

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA

**CONTROL SIN SENSORES DEL MOTOR BLDC EN
RÉGIMEN DE BAJA VELOCIDAD**

TESIS

Para obtener el grado de:

Maestro en Electrónica, Opción: Sistemas Inteligentes Aplicados

Presenta:

Ing. Isaí Jiménez Hernández

Director de Tesis:

Dr. Carlos García Rodríguez

Co-director de Tesis:

Dr. Jesús Linares Flores

Huajuapán de León, Oaxaca, México, Mayo de 2022

Con cariño para mi familia.

*A mis padres Maribel y Julian
por apoyarme todo este tiempo.*

Y a mis hermanos y sobrinos.

A Alejandra por su amor y apoyo durante esta etapa.

Agradecimientos

Agradezco el apoyo en todo momento por parte de mi director de tesis Dr. Carlos García Rodríguez y mi co-director Dr. Jesus Linares Flores.

Gracias a la Universidad Tecnológica de la Mixteca y a su personal que me proporcionó ayuda y me facilitó el uso de equipo e instalaciones.

A mis amigos y compañeros de laboratorio, y en especial a Jesus por su apoyo y compañía en este tiempo.

Y finalmente agradezco a mis sinodales Dr. Edgardo Yescas Mendoza, Dr. Jacob Javier Vasquez Sanjuan, Dr. Jorge Luis Barahona Ávalos y MC. Jose Antonio Juarez Abad. Por sus observaciones e interés en mejorar y revisar este trabajo.

Resumen

En este trabajo se propone un esquema de control de velocidad sin sensores de posición y velocidad de un motor de corriente directa sin escobillas (motor BLDC por sus siglas en inglés), modelo SG/F14 de la marca FreeGoPower, con una potencia nominal de 800 W. El objetivo principal de este trabajo es diseñar un controlador de velocidad que muestre un buen desempeño en la operación y control sin sensores de posición y velocidad del motor BLDC en un régimen de baja velocidad, en este caso, por debajo de los 60 RPM.

La metodología utilizada consiste en la determinación de la posición del rotor a partir de las FEM inducidas línea a línea del motor y de la construcción de unas funciones, denominadas funciones G. Originalmente las funciones G eran reconstruidas directamente con las mediciones de voltajes, corrientes y derivadas de corrientes de línea a línea en el motor. En el régimen de baja velocidad, las señales necesarias para construir las funciones G contienen un alto contenido armónico y ruido, por lo que la determinación de derivadas en el tiempo de estas señales provoca errores significativos en la estimación. El principal aporte de este trabajo es el uso de observadores de estado extendido de las FEM para mejorar los resultados de la estimación de posición a baja velocidad en el motor utilizado por debajo de los 60 RPM, con resultados experimentales que demuestran su potencial aplicación en vehículos eléctricos.

Una vez que la estimación de la posición se realiza de manera adecuada en lazo abierto, se diseña un controlador de velocidad basado en rechazo activo de perturbaciones, utilizando la propiedad de planitud diferencial y observadores GPI. Este controlador de lazo cerrado se diseña para la regulación de velocidad, obteniéndose buenos resultados a baja velocidad tanto con el uso de sensores de velocidad y posición como sin estos. Para obtener el esquema completo de control sin sensores físicos, se propone un estimador de velocidad utilizando la misma estimación de posición. Por lo tanto, el esquema propuesto es capaz de controlar al motor BLDC a partir de una posición inicial conocida, en un régimen de baja velocidad haciendo uso solo de los 3 cables de alimentación del motor y no de los 8 habituales que se utilizan en una aplicación normal. .

Adicionalmente se presenta un avance en la estimación de la posición inicial del rotor basado en la variación de inductancias en el estator. Sin embargo no se ha podido aún automatizar

esta identificación. Poder identificar de forma automática la posición inicial del rotor permitiría arrancar correctamente el motor sin depender de colocar al rotor en una posición conocida o provocar movimientos indeseados para su identificación inicial.

El funcionamiento del esquema propuesto se prueba mediante simulaciones en el programa Matlab-Simulink y pruebas experimentales con el motor en cuestión y los elementos necesarios para su operación (inversor trifásico y sensores). Los resultados experimentales demuestran el funcionamiento del esquema de control sin sensores implementado en una tarjeta DSP con modelo TMS320F28335 Delfino de Texas Instruments, en la cual se modela el esquema propuesto operando el motor a velocidades menores a 60 RPM con variaciones de carga.

Índice

Agradecimientos	III
Resumen	v
Índice	VII
Índice de figuras	VIII
Índice de tablas	IX
1. Introducción	1
1.1. Estado del arte	3
1.1.1. Operación de motores BLDC.	3
1.1.2. Estimación de posición sin sensores del motor BLDC	5
1.2. Planteamiento del problema	8
1.3. Justificación	9
1.4. Hipótesis	9
1.5. Objetivos	10
1.5.1. Objetivo general	10
1.5.2. Objetivos específicos	10
1.6. Metodología	11
2. Marco teórico	14
2.1. Motores BLDC	14

2.1.1.	Sistema de conmutación electrónica	17
2.1.2.	Lógica de conmutación del motor BLDC	17
2.1.3.	Simplificación del modelo para el motor BLDC	18
2.2.	Estimación de posición sin sensores del motor BLDC	20
2.2.1.	Métodos basados en la FEM inducida	21
2.2.2.	Método basado en funciones G	22
2.2.3.	Métodos basados en inductancias	25
2.3.	Planitud diferencial	26
2.4.	Observador de estado extendido	27
2.5.	Control por rechazo activo de perturbaciones	30
3.	Plataformas de pruebas	31
3.1.	Plataforma de simulación	32
3.1.1.	Motor e inversor en Matlab/Simulink	33
3.2.	Plataforma experimental	34
3.2.1.	Inversor trifásico de puente completo	35
3.2.2.	Adquisición de datos	36
4.	Desarrollo del esquema sin sensores	40
4.1.	Propuesta de mejora del estimador	40
4.1.1.	Implementación de derivadas de las corrientes	40
4.1.2.	Implementación del estimador en Matlab-Simulink	42
4.1.3.	Resultados de simulación del esquema sin sensores	44
4.2.	Diseño del controlador por rechazo activo de perturbaciones	47
4.2.1.	Implementación del controlador en Matlab-Simulink	52
4.2.2.	Resultados de simulación del controlador ADRC	54
4.3.	Estimador de posición inicial	62
4.3.1.	Resultados de estimación de posición inicial	63
5.	Resultados experimentales del esquema sin sensores	66

5.1. Implementación del estimador en PSIM	66
5.2. Resultados experimentales del estimador de posición	69
5.2.1. Pruebas de operación sin sensores en lazo abierto	69
5.3. Implementación del control de velocidad en el programa PSIM	73
5.3.1. Estimador de velocidad sin sensores en PSIM	75
5.4. Resultados experimentales del controlador ADRC	76
5.4.1. Estimación de velocidad sin encoder	76
5.4.2. Pruebas de control con sensores de posición	77
5.4.3. Pruebas de control sin sensores de posición	79
5.4.4. Comparativa del error de regulación con y sin sensores de posición	81
6. Conclusiones	84
6.1. Trabajos futuros	86
A. Especificaciones de plataformas	87
B. Elementos auxiliares en PSIM	92
B. Artículo publicado	95
Bibliografía	102

Índice de figuras

1.1. Motor BLDC comercial [1].	1
1.2. Esquemático y circuito equivalente de un motor BLDC [2].	2
1.3. Esquema de operación básico del motor BLDC [2].	3
1.4. Secuencia de conmutación de los devanados de estator [3].	4
1.5. Metodología propuesta para el desarrollo de la tesis.	11
2.1. Diagrama electromecánico del Motor BLDC [2].	15
2.2. Topología del inversor trifásico para el motor BLDC.	17
2.3. Paso de conmutación del motor BLDC.	19
2.4. Análisis del paso de conmutación del motor BLDC.	19
2.5. Esquema de estimación sin sensores del motor BLDC.	21
2.6. Formas de onda en el motor BLDC trifásico [4].	22
2.7. Relación entre señales del estimador con funciones G [5].	24
2.8. Principio de variación de inductancias [6].	25
2.9. Vectores de voltajes para la estimación de posición inicial [6].	26
2.10. Estructura del observador de estado extendido [7].	29
3.1. Motor BLDC utilizado modelo: SG/F14.	31
3.2. Plataforma de simulación desarrollada en Matlab-Simulink.	33
3.3. Modelado del inversor en Matlab/Simulink.	34
3.4. Diagrama propuesto de la plataforma experimental.	35
3.5. Diagrama esquemático del inversor propuesto.	36

3.6. Esquema para la adquisición de señales en el inversor.	36
3.7. Conexión del sensor ACHS-7121.	37
3.8. Conexión del sensor AMC1100 con un divisor de voltaje resistivo.	38
3.9. Plataforma experimental del proyecto.	39
4.1. Modelado de las funciones G en Matlab/Simulink.	43
4.2. Implementación del observador de derivada en Simulink.	43
4.3. Implementación del observador de FEM en Simulink.	44
4.4. Funciones G obtenidas con derivadas por diferencias.	44
4.5. Funciones G obtenidas con observador de la derivada.	45
4.6. Funciones G obtenidas con observadores de FEM.	45
4.7. Relación entre sensores de posición y señal ZCP en Simulink.	46
4.8. Posición real y estimada obtenida con el método propuesto.	46
4.9. Velocidad en lazo abierto y respuesta a variación de R.	47
4.10. Controlador ADRC implementado en Simulink.	52
4.11. Estimador de velocidad implementado en Simulink.	53
4.12. Estimación de velocidad en simulación.	54
4.13. Velocidad del motor perturbado con sensores H y encoder.	55
4.14. Error de regulación de velocidad con sensores H y con encoder.	55
4.15. Velocidad del motor perturbado sin sensores H y encoder.	56
4.16. Error de regulación de velocidad sin sensores H y con encoder.	56
4.17. Velocidad del motor perturbado con sensores H y sin encoder.	57
4.18. Error de regulación de velocidad con sensores H y sin encoder.	58
4.19. Velocidad del motor perturbado sin sensores H y sin encoder.	58
4.20. Error de regulación de velocidad sin sensores H y sin encoder.	59
4.21. Velocidad del motor controlado con cambios de carga usando sensores H.	60
4.22. Señal de control obtenida usando sensores de efecto Hall.	60
4.23. Velocidad del motor controlado con cambios de carga usando estimador de posición.	61
4.24. Señal de control obtenida usando el estimador de posición.	61

4.25. Vectores de conmutación en el motor.	62
4.26. Lógica de inyección de pulsos en PSIM.	63
4.27. Respuesta de corriente en posiciones 101 y 001	64
4.28. Respuesta de corriente en posiciones 011 y 010	64
4.29. Respuesta de corriente en posiciones 110 y 100	64
5.1. Modelado de los observadores de FEM en PSIM.	67
5.2. Obtención de las funciones G en PSIM.	67
5.3. Lógica para generación de señal ZCP.	68
5.4. Lógica para la estimación de posición.	69
5.5. Estimaciones de las FEM línea a línea en tiempo real.	70
5.6. Funciones G obtenidas en tiempo real.	70
5.7. Relación entre posición real y señal ZCP.	71
5.8. Comparativa entre sensores de posición reales y estimados.	71
5.9. Comparativa entre posición real y estimada.	72
5.10. Comparativa de las señales físicas y virtuales de posición.	72
5.11. Variación de la FEM estimada al variar R.	73
5.12. Observador GPI en PSIM.	74
5.13. Ley de control en PSIM.	74
5.14. Estimador de velocidad sin sensores en PSIM.	75
5.15. Estimación de velocidad sin encoder, con sensores H.	76
5.16. Estimación de velocidad sin encoder, sin sensores H.	77
5.17. Velocidad estimada del motor con y sin control usando sensores H.	77
5.18. Velocidad del motor con sensores H y variaciones de la referencia.	78
5.19. Velocidad del motor con sensores H y variación de carga.	79
5.20. Velocidad estimada del motor con y sin control sin usar sensores H.	80
5.21. Velocidad del motor sin sensores H y variaciones de la referencia.	81
5.22. Velocidad del motor sin sensores H y variación de carga.	81
5.23. Error de regulación de velocidad con variaciones de la referencia.	82

5.24. Error de regulación de velocidad con presencia de par de carga.	83
6.1. Configuración del tipo de módulo de motor BLDC.	87
6.2. Configuración de parámetros del módulo de motor BLDC.	88
6.3. Diseño final de la placa PCB.	90
6.4. Placa PCB fabricada y ensamblada.	91
6.5. Modelado de la lógica de conmutación en PSIM.	92
6.6. Lectura de los ADC.	93
6.7. Corrección de señales.	94

Índice de Tablas

2.1. Lógica de conmutación del motor BLDC.	18
2.2. Definición de funciones G.	23
3.1. Parámetros del motor BLDC SG/F14.	32

Capítulo 1

Introducción

El motor de corriente directa sin escobillas (BLDCM, del inglés *Brushless Direct Current Motor*) es una máquina eléctrica síncrona de imanes permanentes, cuyos devanados de estator son energizados mediante conmutación electrónica, eliminando el uso de escobillas del clásico motor de corriente directa. Estos motores de imanes permanentes se basan en el principio de atracción y repulsión de campos magnéticos, y se caracteriza debido a su construcción interna por tener una fuerza contra-electromotriz (FEM) con forma trapezoidal, a diferencia de su contraparte, el motor síncrono de imanes permanentes (PMSM) de corriente alterna que presenta una FEM inducida de forma sinusoidal. La Figura 1.1 muestra el rotor compuesto de imanes permanentes a la izquierda y el estator devanado a la derecha de un motor BLDC comercial.



Figura 1.1. Motor BLDC comercial [1].

Este tipo de motor ofrece un mejor rendimiento, ahorro de energía y un mayor ciclo de vida respecto a otras arquitecturas debido a las siguientes características [2].

- Menor tamaño (mayor densidad de potencia).
- Pocas pérdidas debido a la ausencia de escobillas.
- Alto par.
- Mayor eficiencia y confiabilidad.
- Rango amplio de velocidad.
- Relación lineal par-velocidad

Sus principales aplicaciones se encuentran en robótica, aeronáutica, maquinaria de precisión, vehículos eléctricos y sistemas de automatización industrial [8]-[9].

El diagrama esquemático de un motor BLDC de dos polos trifásico con conexión en estrella y su circuito eléctrico se muestran en la Figura 1.2, donde se observa que los devanados están ubicados en el estator y los imanes permanentes en el rotor.

