tensión disponible en la fuente. Para permitir el control de la velocidad, lo que se insertará es un bloque con un control PWM, que mediante el control del porcentaje tiempo de ciclo que los transistores se mantienen conduciendo, permitirá variar la tensión eficaz que reciben las bobinas del motor, y por lo tanto, controlar la velocidad de giro. Este bloque es insertado para cada una de las variables de control que tiene como entrada a cada uno de los transistores del inversor.

Para asegurar una mejor estabilidad en la respuesta, se aplicará el PWM a todos los polos, tanto superiores como inferiores, ya que en el método propuesto no es imprescindible la aplicación del PWM únicamente en la parte superior del inversor. Por lo que hay que tener precaución debido a que las salidas son de tipo booleano, por lo que es necesario transformarlas en double para evitar errores en el uso del bloque.

Resultados

Después de tener todas las debidas configuraciones de tarjeta, software(Simulink) y programa de conmutación, procedemos a obtener las salidas del sistema como se muestra a continuación.

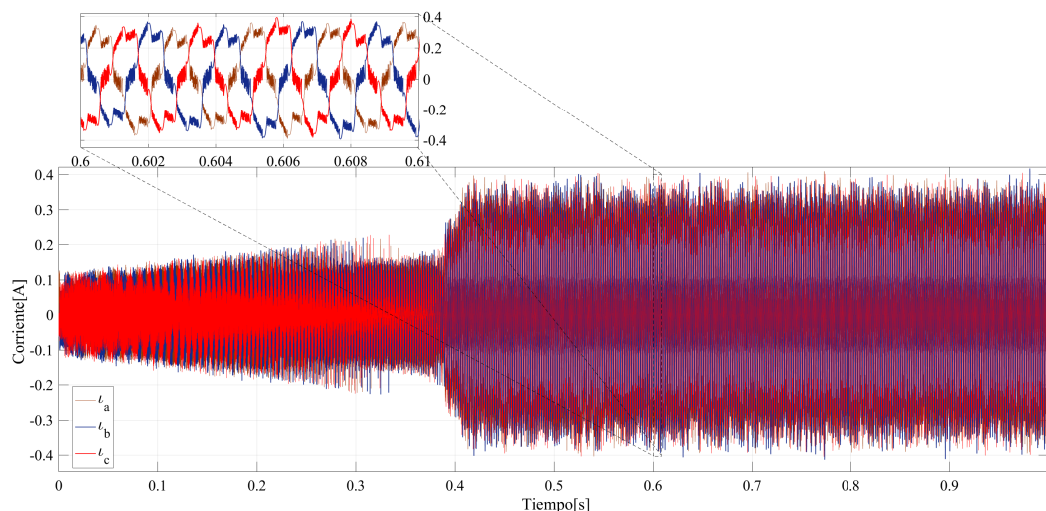


Figura 46: Corrientes de I_a , I_b y I_c

Así en la figura 46, se muestran las corrientes de cada sensor de efecto Hall, denotado como i_a , i_b y i_c , por lo que comprobando los datos técnicos del motor en el cual la corriente debe de ser menor a 0.5A, sin carga. Así mismo, se muestran las fuerzas electromotrices de cada sensor, denotadas como EMF A, EMF B y EMF C como se puede observar en la figura 47.

Por lo tanto, para apreciar mejor la conmutación o desfase entre éstas, se puede observar en la figura 48. Así para obtener estos resultados, en la entrada 2 del bloque de Conmutación2sentidos, es ingresado una $u=0.9$, el cual corresponde a la mitad del control aplicado al sistema como señal PWM.