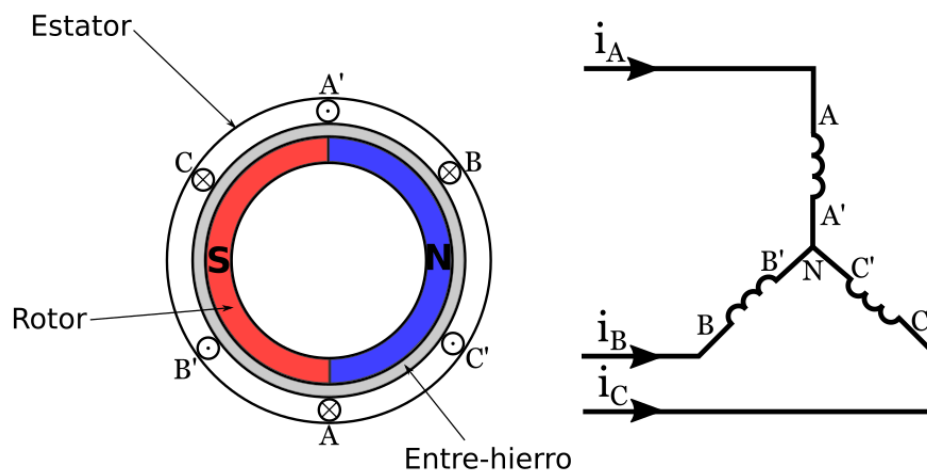


Figura 1.2. Esquemático y circuito equivalente de un motor BLDC [2].

De acuerdo a la forma en que operan estos motores, es necesario tener la información de la posición del rotor para determinar la secuencia de conmutación de los devanados del estator siguiendo la lógica de conmutación establecida. Para energizar los devanados correspondientes a

cada paso del proceso de conmutación se utiliza un inversor de corriente, que generalmente es un inversor trifásico de puente completo [2]. Tradicionalmente los esquemas básicos de operación utilizan sensores de efecto Hall para conocer la posición del motor, mientras que los esquemas sin sensores estiman la posición a partir de mediciones eléctricas del motor. La Figura 1.3 muestra el diagrama básico de operación de estos motores.

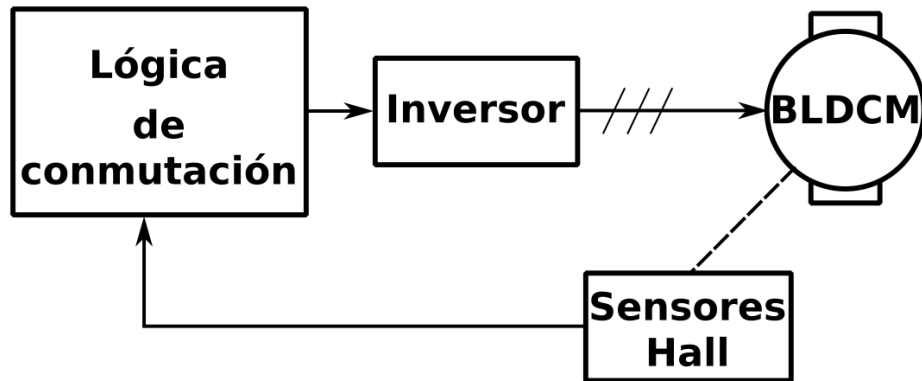


Figura 1.3. Esquema de operación básico del motor BLDC [2].

El desarrollo de sistemas de control sin sensores representa una alternativa en aplicaciones en las cuales los sensores tradicionalmente usados son susceptibles a fallas o se desea eliminarlos a fin de reducir costos y tamaño. Estas técnicas sin sensores permiten prescindir de los circuitos que requiere el uso de sensores montados en el motor, y delega la responsabilidad de desarrollar procesamiento digital de las mediciones eléctricas del motor que se tienen disponibles desde la etapa del inversor eléctrico.

1.1. Estado del arte

1.1.1. Operación de motores BLDC.

La operación y control de velocidad de los motores BLDC es la principal área de interés en estos motores, debido a que sus aplicaciones requieren tener un control robusto sobre las variables de salida como son par y velocidad. Para ello, es necesario tener la información sobre el número de pares de polos en el rotor, el número de fases de estator (bifásicos o trifásicos), el tipo de conexión de los devanados (estrella o delta), así como la secuencia de conmutación

establecida por el fabricante para diseñar controladores adecuados.

Diversas técnicas de control han sido utilizadas en estos motores, desde controladores clásicos, proporcional P, proporcional-integral PI y proporcional-integral-derivativo PID, así como técnicas más sofisticadas como el control por modos deslizantes, rechazo activo de perturbaciones, sistemas de control difuso y redes neuronales [2].

El tipo de motor más utilizado es el motor de tres fases con conexión tipo estrella o Y. El número de pares de polos para estos motores varía, siendo necesario conocerlos para establecer la relación entre los ciclos eléctricos y mecánicos del motor. Respecto a la forma en que estos motores son conmutados, existen 2 métodos de operación principales: el método de los 6 pasos y el control de campo orientado (FOC, *Field Oriented Control*).

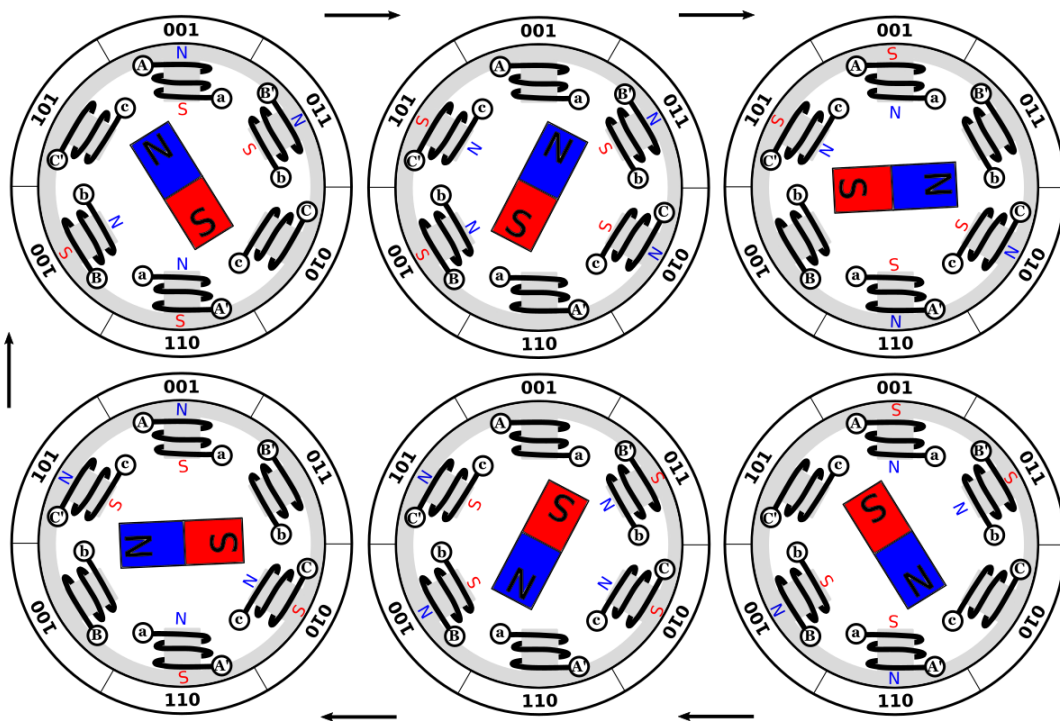


Figura 1.4. Secuencia de conmutación de los devanados de estator [3].

En el método de los 6 pasos, se define una tabla de conmutación que relaciona la posición retroalimentada del rotor y los devanados a conmutar respectivamente para asegurar el giro y la transmisión de potencia deseada al motor. Para el caso más común, el motor de tres fases con conexión tipo estrella, la tabla de conmutación define 6 estados o pasos, es decir, cuenta con un cambio de estado cada 60 grados eléctricos. En cada estado se maneja una conmutación de dos

fases, refiriéndose a que dos fases están activas mientras la tercera se mantiene flotada, por lo cual, cada fase está activa durante 120 grados eléctricos. La Figura 1.4 muestra la operación del motor con el uso de sensores de efecto Hall (como un código binario de 3 dígitos) para conocer la posición del rotor siguiendo la secuencia de conmutación basado en el método de los 6 pasos [3].

Por otro lado, el uso del control de campo orientado (FOC, *field oriented control*) se centra en mantener un ángulo de 90 grados entre el flujo del estator y el flujo del rotor. Con este esquema se puede controlar de forma independiente el par y el flujo del estator a través de la transformación de coordenadas dq . Al igual que el método de 6 pasos, se requiere del conocimiento de la posición del rotor para que el flujo en el estator se ajuste a modo de mantener el ángulo deseado. El uso del FOC en el motor BLDC mejora el rizo de par de salida, lo que es de interés para aplicaciones en autos eléctricos. Aunque en la literatura no se reporta mucho el uso de esta técnica en el motor BLDC, es de interés mencionarla debido a que ha sido ampliamente utilizada en el PMSM, con la diferencia que en ese caso se tiene una FEM sinusoidal, en comparación a la FEM trapezoidal del motor BLDC, donde podría haber problemas para aplicar las transformaciones de Clark y Park necesarias [10]-[11].

Respecto al control de estos motores, en aplicaciones de vehículos eléctricos, uno de los principales requerimientos es la capacidad de operar ante variaciones en la carga. Un enfoque de control que se ha tomado actualmente es el control por rechazo activo de perturbaciones, tanto en los motores BLDC como en su análogo de CA, el PMSM. La literatura reporta la implementación de estos sistemas de control con éxito, mostrando un excelente desempeño y robustez, además de mejorar el rizo en el par y velocidad de salida [12]-[13].

1.1.2. Estimación de posición sin sensores del motor BLDC

Los esquemas de estimación sin sensores, o esquemas sensorless se definen como aquellos métodos que estiman de forma indirecta la posición del rotor mediante las mediciones eléctricas del motor. El uso de estos sistemas permite reducir principalmente el tamaño y peso de los motores debido a la eliminación de los circuitos requeridos por los sensores de medición directa de la posición. Adicionalmente, el uso de este esquema de estimación representa una solución

al fallo de los sensores, siendo posible usarlo como un sistema de respaldo ante esta situación [8].

En la literatura existente, se han reportado diversos enfoques de estimación sin sensores que se pueden clasificar en 5 diferentes grupos, divididos de acuerdo a su principio de funcionamiento y cómo pueden ser aplicados en los motores BLDC. Esta clasificación se establece como sigue:

- Métodos basados en la fuerza contra-electromotriz (FEM inducida)
- Métodos basados en inductancias
- Métodos basados en eslabonamiento del flujo
- Métodos basados en diodos de conducción libre (Free-wheeling)
- Métodos de estimación inteligentes (redes neuronales, IA)

Para la operación del motor BLDC en el arranque y bajas velocidades los métodos basados en la fuerza contra-electromotriz y los basados en inductancias son los más usados, por lo que se abunda en su comprensión [2], [14]-[15]

Métodos basados en la FEM inducida

Estos métodos se caracterizan por utilizar la información de las fuerzas contra-electromotrices (FEM inducidas) en los devanados del motor para poder estimar la posición angular del rotor. La naturaleza de las FEM inducidas de forma trapezoidal trifásicas en el motor permiten que estas se puedan medir, y mediante la detección de los cruces por cero de las FEM inducidas en cada fase se puede estimar la posición actual de rotor realizando compensaciones necesarias. Para la detección de los cruces por cero se han usado métodos como la medición de voltajes de terminal, la integración de las FEM, el cálculo del tercer armónico de las FEM, medición de las FEM de línea a línea y el uso de diodos de conducción libre (Free-wheeling). Aunque estos métodos son los más utilizados debido a que permiten un buen funcionamiento de los motores BLDC a velocidad intermedia y cercana a la nominal, es complicado utilizarlos en las etapas de arranque de los motores, donde la existencia de esta información es nula o difícil de medir

directamente, por lo cual se implementan generalmente en un régimen de operación nominal y en conjunto con una lógica de arranque con pre colocación del rotor [2].

Métodos basados en la inductancia.

Estos métodos se basan en la inyección de pulsos de voltaje en los devanados de estator. Existe una variación de inductancia de los devanados debido a la alineación que guardan con el eje magnético del rotor. Al ser excitados, esta diferencia se traduce en comportamientos distintos de corriente, lo que permite estimar la posición inicial del motor. Estos métodos permiten implementar sistemas de arranque sin sensores, no obstante, requieren de una excelente etapa filtrado y acondicionamiento de señal y de un sistema adicional de identificación de patrones de las señales obtenidas durante la inyección de los pulsos [2], [16].

Sistemas de arranque y operación a baja velocidad del motor BLDC.

Para operar los motores BLDC se requiere conocer la posición del rotor para establecer la secuencia de conmutación en cualquiera de los métodos ya mencionados (6 pasos y FOC). Sin embargo, aún con el uso de sensores, la etapa de arranque no se puede realizar de manera directa como cuando el motor se encuentra a determinada velocidad. Por esto, se han desarrollado esquemas de arranque en los motores BLDC que permiten llevar a los motores hasta una velocidad mínima que permite utilizar el control con o sin sensores. Algunos métodos encontrados en la literatura son el método de 3 pasos, la precolocación del rotor, interpolación de voltajes de inicio, entre otros [2], [17]-[18].

Los esquemas de operación sin sensores tradicionales funcionan correctamente cuando el motor trabaja a partir de una velocidad mínima. Sin embargo, existen también ocasiones donde los motores deben trabajar a baja velocidad, donde la estimación sin sensores se vuelve difícil. El control sin sensores de motores BLDC a baja a velocidad es, por sus aplicaciones potenciales, un tema de investigación vigente [14]-[15].

1.2. Planteamiento del problema

El uso de motores BLDC en diversas aplicaciones ha cobrado relevancia debido a las ventajas que este tipo de motores ofrecen, destacando una alta eficiencia de trabajo, un tamaño compacto, y una buena relación velocidad-par [2]. Este tipo de motores son usados en aplicaciones aeronáuticas, automotrices, robóticas, entre otras aplicaciones con requerimientos de alto desempeño. Para la operación de estos motores se requiere de sistemas de conmutación electrónica para hacer girar el motor, siendo necesaria, por lo general, la realimentación de la información de posición del rotor para establecer la secuencia de conmutación. Los sensores usados tradicionalmente son los sensores de efecto Hall y los encoders, sin embargo, estos presentan inconvenientes al ser utilizados en ciertas condiciones de operación adversas (altas temperaturas, sobrecalentamiento, inclemencias del tiempo, suciedad), ya que requieren de etapas de instrumentación, aumento en el costo, así como hardware y espacio adicional, volviéndose importante la investigación de sistemas de estimación sin sensores.

En el estado del arte del control sin sensores de los motores BLDC pueden encontrarse los métodos basados en lectura de las FEM en los devanados del motor [6], técnicas basadas en el eslabonamiento del flujo de los devanados, variación de las inductancias, entre otros [8], [16]. Aunque estos métodos tienen un buen desempeño a velocidad intermedia, el principal problema se detecta al momento en que los motores son utilizados a bajas velocidades, menores al 10 % de la velocidad nominal o en el arranque, debido a que las lecturas de las señales eléctricas necesarias para la estimación de posición son muy pequeñas o con alto contenido armónico, siendo ineficaces estos métodos existentes [2], [8], [19].

Partiendo de lo ya expuesto, se plantea el siguiente tema de investigación para resolver el problema de utilizar el motor BLDC sin sensores de posición a baja velocidad. Idear un sistema de operación y control sin sensores para un motor BLDC, que permita utilizar el motor en su etapa de arranque y baja velocidad. El controlador de este sistema deberá presentar robustez ante perturbaciones externas y una respuesta rápida en conjunto con el sistema de estimación de posición sin sensores. El sistema diseñado se probará tanto a nivel simulación como a nivel experimental utilizando un motor BLDC con 15 pares de polos magnéticos y una potencia nominal de 800W, el cual es usado para tareas de tracción en transporte eléctrico [20].

1.3. Justificación

Actualmente existe un amplio rango de aplicaciones para motores del tipo BLDC. Hablando específicamente del sector automotriz, desde hace ya unas décadas, el interés por diseñar automóviles eléctricos ha crecido. El actual desarrollo tecnológico de sistemas electrónicos capaces de hacer posible el uso de motores eléctricos en los automóviles motiva a los investigadores a desarrollar y mejorar los sistemas de control que actúan sobre estos. Uno de los principales motivos para diseñar sistemas de control sin sensores es que los fabricantes pretenden reducir las dimensiones requeridas por los motores sin afectar su potencia, y mejorar su operación en condiciones adversas (suciedad, polvo y altas temperaturas). Aunque se ha tenido un buen desarrollo respecto al tema, aún se tienen carencias en el desempeño de estas técnicas, especialmente en la operación de los motores a bajas velocidades, o en la etapa de arranque de éstos. Por lo que el tema planteado es vigente y con aplicaciones potenciales [2], [8].

El desarrollo del trabajo de investigación propuesto representa un aporte en el campo de aplicación de estos motores, específicamente en aplicaciones de transporte eléctrico que requieran constantemente un mejoramiento de la relación costo beneficio. Se aportará con resultados experimentales en el uso de una técnica de control sin sensores del motor BLDC con operación a baja velocidad. El sistema proporcionará una opción para los motores BLDC de forma total o parcial, siendo parcialmente utilizado como un sistema de respaldo en situaciones de fallo de los sensores de efecto Hall, o como una opción para el reciclaje de motores BLDC cuyos sensores presenten daños, y que por la dificultad o costo de reparación son inutilizados.

1.4. Hipótesis

H_1 .- Mediante la medición de señales eléctricas presentes en los motores BLDC se puede obtener información de la posición angular del rotor, que permita implementar una lógica de conmutación para controlar el motor a baja velocidad sin la necesidad de sensores de medición directa (sensores de efecto Hall, encoders).

H_2 .- Usando los métodos de estimación basados en la fuerza contraelectromotriz y variación

de inductancias se puede lograr el diseño del sistema deseado.

H_3 .- El diseño de un controlador por rechazo activo de perturbaciones permitirá controlar de forma robusta el motor ante variaciones de carga.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo general

Controlar de forma robusta el motor de corriente directa sin escobillas (BLDC) en régimen de baja velocidad sin la necesidad de sensores de posición y velocidad, utilizando técnicas de estimación de posición basados en la FEM inducida y el cálculo de inductancias mediante mediciones eléctricas en el motor.

1.5.2. Objetivos específicos

1. Caracterizar experimentalmente el motor BLDC utilizado.
2. Calcular y probar un modelo matemático del motor BLDC que refleje la dinámica del mismo de forma aceptable.
3. Desarrollar un modelo fiable del motor en el programa Matlab-Simulink para simulaciones del esquema sin sensores.
4. Diseñar y construir el sistema electrónico de potencia y de acondicionamiento de señales para el motor.
5. Desarrollar un sistema de estimación de posición sin sensores del motor BLDC para trabajar a baja velocidad.
6. Diseñar un controlador con enfoque ADRC para el motor BLDC.
7. Implementar el sistema de control sin sensores en el dispositivo de procesamiento adecuado para su uso con la plataforma experimental desarrollada.

8. Realizar la publicación de un artículo científico con los resultados más relevantes de la investigación.

1.6. Metodología

De acuerdo a los objetivos planteados para el desarrollo del trabajo, se distribuyen los esfuerzos de trabajo en el tiempo de desarrollo de la tesis. La Figura 1.5 muestra la metodología de desarrollo propuesta, más adelante se comenta el contenido de la figura que describe las actividades y los resultados esperados.

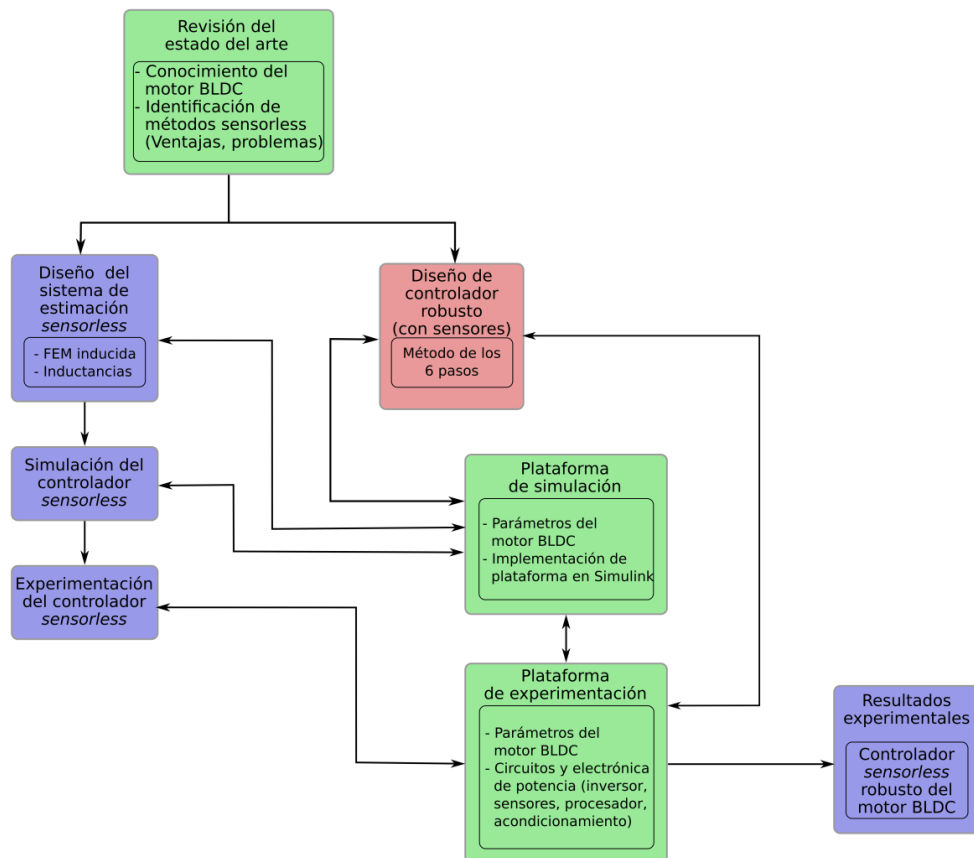


Figura 1.5. Metodología propuesta para el desarrollo de la tesis.

Las primeras actividades se centran en la revisión de la literatura más relevante en el campo de operación sin sensores del motor BLDC. Con esta información se identifican las principales problemáticas y los campos de estudio de mayor relevancia. Además de entender el

funcionamiento del motor, los métodos de control utilizados con sus respectivas características y requerimientos de su implementación

Una vez realizada esta primera documentación en el tema, se procede a adentrarse más a fondo en el uso de los motores BLDC. Como primer paso, se identifican las metodologías de desarrollo de los controladores y se comienza diseñando, a partir de la información obtenida, los controladores basados en el método de los seis pasos, añadiendo un controlador que brinde robustez, siendo el enfoque ADRC la opción. A la par de esta actividad, se realiza la construcción de los sistemas en el entorno de simulación PSIM y MatLab, además de desarrollar la plataforma de experimentación para el motor BLDC a utilizar. En esta fase, se diseña el sistema electrónico de potencia necesario, los circuitos para el acondicionamiento de las señales a monitorear del motor, la selección e implementación de los sensores a usar y la conexión de todos estos elementos.

A continuación se realizan las primeras pruebas en lazo abierto del motor con sensores, tanto a nivel simulación como experimentalmente de los entornos de pruebas desarrollados anteriormente, estas primeras pruebas conducen a obtener una comparativa de la operación del motor, principalmente se analiza la salida de par y velocidad, el consumo de potencia y la complejidad de implementación para la operación del motor BLDC. Esto establece la información del comportamiento del motor en lazo abierto y con el enfoque con sensores para una comparativa final con el estimador y controlador propuestos.

Como siguiente paso, se realiza la propuesta del sistema de estimación sin sensores del motor BLDC y se prueba inicialmente a nivel simulaciones en la plataforma ya desarrollada, donde se observa el comportamiento de la propuesta en el régimen de baja velocidad, y se corrobora que esta propuesta emule el uso de sensores de medición directa. Con la posibilidad de replantear las propuestas de acuerdo a los resultados que se obtienen, se realimenta y mejora la propuesta inicial. Seguido de esto se realizan las pruebas experimentales del esquema propuesto en la plataforma física del motor. El procesamiento de la información, así como la obtención de las señales de conmutación requeridas se delega al dispositivo que cumple las especificaciones de velocidad del sistema. Para el caso del presente trabajo se utiliza un dispositivo DSP con los recursos necesarios presentados más adelante.

Realizadas las simulaciones y experimentos del sistema de estimación de posición, se realiza

el diseño del controlador de velocidad para el motor. Este controlador se diseña matemáticamente para ofrecer la estabilidad del sistema y la regulación a baja velocidad. Ateniéndose a realizar modificaciones y sintonizar el controlador, se realizan pruebas tanto con el uso de sensores así como sin estos en las plataformas de pruebas desarrolladas.

Finalmente, realizadas las pruebas del sistema de control propuesto, se lleva a cabo la comparativa de las respuestas del motor obtenidas contra la información de referencia de las primeras pruebas en lazo abierto con sensores. La información más relevante a analizarse son los tiempos de respuesta del motor, los rizados de velocidad generados, así como la capacidad del sistema de reaccionar ante perturbaciones y su rendimiento en el régimen de baja velocidad.

Capítulo 2

Marco teórico

2.1. Motores BLDC

El motor de corriente directa sin escobillas, o motor BLDC (del inglés brushless direct current motor) es una máquina eléctrica síncrona de imanes permanentes alimentada con corriente directa. Pertenece a la clasificación de máquinas síncronas de imanes permanentes (PMSM, *Permanent Magnet Synchronous Machines*). Estos motores funcionan a base de un sistema electrónico de conmutación que sustituye la conmutación mecánica de los motores de CD con escobillas y su velocidad es síncrona respecto al campo magnético generado por la conmutación electrónica.

Las PMSM están clasificadas respecto a la forma de onda de la FEM inducida en sus devanados, los cuales pueden tener una forma de onda sinusoidal o trapezoidal, donde los que cuentan con FEM inducida de forma trapezoidal son los motores BLDC, mientras que los de forma sinusoidal se denominan simplemente como PMSM. El motor BLDC sobresale del PMSM por tener un control simple en base a la realimentación de la posición del rotor en conjunto con una lógica de conmutación simple de 6 pasos por revolución eléctrica. Ambos motores funcionan bajo el mismo principio de operación basado en un conjunto de imanes permanentes en el rotor, a diferencia de otras máquinas cuyos imanes (ya sean permanentes o electroimanes) se sitúan en el estator, y un conjunto de devanados o bobinas en el estator para la generación del campo magnético mediante la conmutación electrónica de las fases, permitiendo así una

mayor densidad de potencia y una mayor capacidad de refrigeración.

La diferencia en la forma de onda de la FEM inducida que presentan el motor BLDC y el PMSM radica en la distribución de la densidad de flujo magnético en el entrehierro del rotor y el estator del motor, lo que depende del tamaño de la máquina, la distribución de los imanes permanentes y la construcción de las ranuras y devanados de estator [2], [4].

El circuito eléctrico del motor BLDC puede ser representado como se muestra en la Figura 2.1 para una configuración de conexión en estrella trifásico, el cual se supone un sistema balanceado, es decir, los parámetros de inductancia y resistencia en cada fase son iguales.

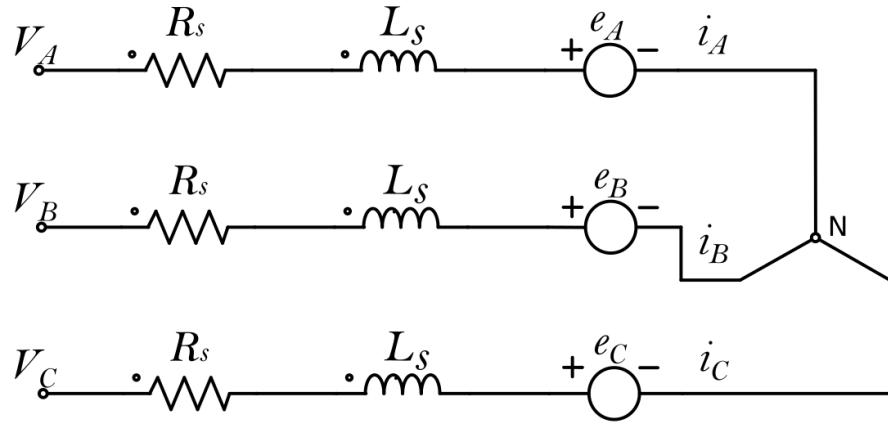


Figura 2.1. Diagrama electromecánico del Motor BLDC [2].

De este circuito se supone lo siguiente: L , M y R_s corresponden a la inductancia de devanado, la inductancia mutua entre devanados y la resistencia de los devanados, por simplificación se toma $L_s = L - M$. Los términos e_A , e_B y e_C corresponden a las FEM inducidas en cada fase (relacionadas al acoplamiento magnético con el rotor y parte mecánica de este). Y las corrientes y voltajes de fase son descritas con i y V respectivamente.

Del análisis del circuito, se pueden obtener las ecuaciones 2.1, 2.2 y 2.3, que representan la dinámica de las fases del motor.

$$L_s \frac{di_A}{dt} = -R_s i_A - e_A + V_A \quad (2.1)$$

$$L_s \frac{di_B}{dt} = -R_s i_B - e_B + V_B \quad (2.2)$$

$$L_s \frac{di_C}{dt} = -R_s i_C - e_C + V_C \quad (2.3)$$

Donde los voltajes inducidos de cada devanado dependen de la velocidad angular del motor, la constante eléctrica del motor y la función de forma de la FEM inducida de cada fase como se observa en la ecuación (2.4) para la fase A. Cabe mencionar que esta función de forma es la que modela la onda trapezoidal característica de cada devanado del motor con un desfase de 120 grados eléctricos (θ) entre ellos.

$$e_A = k_m \omega f_{fA}(\theta) \quad (2.4)$$

Adicionalmente, la ecuación de movimiento mecánico del motor está dada por la ecuación (2.5):

$$J \frac{d\omega}{dt} = \tau_e - B\omega - \tau_L \quad (2.5)$$

con J , el momento de inercia del motor, B el coeficiente de fricción viscosa, τ_L el par de carga al motor y τ_e el par eléctrico generado por el motor descrito por la ecuación (2.6):

$$\tau_e = k_t i \quad (2.6)$$

donde k_t es el coeficiente de par del motor e i el valor de la corriente de la fase estable en cada periodo de conmutación del motor.