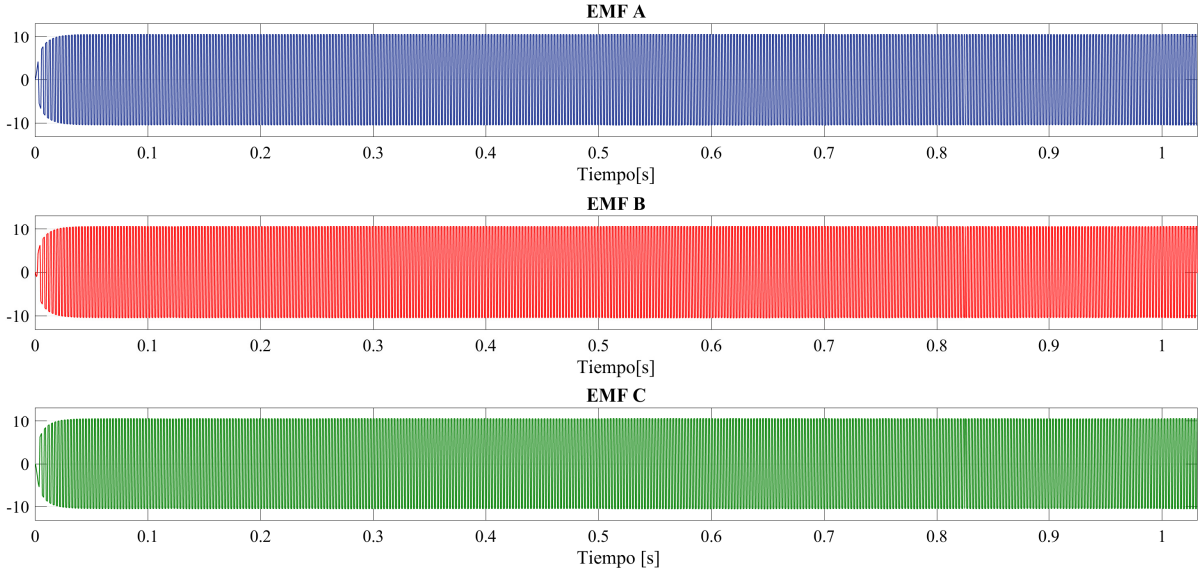


Figura 47: EMF de Ha, Hb y Hc

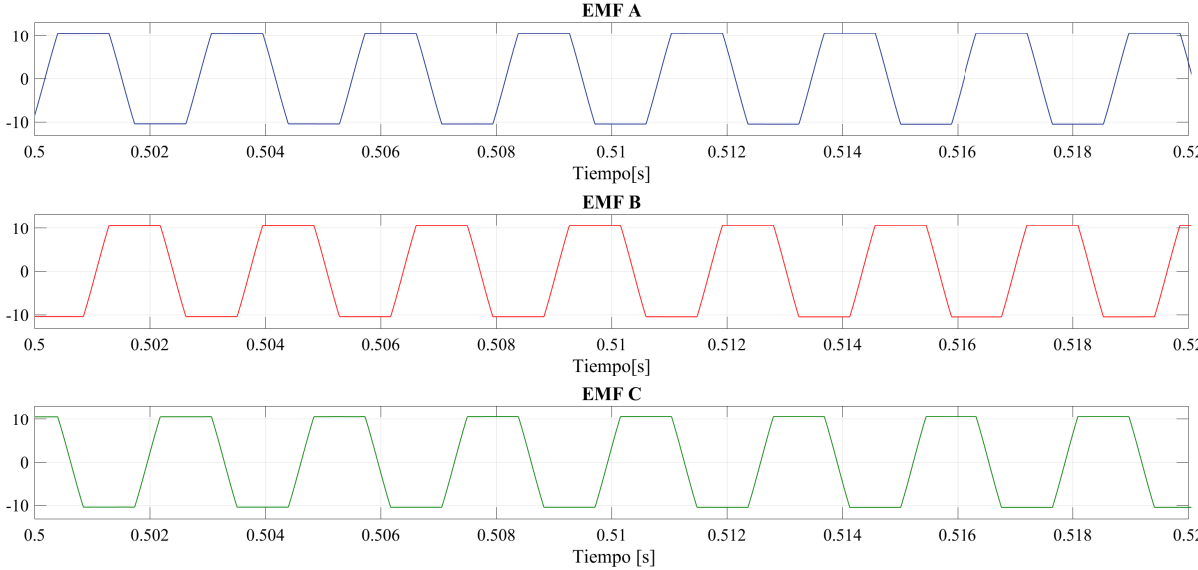


Figura 48: EMF de Ha, Hb y Hc con zoom entre 0.5 y 0.52

Así mismo, se observa en la figura 49, la conmutación entre los tres sensores Hall, H_a , H_b y H_c siguiendo la secuencia de conmutación antes mencionada.

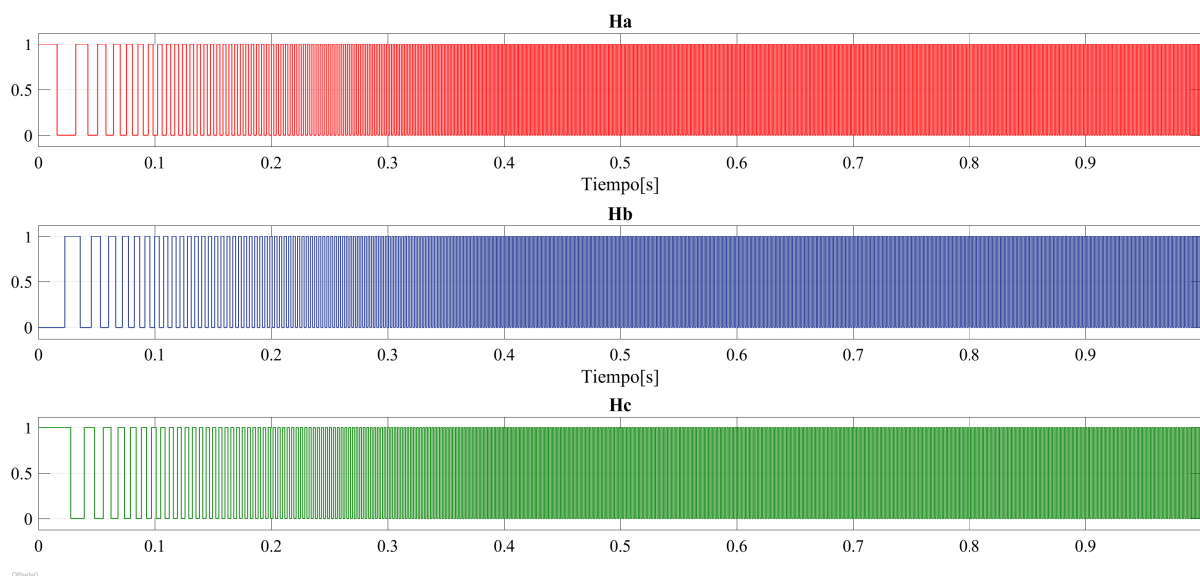


Figura 49: Conmutación de sensores H_a , H_b y H_c

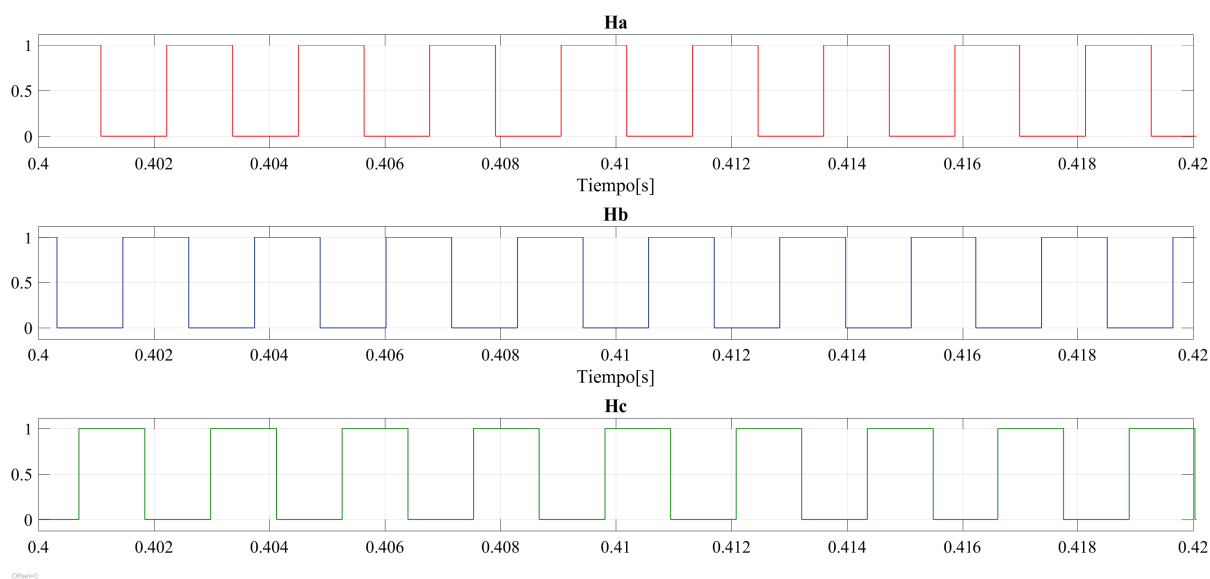


Figura 50: Conmutación de sensores H_a , H_b y H_c con zoom entre 0.4 y 0.42

Así mismo, en la figura 51, se muestra el ángulo del motor(θ) el cual va de 0 a 600 rad en 1 segundo, en donde éste