Con esto, el modelo lineal del motor BLDC está dado por la ecuación (2.7).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_A}{dt} \\ \frac{di_B}{dt} \\ \frac{di_C}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & -\frac{k_m f_{fA}(\theta)}{L_s} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{k_m f_{fB}(\theta)}{L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{k_m f_{fC}(\theta)}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} + \frac{\tau_e}{J} - \frac{\tau_L}{J} \quad (2.7)$$

2.1.1. Sistema de conmutación electrónica

La invención y mejoramiento de los dispositivos semiconductores permitió un aumento en el uso de los motores basados en conmutación electrónica, desde la invención de los conductores de estado sólido como los diodos, transistores MOSFET e IGBT, se han desarrollado diversas topologías de convertidores CD-CA conocidos como inversores, que son parte fundamental para la operación de los motores BLDC, ya que mediante esta etapa se provee de energía a los devanados del motor [4].

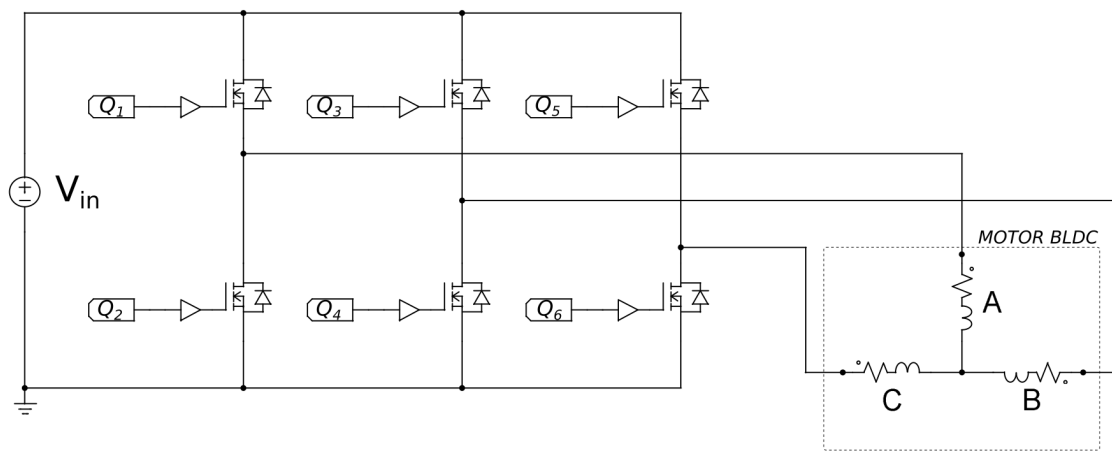


Figura 2.2. Topología del inversor trifásico para el motor BLDC.

Para el caso de los motores BLDC, la topología de inversor más común es la de tres fases de puente completo, y consta de 6 dispositivos semiconductores, comúnmente dispositivos MOSFET [21]. Esta topología se muestra en la Figura 2.2.

2.1.2. Lógica de conmutación del motor BLDC

Estos motores son manejados generalmente con sensores de posición de efecto Hall, los cuales son sensores que reaccionan a cambios en el campo magnético [22]. Generalmente los motores BLDC trabajan con un conjunto de 3 sensores incorporados en el estator del motor los cuales están calibrados para detectar la posición del rotor, esto debido a que al tener imanes permanentes, los sensores detectan el movimiento de estos y la posición del motor se obtiene con el código leído de los sensores. Así, el motor es operado siguiendo una lógica de conmuta-

ción definida para actuar en el inversor trifásico del motor en cada uno de los dispositivos de conmutación Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_5 y Q_6 , los cuales usan en modo de conducción de dos fases, es decir que solamente dos fases del motor son energizadas secuencialmente por cada paso de conmutación mientras la tercera fase queda flotada.

Tabla 2.1: Lógica de conmutación del motor BLDC.

Código de Sensores H			Fase A		Fase B		Fase C	
H_a	H_b	H_c	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6
1	0	1	PWM	0	0	0	0	1
0	0	1	PWM	0	0	1	0	0
0	1	1	0	0	0	1	PWM	0
0	1	0	0	1	0	0	PWM	0
1	1	0	0	1	PWM	0	0	0
1	0	0	0	0	PWM	0	0	1

Esta lógica de conmutación se muestra en la Tabla 2.1, donde se observa que el motor es operado utilizando modulación por ancho de pulso PWM para la regulación del voltaje promedio suministrado al motor, y por tanto para la regulación de velocidad del motor.

Adicional a esto, el enfoque de conmutación de los devanados consiste en utilizar la modulación PWM solo en los dispositivos de conmutación conectados a la terminal positiva del bus de CD (parte superior del inversor o dispositivos con numeración impar), mientras que los dispositivos restantes (parte inferior o numeración par) son conmutados totalmente durante todo el periodo correspondiente. El ciclo de trabajo deseado para la señal PWM de cada fase es la misma para todas en cualquier instante del proceso de conmutación, y este valor se obtiene del usuario para una operación en lazo abierto, o desde un controlador automático para la operación en lazo cerrado, o lazo de control de velocidad.

2.1.3. Simplificación del modelo para el motor BLDC

Basados en el método de conmutación de dos fases presentado anteriormente, el modelo del motor BLDC puede ser simplificado con el fin de facilitar el diseño de controladores de velocidad. Para el caso particular, poder utilizar el modelo del motor de CD con escobillas en el

proceso de diseño del controlador, el cual se trata de un modelo lineal SISO de segundo orden más sencillo de utilizar.

La simplificación del modelo se prueba a continuación.

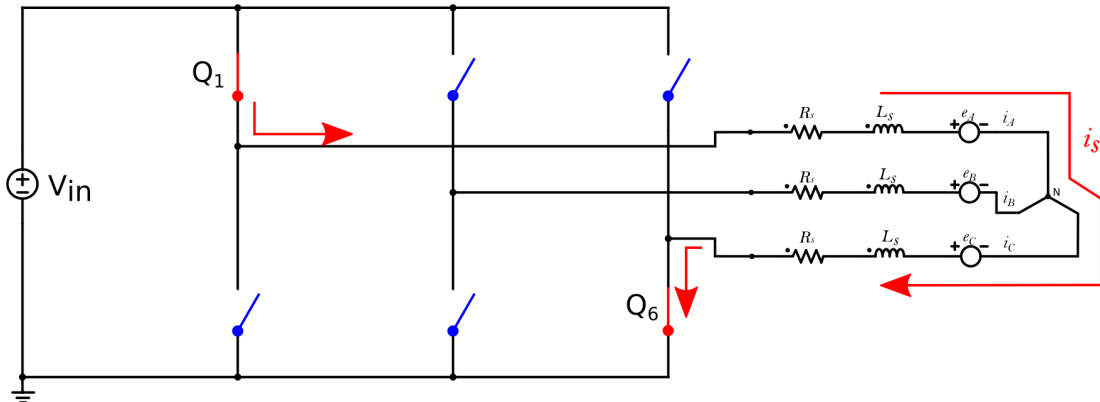


Figura 2.3. Paso de conmutación del motor BLDC.

La Figura 2.3 muestra un paso del proceso de conmutación del motor BLDC, específicamente el paso relacionado a la posición dada por la combinación 101 de los sensores de posición. Como lo indica la información de la Tabla 2.1, para esta posición del motor los dispositivos del inversor a conmutar son los numerados con Q_1 y Q_6 , es decir, se energizan los devanados A y C.

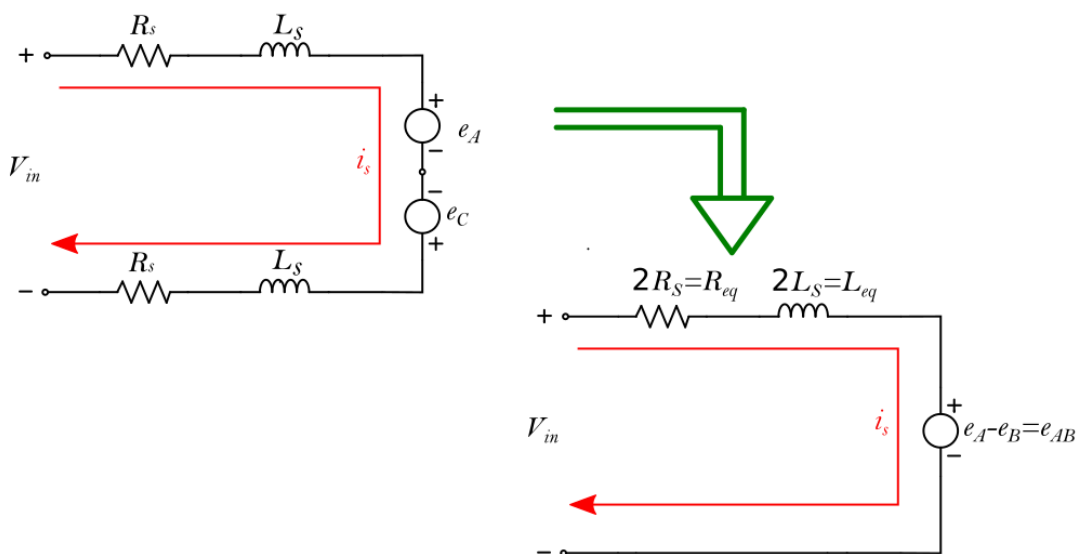


Figura 2.4. Análisis del paso de conmutación del motor BLDC.

Los devanados conmutados durante este periodo son energizados como se muestra en la Figura 2.4, en la cual se observa a la izquierda el circuito eléctrico simplificado durante el paso de interés. Dicho circuito puede ser llevado a una representación de un circuito equivalente como se muestra a la derecha de la misma figura. Dado que se supone que el motor BLDC es un sistema trifásico balanceado, los valores de inductancias L_s y R_s son los mismos para cada devanado del motor y resulta en poder asumir que $R_{eq} = 2R_s$ y $L_{eq} = 2L_s$.

De la Figura 2.4, se observa que el circuito equivalente obtenido se asemeja al circuito de un motor de CD con escobillas. Por lo tanto, durante cada periodo de conmutación del motor BLDC se puede asumir que se trabaja con un motor de CD con escobillas con los parámetros equivalentes dados, permitiendo trabajar así con un modelo más simple, cuyos controladores son más sencillos de diseñar y fáciles de implementar a diferencia del modelo original del motor BLDC.

2.2. Estimación de posición sin sensores del motor BLDC

La naturaleza del motor BLDC requiere que se energicen los devanados de estator correspondientes en el instante y posición adecuados, por tanto, la realimentación de la posición es un elemento importante en la lógica de conmutación y el sistema de control. La estimación de posición indirecta del motor es un tema de estudio que pretende eliminar el uso de sensores de medición directa de la posición (como los sensores de efecto Hall o encoders) en aplicaciones donde se requiere disminuir el tamaño del motor, debido a que los sensores tienen que ser posicionados sobre el motor para realizar su función. En su lugar, se propone realizar la estimación de la posición en base a mediciones eléctricas del motor que están disponibles desde la etapa del inversor, particularmente medir corrientes y voltajes de los devanados, y a partir de esta información calcular las señales de conmutación adecuadas para los devanados [2], [4]. En la Figura 2.5 se muestra un esquema simple de estimación de posición, donde la parte de sensores eléctricos incluye todo lo necesario para el acondicionamiento de señales que puedan requerir tratamiento. Como salida, el estimador de posición retroalimenta la posición a la lógica de conmutación del motor.

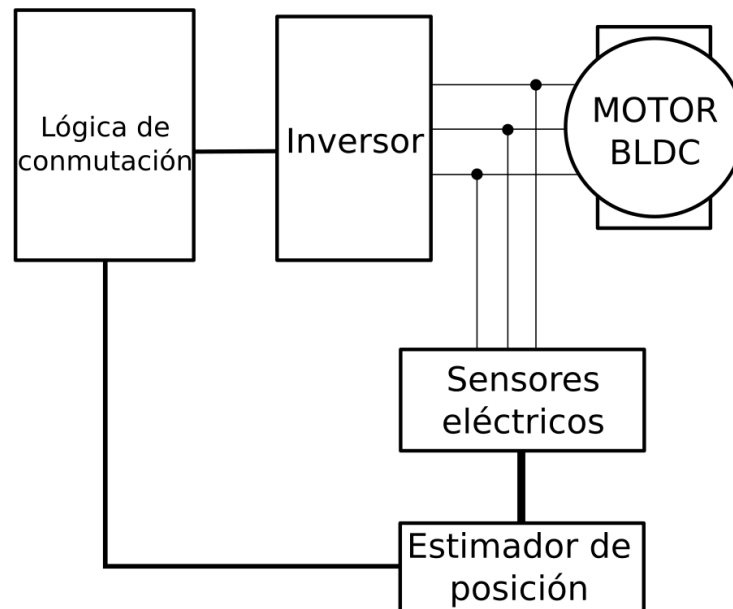


Figura 2.5. Esquema de estimación sin sensores del motor BLDC.

Para realizar la estimación de posición en estos motores existen diversas técnicas basadas en distintos fenómenos y con distintos enfoques de operación del motor. Para el caso específico de este trabajo, se emplean técnicas basadas en la FEM inducida del motor para operar a baja velocidad, mientras que para la estimación de la posición inicial se utilizan las técnicas basadas en variación de inductancias, lo que se aborda más adelante.

2.2.1. Métodos basados en la FEM inducida

Estos métodos se basan en la forma de onda de la FEM inducida en los devanados de estator, que para el caso del motor BLDC presenta una forma trapezoidal. La Figura 2.6 muestra las formas de onda presentes en el motor BLDC de tres fases. Los métodos en cuestión analizan la FEM de cada devanado para encontrar el punto de cruce por cero (ZCP, *Zero Cross Point*), el cual está directamente relacionado a la posición del rotor, con un retraso de 30 grados eléctricos al momento en que los devanados son excitados. Así, mediante estas lecturas se puede reemplazar el uso de los sensores de efecto Hall para la realimentación de la posición con la estimación realizada [2], [4].

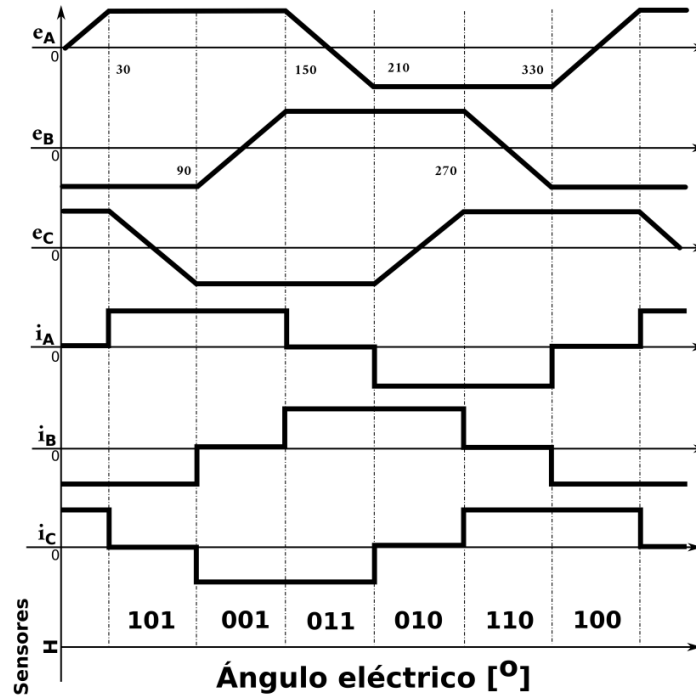


Figura 2.6. Formas de onda en el motor BLDC trifásico [4].