aún no cuenta con sistema de control (lazo abierto).

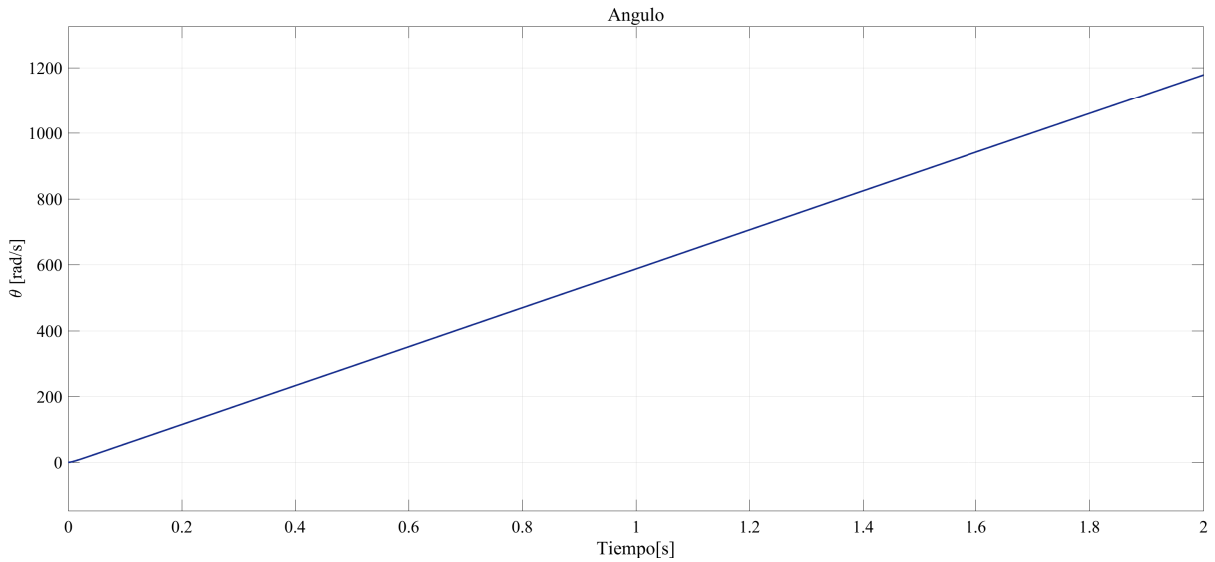


Figura 51: Ángulo de motor

Ahora, en la figura 52, se muestra la velocidad del motor(ω) el cual converge a 600 rad/s, obteniendo valores negativos de acuerdo a la combinación hacia el sentido horario o anti-horario respectivamente.