Basado en esto, la tarea principal de un estimador basado en la FEM inducida es la detección de los puntos de cruce por cero de las FEM inducidas en los devanados, y a partir de esta información poder determinar y entregar la estimación de posición a la lógica de conmutación.

2.2.2. Método basado en funciones G

Li and Zhou [5] proponen un esquema de estimación de la posición a baja velocidad, basados en las llamadas funciones G, las cuales son funciones de las FEMs inducidas de línea a línea en el motor. Con estas funciones se detectan los puntos de cruce por cero de las FEM inducidas entre líneas, con lo cual se estima la posición. Este método propone estimar la posición del motor aún en baja velocidad debido a que las funciones G son independientes del término de velocidad, requiriendo solamente una buena implementación del sistema de adquisición de señales. El método se explica a continuación.

Basados en el modelo del motor BLDC de la Figura 2.1 y bajo la propuesta de los voltajes de línea a línea de la ecuación (2.8).

$$\begin{bmatrix} e_{AB} \\ e_{BC} \\ e_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Se obtienen las ecuaciones de los voltajes de línea a línea basados en el modelo de la ecuación (2.9).

$$\begin{bmatrix} e_{AB} \\ e_{BC} \\ e_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & -R & 0 \\ 0 & R & -R \\ -R & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L & -L & 0 \\ 0 & L & -L \\ -L & 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_A}{dt} \\ \frac{di_B}{dt} \\ \frac{di_C}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Una vez que se tienen las ecuaciones de las FEM de línea a línea, las funciones G están definidas de acuerdo a la Tabla 2.2.

Tabla 2.2: Definición de funciones G.

Función G	Definición
G_1	$= \frac{e_{BC}}{e_{AB}}$
G_2	$= \frac{e_{CA}}{e_{BC}}$
G_3	$= \frac{e_{AB}}{e_{CA}}$

Es decir, las funciones G quedan definidas por las ecuaciones (2.10), (2.11) y (2.12).

$$G_1 = \frac{e_{AB}}{e_{BC}} = \frac{V_{AB} - Ri_{AB} - L \frac{di_{AB}}{dt}}{V_{BC} - Ri_{BC} - L \frac{di_{BC}}{dt}} \quad (2.10)$$

$$G_2 = \frac{e_{BC}}{e_{CA}} = \frac{V_{BC} - Ri_{BC} - L \frac{di_{BC}}{dt}}{V_{CA} - Ri_{CA} - L \frac{di_{CA}}{dt}} \quad (2.11)$$

$$G_3 = \frac{e_{CA}}{e_{AB}} = \frac{V_{CA} - Ri_{CA} - L \frac{di_{CA}}{dt}}{V_{AB} - Ri_{AB} - L \frac{di_{AB}}{dt}} \quad (2.12)$$

A partir de estas funciones, la estimación de posición se obtiene cuando las funciones G alcanzan un valor máximo preestablecido y se determina que una nueva posición se ha obtenido

(en términos de cambios de los sensores de efecto Hall). La forma ideal de las funciones G es de naturaleza asintótica (similar a la función tangente), al ser estas el resultado de los cocientes posibles de las FEM de línea a línea cuya forma es periódica y bipolar.

La parte positiva de las funciones G , su relación con las FEM de línea a línea y los cambios de los sensores de efecto Hall del motor se muestran en la Figura 2.7. Donde la señal ZCP se define como la suma de las 3 funciones G en un solo tren de pulsos.

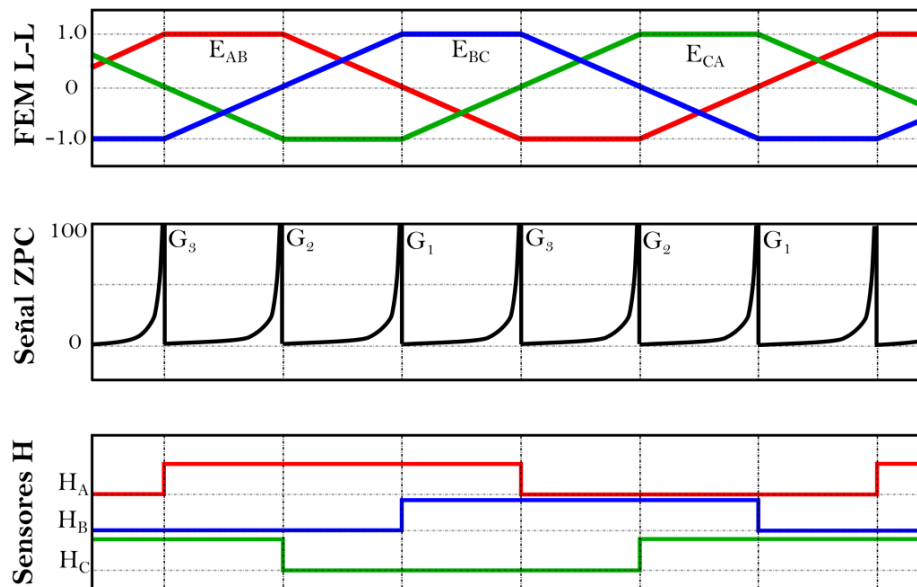


Figura 2.7. Relación entre señales del estimador con funciones G [5].

Este método tiene la característica principal de trabajar de forma estable en baja velocidad, ya que las funciones G son independientes de la velocidad al ser formadas de la división de dos FEMs inducidas de línea a línea, eliminando el término de la velocidad que aparece en cada una como lo muestra la ecuación (2.4).

Por tanto, la aplicación de este método es atractivo tanto para la estimación de posición a baja velocidad como a velocidades cercanas a la nominal, reduciéndose a la medición de voltajes y corrientes de línea a línea (las cuales son más fáciles de obtener por la falta de una terminal neutra en la mayoría de los motores), y al cálculo de la derivada de las corrientes para obtener la posición del motor.

2.2.3. Métodos basados en inductancias

Estos métodos son ocupados principalmente para los sistemas de estimación de posición inicial sin sensores del motor BLDC y se basan en principios de saturación del núcleo de estator y variación de las inductancias de los devanados ante la alineación del flujo magnético de los imanes permanentes en el rotor. De acuerdo a la Figura 2.8, cuando el eje de flujo magnético del polo norte en el imán permanente se encuentra paralelo al eje del devanado A-X, la saturación del núcleo provoca una disminución en la inductancia del devanado como se muestra en gráfica, Figura 2.8. Esta variación en este parámetro del devanado provoca también una variación en la respuesta de la corriente del devanado al ser excitado.

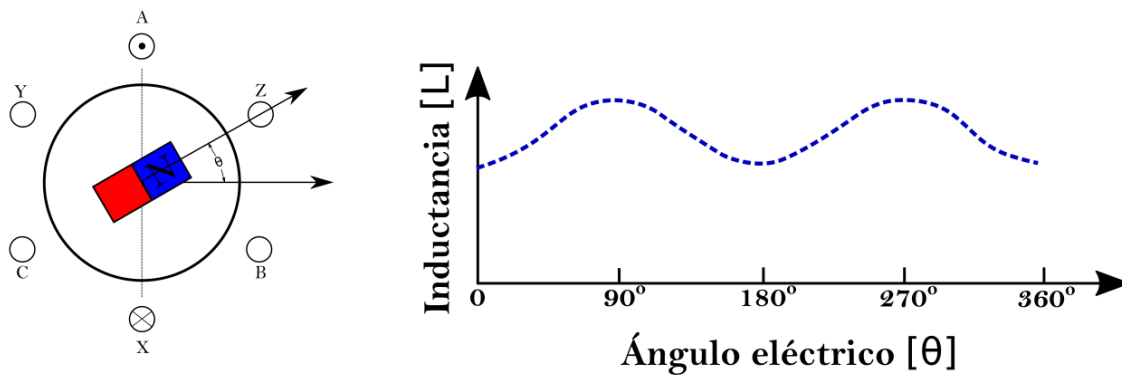


Figura 2.8. Principio de variación de inductancias [6].

Bajo este principio, Aiguo et al. [6] proponen la inyección de 12 señales de excitación para estimar la posición inicial del rotor. Así, mediante estas señales de amplitud y duración determinadas, se mide la amplitud de la corriente del bus de entrada y se obtiene la información de posición requerida con un error máximo de 7.5 grados.

El proceso se basa en la Figura 2.9, a partir de la inyección de 6 señales [$V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$] iniciales se puede estimar una posición del rotor con un error del 15 %, posteriormente, obtenida la primera aproximación de la posición, se inyectan 2 señales adicionales que pueden ser [$V_{1.5}, V_{2.5}, V_{3.5}, V_{4.5}, V_{5.5}, V_{6.5}$], las cuales son adyacentes a la primera aproximación de la posición para identificar una posición más exacta.

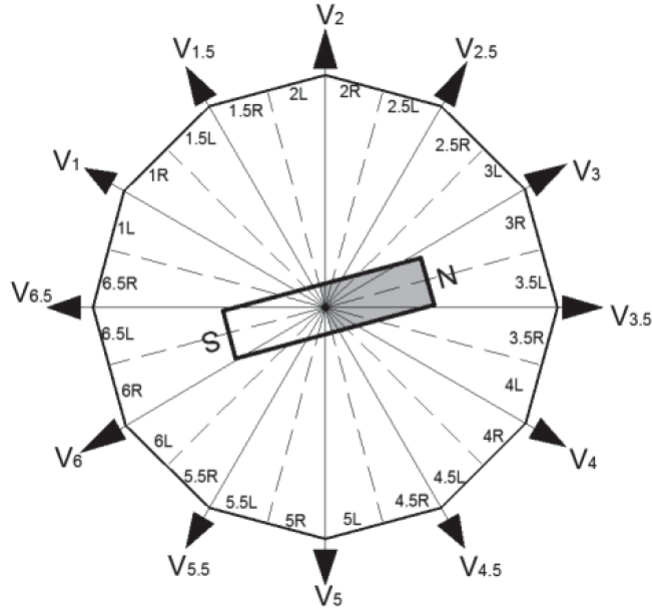


Figura 2.9. Vectores de voltajes para la estimación de posición inicial [6].

Como ejemplo, dada una primera aproximación de la posición, dígame que las corrientes de mayor amplitud detectadas fueron las correspondientes a V_2 y V_5 , entonces el rotor se encuentra en una posición entre las áreas 2L-2R y 5L-5R, o lo que es lo mismo, el polo norte de imán permanente se encuentra en 2L-2R. Para disminuir la incertidumbre de la posición se deberán inyectar 2 señales adicionales $V_{1.5}$ y $V_{2.5}$ para este caso, con las cuales se podrá determinar si el rotor está en el área 2L o en 2R solamente, disminuyendo a una sola área la posición estimada.

2.3. Planitud diferencial

En un sistema plano es posible obtener una parametrización completa de cada variable del sistema en términos de un conjunto finito de variables libres en el sistema (denominadas salidas planas) y un número finito de sus derivadas [23]. La idea de los sistemas planos está fuertemente ligada a la propiedad de controlabilidad de un sistema, la cual representa la capacidad de llevar los estados del sistema a cualquier punto que se quiera en un intervalo de tiempo finito [24], [25]. La característica de planitud del sistema permite realizar la planificación y seguimiento de trayectorias deseadas por parte de la salida plana.

Para los sistemas lineales SISO que poseen la propiedad de planitud, la salida plana se

determina de la siguiente forma:

Dado el sistema lineal en la forma de espacio de estados como la ecuación (2.6).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.13)$$

con $x \in R^n$, $u \in R$, A y B siendo respectivamente una matriz constante de $n \times n$ y un n -vector de entradas constantes. La salida plana de un sistema lineal controlable en la forma de la ecuación (2.6) está dada por la combinación lineal de los estados obtenidos de la última fila de la matriz inversa de controlabilidad de Kalman $[B|AB|\dots|A^{n-1}B]$ [23]. Es decir:

$$f = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 1][B, AB, \dots, A^{n-1}B]^{-1}x \quad (2.14)$$

Nótese que un sistema lineal es plano si y solo si es de estado completamente controlable.

2.4. Observador de estado extendido

Una parte fundamental del ADRC es el uso de un ESO o un observador GPI para la estimación de la parte desconocida del sistema, llámense perturbaciones, incertidumbre de parámetros o variaciones de la dinámica en el tiempo. El ESO es utilizado para estimar en tiempo real esa función desconocida basado en toda la dinámica conocida de la planta (a diferencia del observador GPI cuya forma es generalizada y engloba dinámica en los términos de perturbación). Adicional a esto, un ESO, puede ser utilizado para observar y estimar estados de un sistema en general si su diseño sigue la dinámica completa de este, y obtener valores de estados que son difíciles de medir, esto utilizando los valores de los estados disponibles. Los observadores de estado extendido se diseñan como se muestra a continuación.

Considere un sistema SISO de n -ésimo orden con incertidumbres descrito por la ecuación 2.15.

$$y^{(n)}(t) = f(y(t), \dot{y}(t), \dots, y^{(n-1)}(t), d(t), t) + bu(t) \quad (2.15)$$

donde $d(t)$ es la perturbación del sistema, $u(t)$ es la entrada de control, $y(t)$ la salida controlada, b un parámetro del sistema, y $f(y(t), \dot{y}(t), \dots, y^{(n-1)}(t), d(t), t)$ una función que incluye las perturbaciones externas $d(t)$ y perturbaciones internas debidas a errores en el modelado o parámetros. Sean $x_1 = y$, $x_2 = \dot{y}$, ..., $x_n = y^{(n-1)}$. Se puede definir una nueva representación del sistema como.

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 \\
 \dot{x}_2 &= x_3 \\
 &\dots \\
 \dot{x}_{n-1} &= x_n \\
 \dot{x}_n &= f(x_1, x_2, \dots, x_n, d(t), t) + bu \\
 y &= x_1
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

Se propone una nueva variable como parte del observador, la cual es el estado extendido definido como:

$$x_{n+1} = f(x_1, x_2, \dots, x_n, d(t), t) \tag{2.17}$$

Así se obtiene un nuevo modelo extendido representado como:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2, \\
 \dot{x}_2 &= x_3, \\
 &\dots \\
 \dot{x}_{n-1} &= x_n, \\
 \dot{x}_n &= f(x_1, x_2, \dots, x_n, d(t), t) + bu, \\
 \dot{x}_{n+1} &= h(t), \\
 y &= x_1.
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

donde $h(t) = f(x_1, x_2, \dots, x_n, d(t), t)$. Y el observador se propone generalmente como:

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= z_2 - \beta_1(z_1 - y), \\
 \dot{z}_2 &= z_3 - \beta_2(z_1 - y), \\
 &\dots \\
 \dot{z}_n &= z_{n+1} + bu - \beta_n(z_1 - y), \\
 \dot{z}_{n+1} &= -\beta_{n+1}(z_1 - y)
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

donde z_1, \dots, z_{n+1} son los estimados de las variables x_1, \dots, x_{n+1} respectivamente y las constantes $\beta_1, \dots, \beta_{n+1}$ son las ganancias del observador, quedando su estructura definida como se muestra en la Figura 2.10 [7].