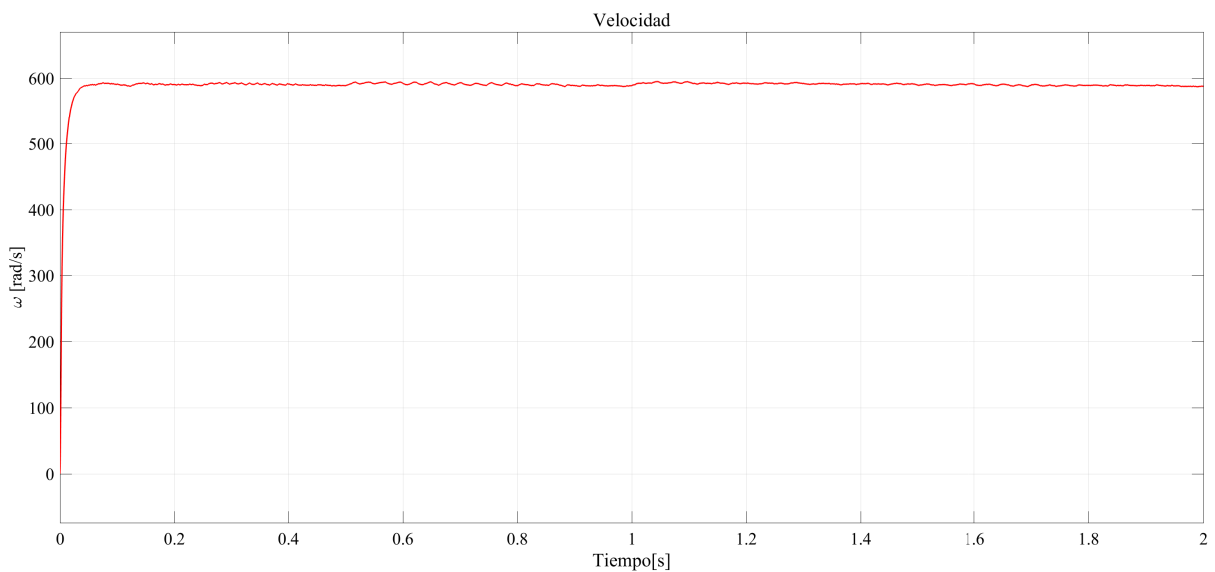


Figura 52: Velocidad de Motor

También, en la figura 53, como es el desempeño del motor de acuerdo al torque que es generado por éste dadas en [Nm].

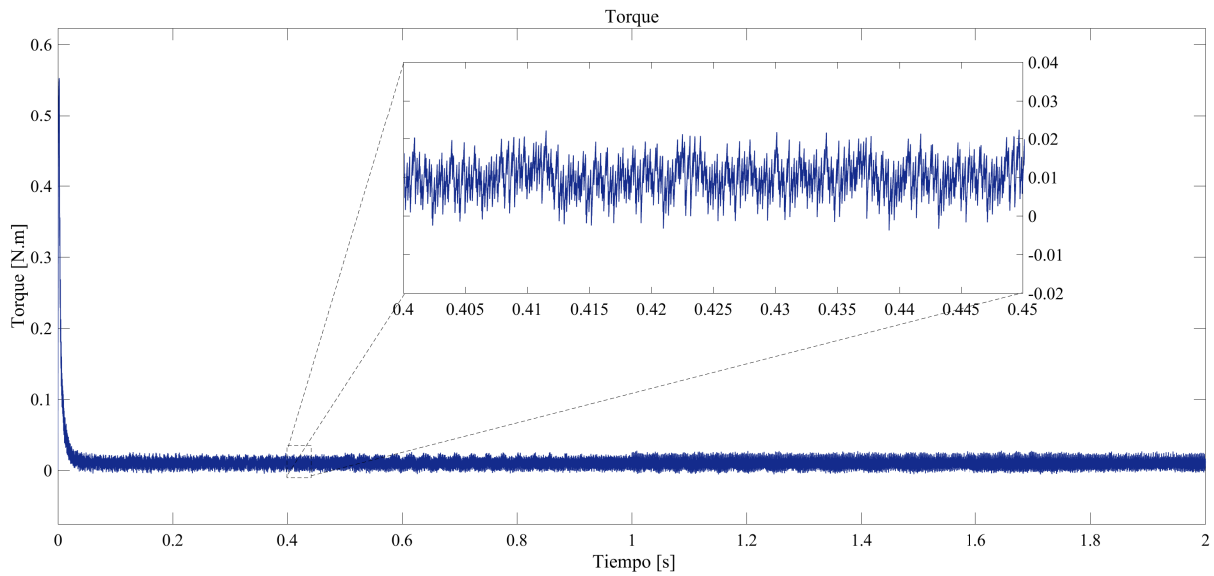


Figura 53: Torque

Lazo Cerrado

Así en este apartado, se pretende obtener el sistema en lazo cerrado, el cual nos permite obtener un control de éste. Para ello se propuso un sistema de control. Para ello se llevaron a cabo dos de ellos en el que uno es un control proporcional integral derivativo, también conocido como PID, y el otro con rechazo activo de perturbaciones.

PID

Este es un control de tipo Proporcional-Integral-Derivativo, el cual se llevó a cabo a partir de un bloque propuesto con el mismo sistema planteado anteriormente. El bloque de control utilizado se muestra en la figura 54.

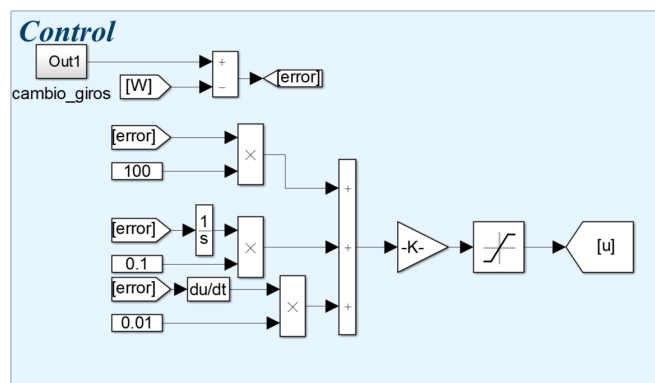


Figura 54: Control PID

Entonces, para el control PID, se proponen tres ganancias donde $K_p=100$, $K_i=0.1$ y $K_d=0.01$.

Resultados

Por medio de las configuraciones antes mencionadas, y proponiendo una ley de control de tipo PID, se cierra el lazo al motor BLCD. Así, a partir de cierta referencia y con la finalidad de que se realice ciertos giros para ambos lados, se presenta la siguiente función presentada en la figura 55.