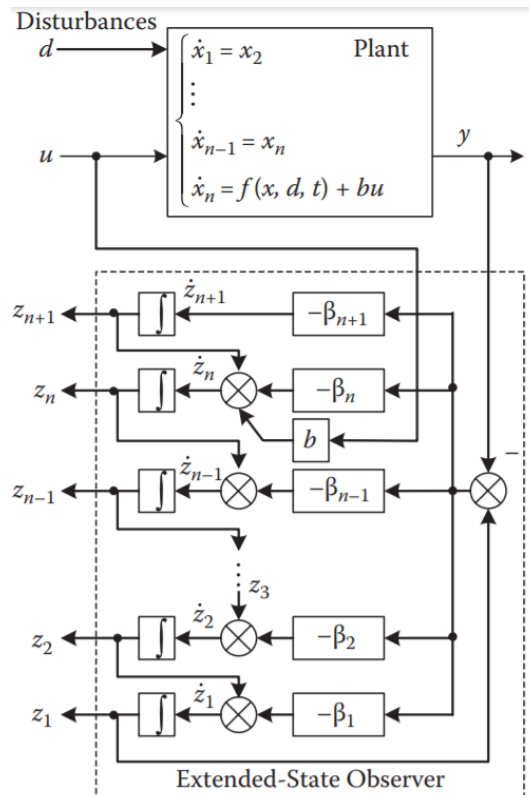


Figura 2.10. Estructura del observador de estado extendido [7].

2.5. Control por rechazo activo de perturbaciones

El control por rechazo activo de perturbaciones (*Active Disturbance Rejection control*, ADRC) es una técnica de control que permite controlar los sistemas que presentan un gran número de incertidumbres paramétricas y perturbaciones tanto exógenas como endógenas, lo que los hace difíciles de controlar con otros métodos clásicos. El ADRC se basa en dos herramientas principales del control moderno: La forma canónica de los sistemas y el observador de estados extendidos (*Extended State Observer*, ESO). La idea básica del ADRC es representar el sistema en su forma canónica deseada como un sistema de integradores en cascada, a partir de esto, se identifica la parte que es diferente de la forma canónica ideal y se trata como la perturbación total, la cual puede incluir perturbaciones internas, externas y variaciones de parámetros. A partir de esta forma canónica del sistema se diseña un observador de la perturbación, que bien puede ser un observador de estado extendido o un observador proporcional integral generalizado (GPI). Posteriormente este estimado de la perturbación es incluido en la ley de control a fin de cancelar este término [26], [27], [28].

Obtenido el observador que se diseñe, se pueden utilizar las variables estimadas para incluirlas en la señal de control y en el caso de utilizar ADRC, se incluye la perturbación estimada para cancelar esta acción en el sistema para brindar robustez a perturbaciones. Una guía para el diseño de un controlador por rechazo activo de perturbaciones se puede consultar en [29].

Capítulo 3

Plataformas de pruebas

A continuación se presenta el desarrollo de las plataformas de pruebas en los programas Matlab-Simulink y PSIM, así como el diseño y construcción de la planta física del motor BLDC que incluye el inversor trifásico y el sistema de adquisición de señales para llevar a cabo las pruebas experimentales y de simulación.



Figura 3.1. Motor BLDC utilizado modelo: SG/F14.

Motor BLDC utilizado

El motor tipo BLDC de modelo SG/F14 que se utiliza en el presente trabajo es el motor utilizado y caracterizado por Olivares [20]. Los parámetros mecánicos y eléctricos de este motor

se presentan en la Tabla 3.1 (ver Olivares [20]). Se trata de un motor de 800 W, modelo SG/F14 de la marca FreeGoPower, construido dentro de la rueda, es decir, el neumático es montado directamente en la estructura del rotor. Este motor ha sido utilizado en aplicaciones de Vehículos Eléctricos (VE). Entre sus características destacan que es un motor trifásico, con un diámetro de rueda de 13 in y una alimentación de 54 V nominales para proporcionar una potencia de 800W.

Tabla 3.1: Parámetros del motor BLDC SG/F14.

Descripción	Símbolo	Valor
Voltaje nominal	V_{nom}	54 V
Potencia nominal	P_{nom}	800 W
Velocidad nominal	Ω_{nom}	650 rpm
Resistencia de fase	R_s	0.3Ω
Inductancia de fase	L_s	$308\mu H$
Inductancia mutua	M	$123.2\mu H$
Constante del motor	K_t	$0.7733 \frac{Nm}{A}$
Momento de inercia del motor	J_m	$5.36E - 3 Kg m^2$
Constante de fricción	B	$1.177E - 3 Kg m^2 / s$
Número de pares de polos	P	15

El motor cuenta con los cables de la alimentación de cada fase y los cables de las señales de los sensores de efecto Hall incorporados. La Figura 3.1 muestra el motor físico utilizado.

3.1. Plataforma de simulación

Para el caso de las simulaciones, se optó por modelar al sistema en el programa Matlab, además de utilizar el entorno de Simulink para una mejor visualización y modelado de los elementos del sistema. La programación del modelo está basada en el esquema general para la operación del motor BLDC y los elementos mostrados en la Figura 2.5.

Los elementos de interés a implementar son el motor BLDC, el sistema inversor, la adquisición de la señales eléctricas y la retroalimentación de posición mediante sensores físicos o el estimador de posición sin sensores propuesto. Estos elementos se han modelado en el software Simulink gracias a la facilidad de implementación de cada módulo. El esquema general de la planta desarrollada se muestra en la Figura 3.2. Donde se destacan los módulos antes mencio-

nados, y la presencia de módulos complementarios utilizados para el procesamiento de datos. El módulo referente al estimador de posición se muestra más adelante, una vez que se presenta la propuesta del estimador.

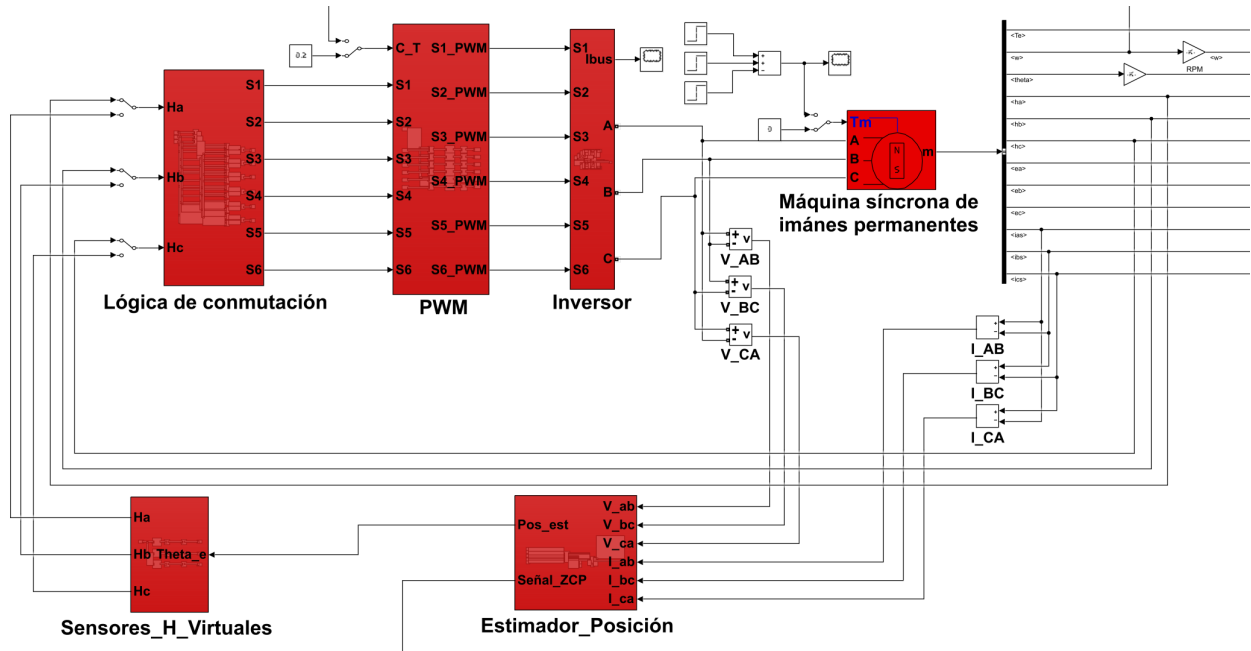


Figura 3.2. Plataforma de simulación desarrollada en Matlab-Simulink.

3.1.1. Motor e inversor en Matlab/Simulink

El motor utilizado en estas simulaciones es el módulo de la máquina síncrona de imanes permanentes, y se tomó de las librerías de Matlab/Simulink, en el cual se modela la dinámica del motor y permite su interconexión con el resto de los módulos, siendo sus entradas el par de carga del motor y los tres voltajes de entrada al motor. Dando como salida un arreglo de datos que incluye la información de operación del motor, que son el par eléctrico del motor, la velocidad del motor, posición (sensores de efecto Hall), valores de FEM inducidas y corrientes de fase. Las opciones de configuración del motor se presentan en el Apéndice 1.

Para la implementación del inversor electrónico requerido para el motor, se utilizaron las librerías SimScape y se basó en la topología de inversor trifásico de puente completo de la Figura 3.5 para su modelado. La Figura 3.3 muestra la interconexión de los elementos necesarios: dispositivos semiconductores MOSFET, que incluyen los dispositivos impulsores (manejadores o drivers). Las entradas a este bloque son las 6 señales de conmutación correspondientes a cada

switch con su correspondiente modulación PWM, dando como salida las tres fases que se dirigen a las entradas del motor BLDC.

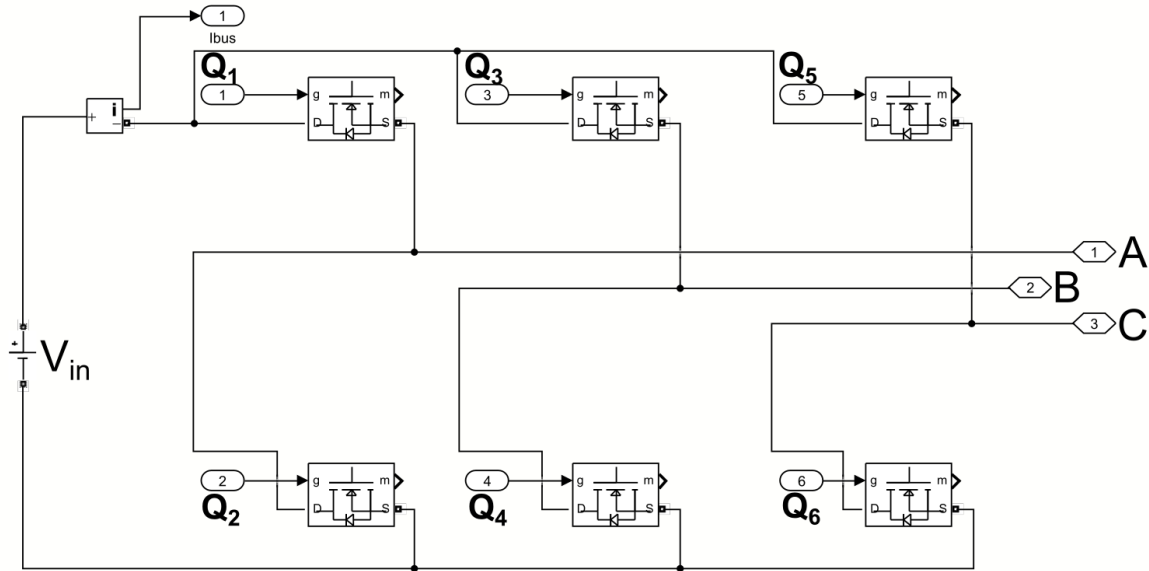


Figura 3.3. Modelado del inversor en Matlab/Simulink.

La lógica de conmutación implementada está basada en la Tabla 2.1, y su implementación con lógica combinatorial se realiza fácilmente en el mismo entorno. Finalmente, para la modulación PWM, esta se realiza con bloques predefinidos de Simulink para formar el bloque con las 6 entradas de la lógica de conmutación, el ciclo de trabajo de la modulación y las salidas moduladas.

3.2. Plataforma experimental

La plataforma experimental del proyecto consiste en el Motor BLDC, el inversor trifásico de puente completo, el sistema de adquisición de señales, así como el dispositivo de procesamiento elegido como se propone en el diagrama de la Figura 3.4. Para la implementación del esquema sin sensores diseñado se eligió un dispositivo DSP (del inglés, Digital Signal Processor), modelo TMS320F28335 Delfino de la marca Texas Instruments, el cual cuenta con los recursos necesarios para la implementación del esquema propuesto. La programación de los algoritmos diseñados en el dispositivo digital se realiza utilizando los programas PSIM, para la

generación automática de código a partir de diagramas esquemáticos, y CodeComposer para la programación del código en la memoria de programa del DSP.

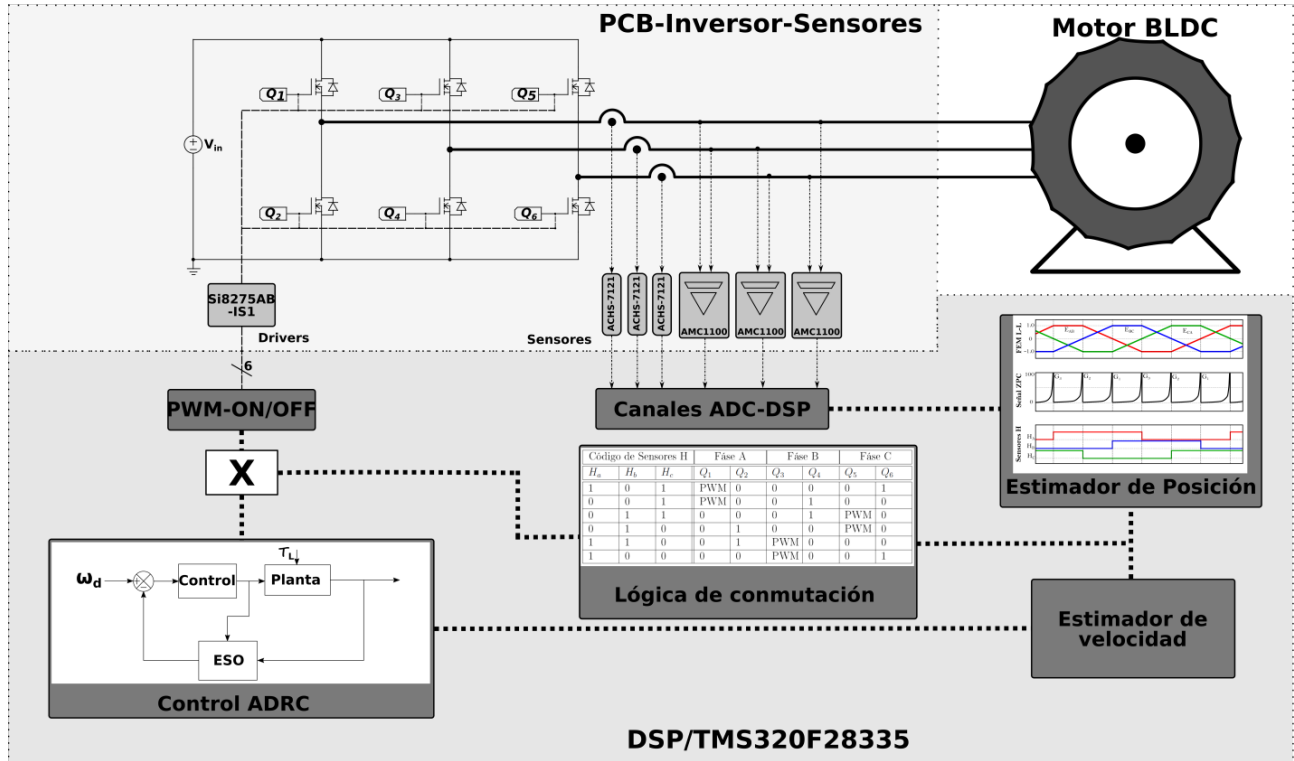


Figura 3.4. Diagrama propuesto de la plataforma experimental.

3.2.1. Inversor trifásico de puente completo

El inversor trifásico de potencia está basado en la topología de puente completo de la Figura 2.2, el cual cuenta con 6 dispositivos de conmutación MOSFET, cada uno cuenta también con su respectivo controlador y fuentes de alimentación aisladas. Cada dispositivo fue elegido para que soporte la corriente y voltaje necesarios durante la operación del motor. Los MOSFET seleccionados son los IRF640 de International Rectifier, y para los controladores de compuerta fueron escogidos los encapsulados Si8275AB-IS1 de Silicon Labs, con una configuración Dual-Driver. Adicionalmente se utilizaron fuentes aisladas de CD modelo SPU01M-12, que permiten ocupar los controladores escogidos con salida de 0-15 V. El diagrama esquemático para esta configuración del inversor se muestra en la Figura 3.5 para su posterior fabricación.

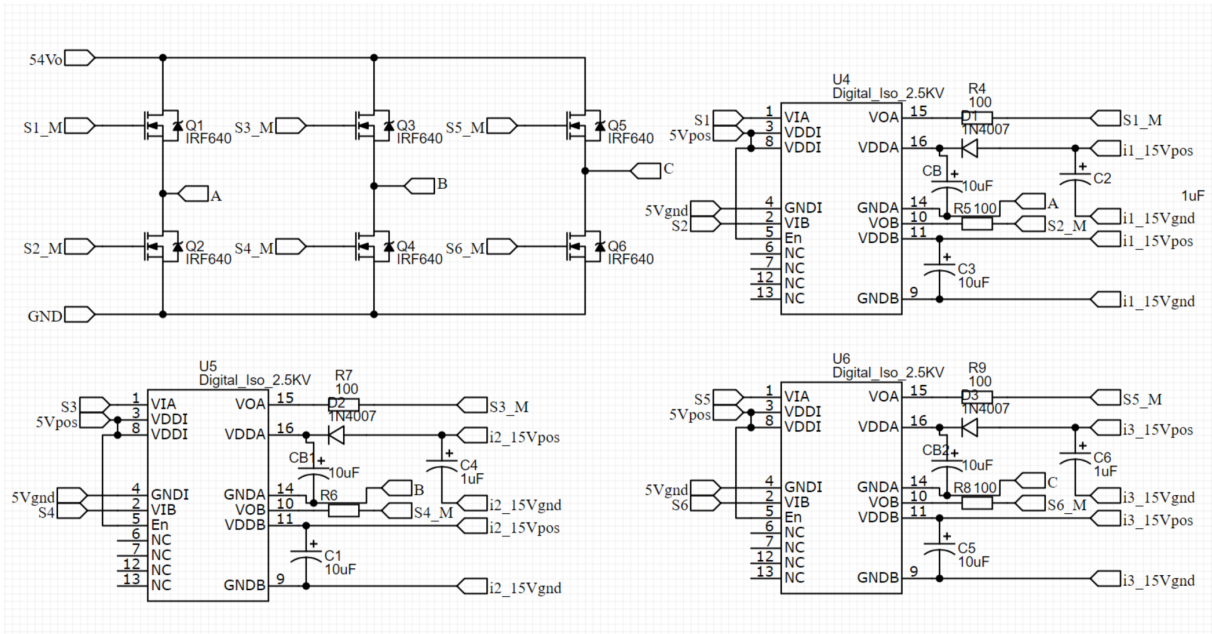


Figura 3.5. Diagrama esquemático del inversor propuesto.

3.2.2. Adquisición de datos

De acuerdo al método seleccionado para la estimación de posición, los datos necesarios en este proceso son los voltajes y corrientes de línea a línea del motor, en este caso de tipo trifásicos. Estas señales deben adecuarse a los tipos y niveles de señal admitidos por el DSP.

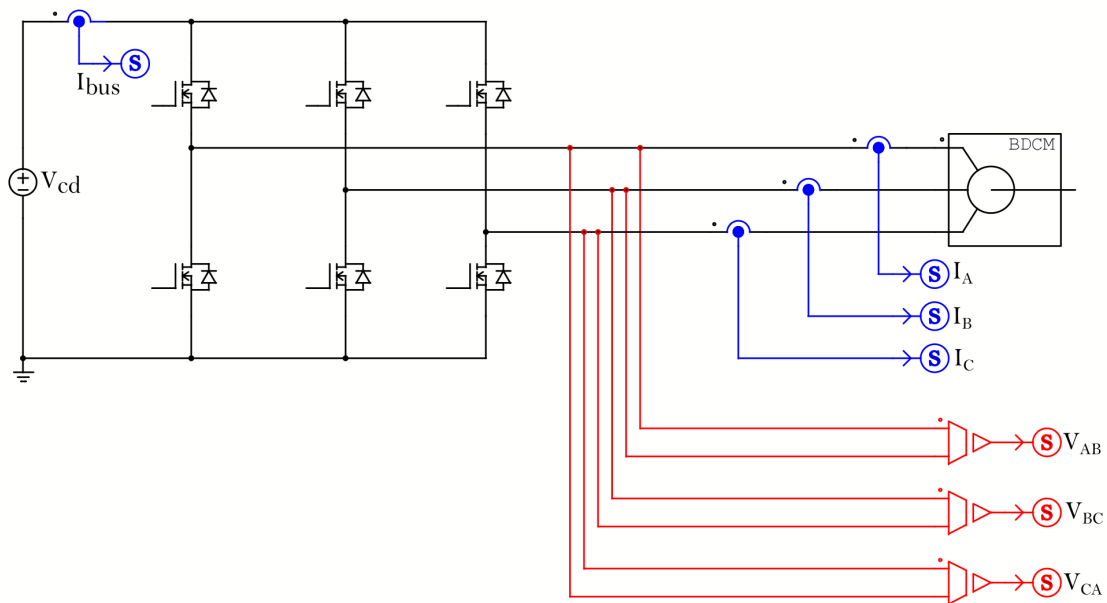


Figura 3.6. Esquema para la adquisición de señales en el inversor.

Las señales monitoreadas son V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} , I_{ab} , I_{ba} e I_{ca} . Los niveles a medir de voltaje y corriente esperados se estiman en el rango de ± 25 Volts y ± 10 Amperes por fase cuando el motor es operado a baja velocidad. Adicionalmente, se requiere un sensor de corriente para el bus de corriente de entrada al inversor, para ser utilizado en la detección de posición inicial del motor. La Figura 3.6 muestra el diagrama esquemático a seguir para la implementación de los sensores necesarios.

En el mercado existe una variedad de dispositivos para realizar estas mediciones en distintas aplicaciones (sean de altos niveles o de precisión) y de diferentes precios. Basados en la búsqueda y la experiencia al realizar este tipo de mediciones se seleccionaron los siguientes dispositivos.

Medición de corrientes

Para realizar esta tarea, se escogió el dispositivo ACHS-7121 de la marca Broadcom, el cual tiene un rango de medición de ± 10 A, con una sensibilidad de salida en nivel de voltaje de 185 mV/A. Este dispositivo permite realizar la medición de las corrientes en el rango esperado, además de facilitar su uso en el dispositivo digital (DSP) ya que ofrece como salida un nivel de voltaje de 0 a 5 Volts que pueden ser leídos con facilidad con los recursos ADC del dispositivo. Su integración a la planta experimental es simple y puede ser incluida en el mismo circuito impreso del inversor, ya que su tamaño no excede los 6x7 mm del encapsulado SOIC-8 y se alimenta con 5 V desde el DSP. La configuración para su uso se muestra en la Figura 3.7.

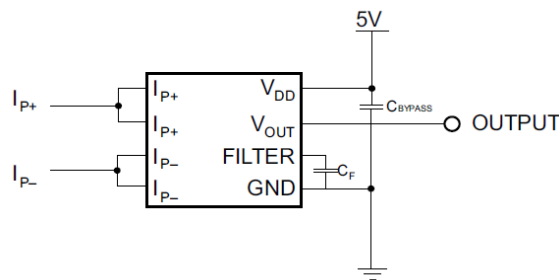


Figura 3.7. Conexión del sensor ACHS-7121.

Medición de voltajes

Para la medición de los voltajes, se escogió el dispositivo AMC1100 de Texas Instruments, el cual se trata de un amplificador operacional aislado. Se escogió este tipo de dispositivo debido

a que se requiere proteger el sistema electrónico de bajo voltaje (DSP, Drivers, y sensores de corriente) contra sobrecargas que puedan existir en la parte de alto voltaje, que son las terminales de las cuales se medirá el nivel de voltaje. Este dispositivo permite leer voltajes diferenciales en el rango de ± 250 mV en la entrada, entregando dos salidas de voltaje entre 0 y 5V, cuya diferencia entre estas representa el voltaje leído en la entrada con un factor de amplificación de 8. Debido al rango de voltajes que son permitidos en la entrada del dispositivo, y al rango de voltajes a medir que son mucho mayores, se debe complementar el uso de este dispositivo con un divisor de voltajes resistivo como se muestra en la Figura 3.8, el cual es diseñado para disminuir el nivel de voltaje a leer entre dos líneas a los niveles de ± 250 mV máximos sin afectar significativamente los niveles originales de voltajes y corrientes. El dispositivo elegido requiere de dos fuentes de alimentación, una fuente aislada de 5 V para el lado aislado, y otra fuente de 5 V común con el dispositivo DSP. Cabe mencionar que este dispositivo ocupa 2 canales de ADC para la lectura de los voltajes de línea a línea, ocupando en total 6 canales para la lectura de las tres señales de voltaje necesarios.

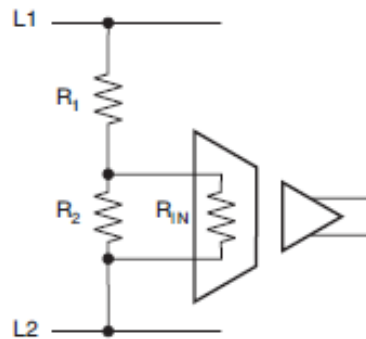


Figura 3.8. Conexión del sensor AMC1100 con un divisor de voltaje resistivo.

Integración de la plataforma experimental

Una vez probados los sensores elegidos para la aplicación, se dispuso a integrar todos los circuitos en una sola placa PCB a fin de evitar errores que pudieran surgir en la comunicación si existieran diversas placas interconectadas por cables. De acuerdo al diseño del inversor de la Figura 3.5, se incorporó los sensores como se muestra en el diagrama esquemático de la Figura 3.6. El diseño de la placa PCB para su posterior fabricación se realizó en el software EasyEDA, cuyo resultado se muestra en la Figura 6.3 del Apéndice 1. Finalmente, una imagen

de la plataforma experimental que se obtuvo se muestra en la Figura 3.9.

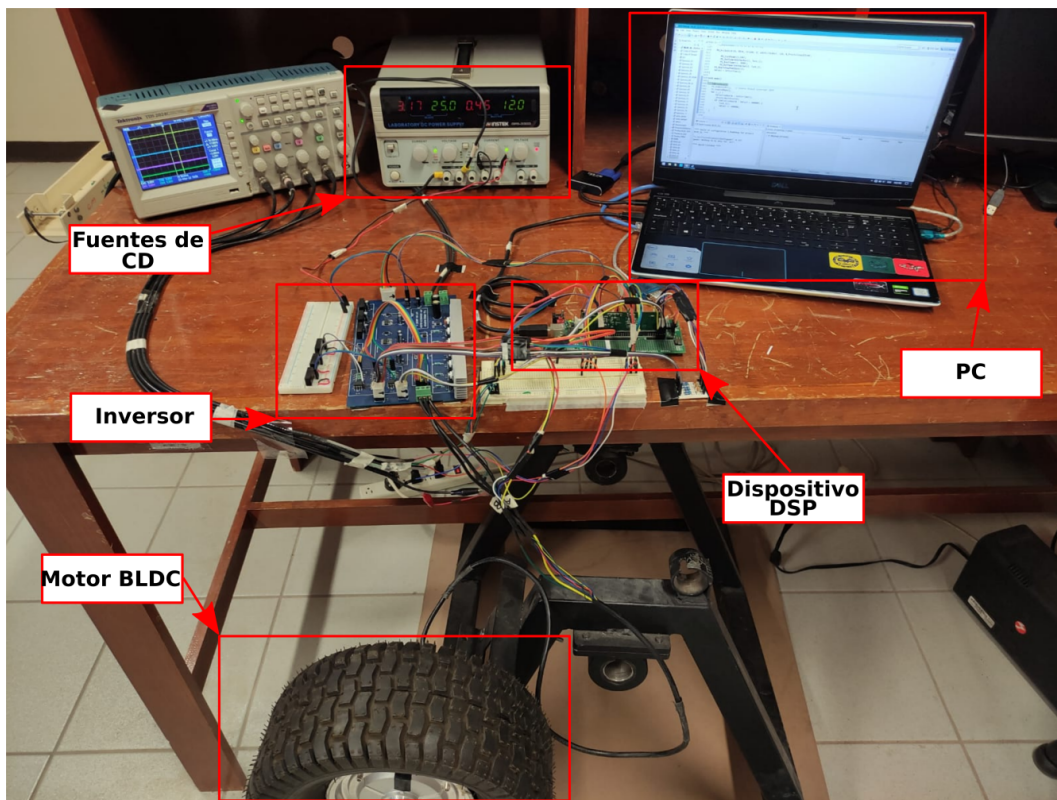


Figura 3.9. Plataforma experimental del proyecto.