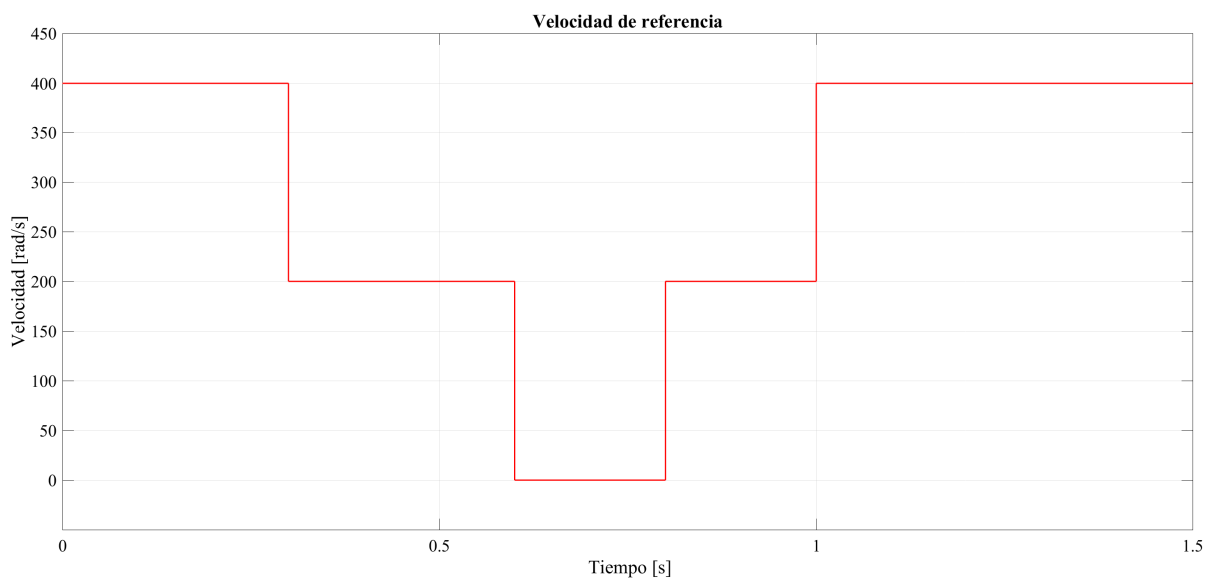


Figura 55: Referencia

Por lo tanto, a partir de la referencia anterior para la velocidad del motor, se obtienen los siguientes valores de posición como se muestra en la siguiente figura 56, que en un tiempo de 1.5 segundos alcanza aproximadamente 425 radianes.

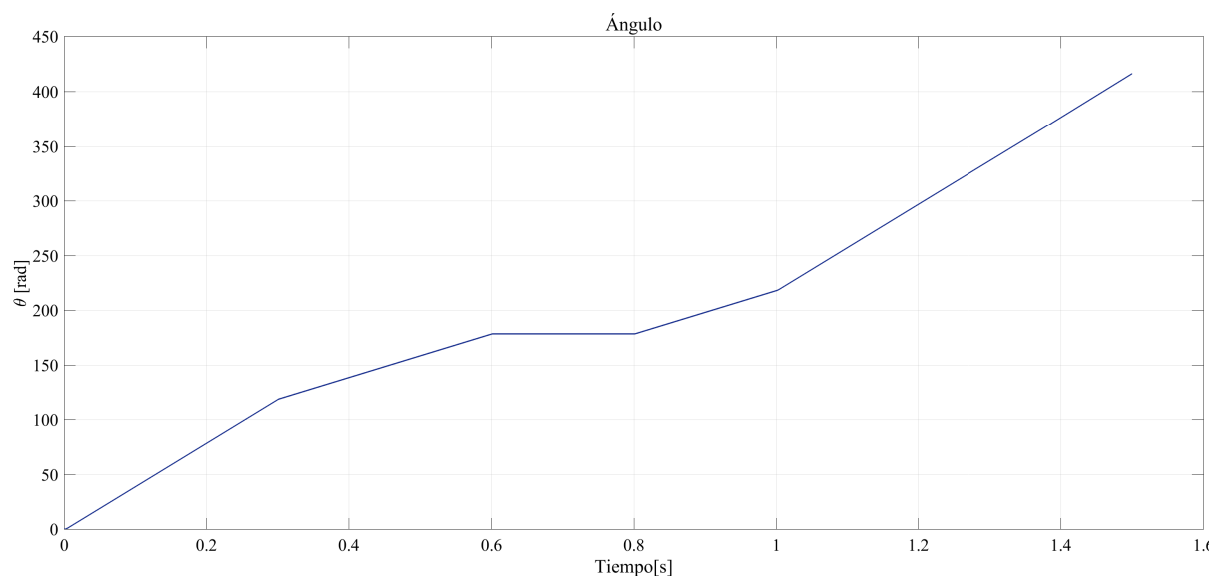


Figura 56: Ángulo de motor

Así, en la figura 57 se describe la salida en velocidad obtenida del sistema, y como se va con el control PID aplicado.

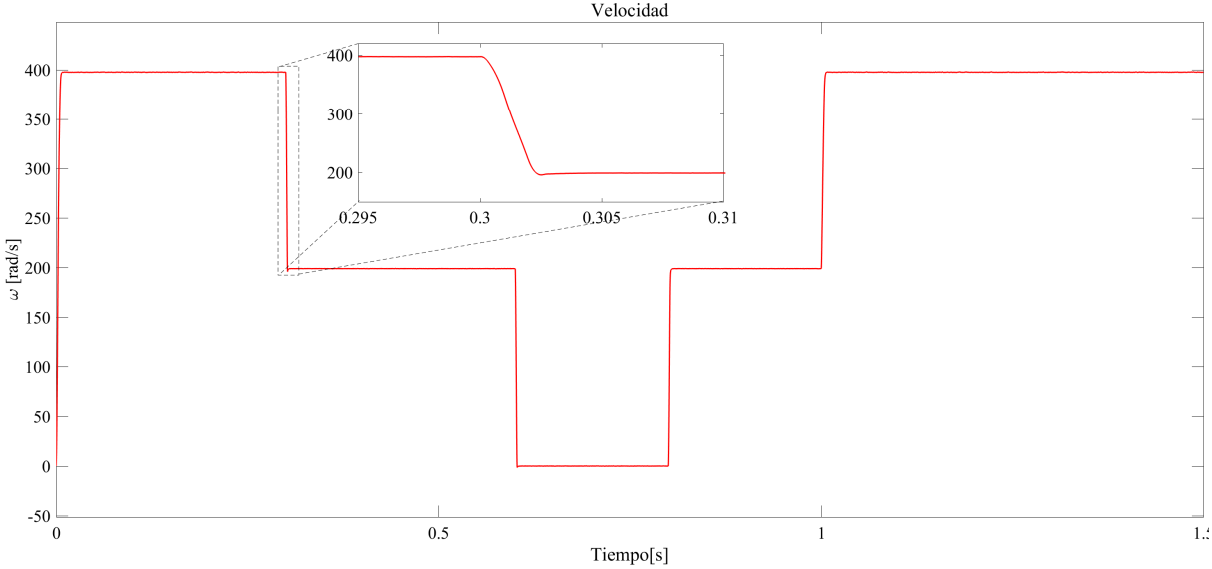


Figura 57: Velocidad de motor

Por lo tanto, para obtener la variación entre la velocidad de referencia del sistema y la velocidad medida, se puede apreciar en la figura 58, siguiendo los cambios de giros propuesto en el bloque de función de referencia.

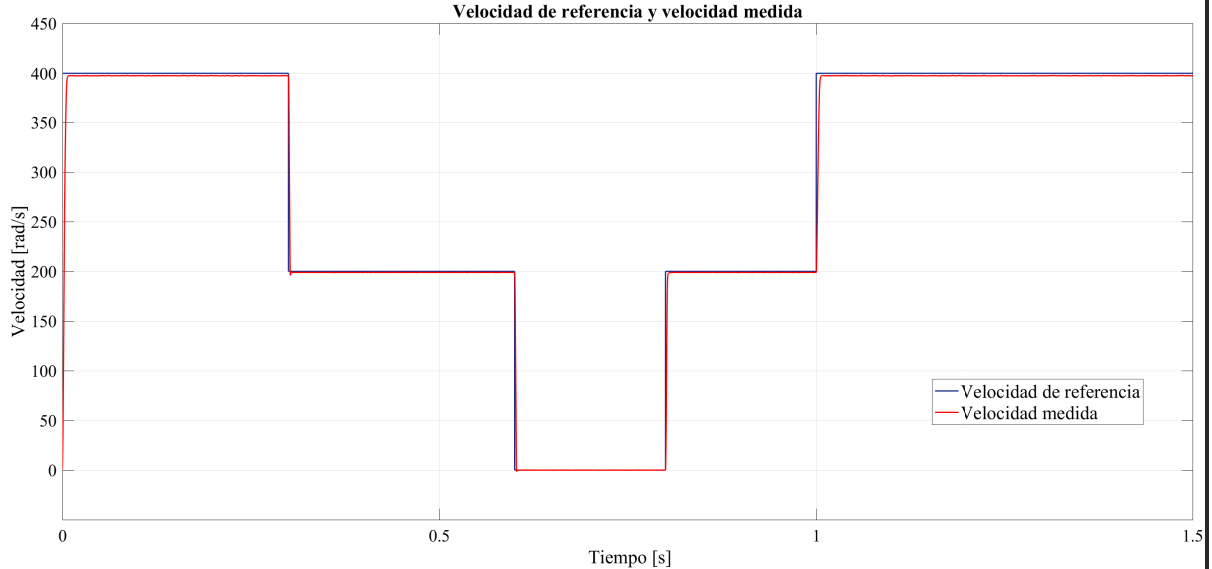


Figura 58: Velocidades de motor