Para realizar las pruebas experimentales, además de implementar el algoritmo sin sensores propuesto y el controlador ADRC diseñado, fue necesario implementar también otros elementos auxiliares para poder hacer uso del motor BLDC en conjunto con el DSP. Estos elementos incluyen: Lógica de conmutación, generadores PWM, habilitación de entradas y salidas digitales y configuración de los ADC necesarios, la cual se describe en el Apéndice 2.

Capítulo 4

Desarrollo del esquema sin sensores

4.1. Propuesta de mejora del estimador

Como se vio en la Sección 2.3.1 del Capítulo 2, el método de estimación a usar está basado en la generación de las llamadas funciones G que permiten estimar la posición del rotor a partir de la lectura de voltajes, corrientes y derivadas de corriente de línea a línea en el motor. Estas funciones, que se presentan en la Tabla 2.2, requieren ser implementadas tanto en la plataforma de simulación como en el dispositivo DSP para determinar las señales que permiten operar el motor en lazo abierto. Sin embargo, en el cálculo de las derivadas de corriente, esta implementación puede presentar errores, lo que nos lleva a proponer una variación en el método original a fin de encontrar una forma más fácil y eficiente de implementar el esquema de operación sin sensores del motor.

4.1.1. Implementación de derivadas de las corrientes

El cálculo de la derivada de una señal discreta es un proceso que se debe realizar de forma óptima en sistemas digitales, ya que de no ser así, este cálculo conduciría a una mayor carga de cómputo y errores de cálculo. Existen diversos métodos para obtener el valor de la derivada de una señal. Para el caso de interés, se utilizó el cálculo por derivada discreta, esto implementado mediante el bloque de derivada de la librería de Simulink, el cual toma valores anteriores y actuales de la señal, así como el periodo de muestreo de la señal para hacer este cálculo. Sin

embargo, este bloque derivador entrega una señal de la derivada muy ruidosa, provocando así errores en la estimación usando el método original de las funciones G. Por esto, se optó por probar observadores de estados y observadores de estado extendidos para encontrar una solución a este problema.

Cálculo de derivadas con observadores de estado

Como primer paso, se define el orden de la aproximación que se desea realizar a la señal de interés. En este caso, la aproximación mínima sugerida es la de un sistema de segundo orden. Siendo este definido por las ecuaciones (4.1) y (4.2).

$$\dot{z}_1 = z_2 \quad (4.1)$$

$$\dot{z}_2 = 0 \quad (4.2)$$

donde se define a z_1 como la aproximación de y (la señal de interés) y a z_2 como la aproximación a la primera derivada de esta señal (\dot{y}). Para este sistema, se propone el siguiente observador de estados:

$$\dot{\hat{z}}_1 = \hat{z}_2 + k_1(z_1 - \hat{z}_1) \quad (4.3)$$

$$\dot{\hat{z}}_2 = k_0(z_1 - \hat{z}_1) \quad (4.4)$$

Con este observador de estados, las variables \hat{z}_1 y \hat{z}_2 son obtenidas, siendo la variable \hat{z}_2 el valor estimado de derivada de la señal de entrada, en este caso, la derivada de las corrientes de fase del motor.

Observadores de estados extendidos para FEM inducidas

Como una opción adicional a este observador de derivada, se propone el uso de observadores de estado extendido, los cuales se denominan como observadores de FEM. Estos observadores de FEM no solo estiman la derivada de la corriente, si no también estiman el valor de las FEM inducidas de línea a línea en el motor, y consecuentemente permiten crear las funciones G de acuerdo a su definición de la Tabla 2.2. El diseño de los observadores de FEM se muestra a

continuación.

Realizando la resta de las ecuaciones 2.1 y 2.2 correspondientes a las corrientes de fase A y B del motor, se encuentra la ecuación diferencial de la corriente de línea a línea siguiente:

$$L \frac{d(i_A - i_B)}{dt} = V_{AB} - R(i_A - i_B) - e_{AB} \quad (4.5)$$

donde V_{AB} denota el voltaje de línea a línea de entrada y e_{AB} la FEM inducida de línea a línea. Definiendo la nueva variable $z_1 = i_A - i_B$, la ecuación anterior se reescribe como:

$$\dot{z}_1 = \frac{V_{AB}}{L} - \frac{R}{L} z_1 - \frac{e_{AB}}{L} \quad (4.6)$$

Para este sistema de primer orden, un observador de estado extendido puede ser propuesto como las ecuaciones (4.7) y (4.8), si se sigue fielmente la dinámica del sistema de la ecuación (4.6) y se propone el estado extendido η_2 como la estimación de la FEM de línea a línea.

$$\dot{\eta}_1 = \frac{1}{L} V_{AB} - \frac{R}{L} \eta_1 + \eta_2 + k_1(z_1 - \eta_1) \quad (4.7)$$

$$\dot{\eta}_2 = k_0(z_1 - \eta_1) \quad (4.8)$$

donde η_1 y η_2 son los valores estimados de la corriente línea a línea y de la FEM inducida línea a línea respectivamente.

4.1.2. Implementación del estimador en Matlab-Simulink

En el diagrama esquemático de la Figura 3.2, el módulo estimador contiene la implementación de las funciones G como se muestra en la Figura 4.1, donde las entradas al módulo son las corrientes y voltajes de fase necesarios. Adicionalmente, es necesario el cálculo de la derivada de las corrientes de fase para crear de las funciones G de acuerdo a su definición.

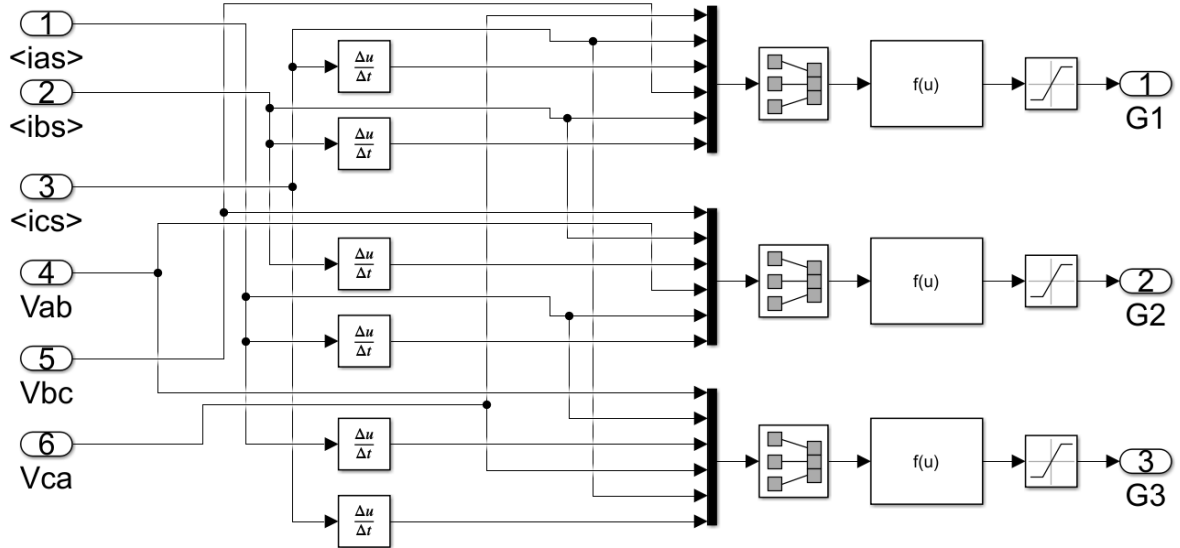


Figura 4.1. Modelado de las funciones G en Matlab/Simulink.

La implementación del observador de derivadas en Matlab/Simulink se muestra en la Figura 4.2. Este sub-bloque puede sustituir los bloques de derivadas de las librerías de Simulink originalmente usados para verificar su funcionamiento al ser implementado.

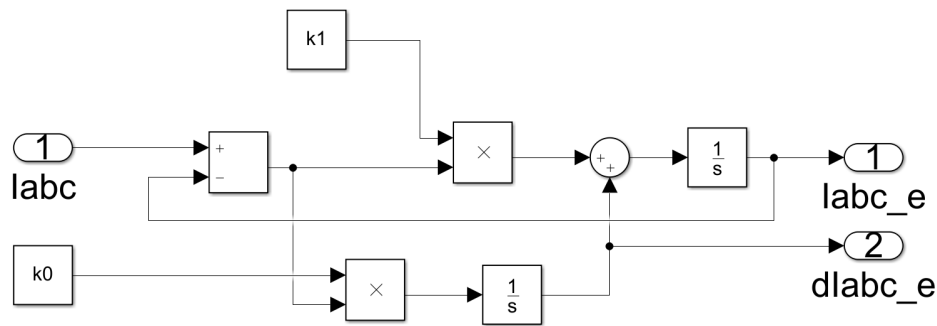


Figura 4.2. Implementación del observador de derivada en Simulink.

Por otro lado, la Figura 4.3 muestra la implementación en Simulink del observador de FEM propuesto. A partir de este módulo replicado para las tres diferentes FEM de línea a línea, se obtienen las funciones G directamente de su definición de la Tabla 2.2, permitiendo así prescindir del uso de derivadas de corriente, lo que se reduce a implementar observadores que son más fáciles y confiables de usar.

Una vez que las funciones G son obtenidas con cualquiera de los métodos presentados, es necesario implementar lógica adicional para la generación de las señales de los sensores de

efecto Hall virtuales, para así poder alimentar la misma lógica de conmutación que en el caso con sensores. Estas señales virtuales de los sensores son creados usando tablas de búsqueda que reciben la posición estimada y entregan los tres valores de los sensores creados.

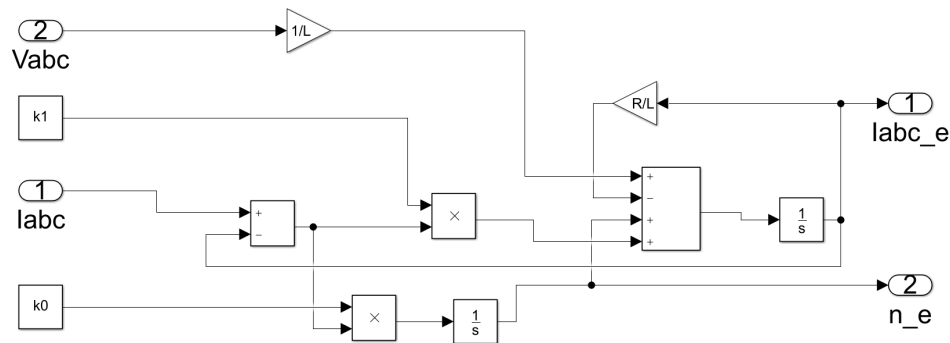


Figura 4.3. Implementación del observador de FEM en Simulink.

4.1.3. Resultados de simulación del esquema sin sensores

Las funciones G obtenidas con la primera opción de cálculo de derivadas mediante diferencias numéricas se presentan en la Figura 4.4, en donde se nota la presencia de falsos positivos debido a que este método es muy sensible al ruido. Estos falsos positivos provocarán errores en la estimación de posición y se opta por no hacer uso de esta opción más adelante.

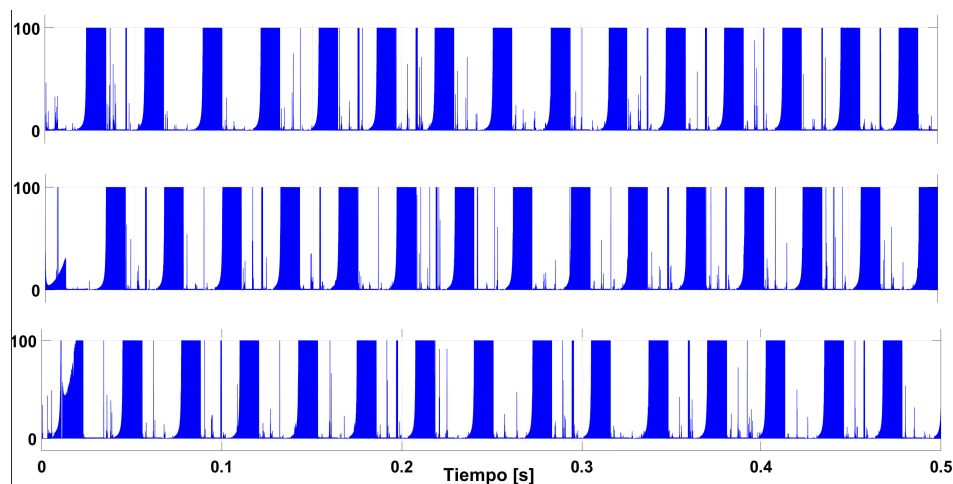


Figura 4.4. Funciones G obtenidas con derivadas por diferencias.

Para la segunda opción con el estimador de derivada se tienen las funciones G de la Figura 4.5, donde se observa un comportamiento mejorado respecto a la opción anterior, sin embargo,

la forma de las señales no es la esperada, aunque los sobretiros se presentan de manera correcta en el tiempo, pueden generarse falsos positivos por lo que también se descarta esta idea.

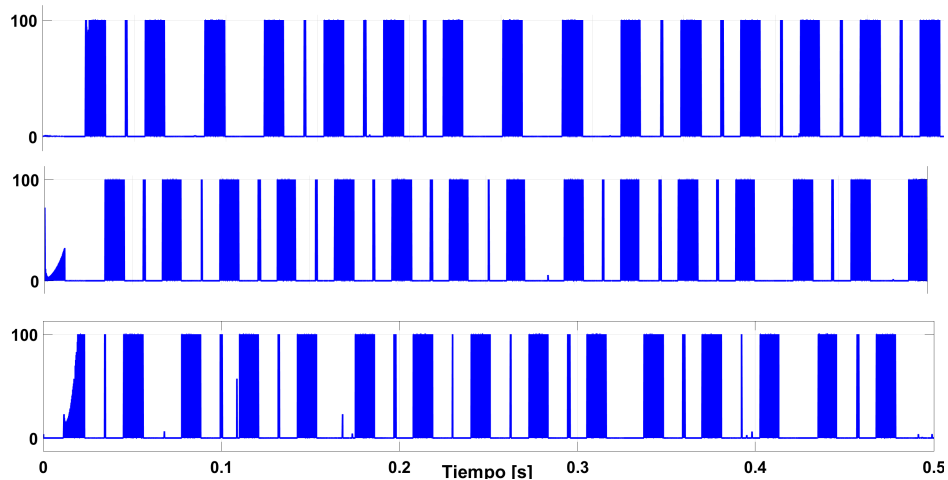


Figura 4.5. Funciones G obtenidas con observador de la derivada.

Finalmente, la tercera opción con los observadores de FEM proporciona las funciones G que se observan en la Figura 4.6. Esta opción presenta un desempeño superior a las opciones anteriores, ya que las funciones obtenidas son más limpias y con sobretiros más claros, lo que permite una mejor conmutación del motor sin falsos positivos.

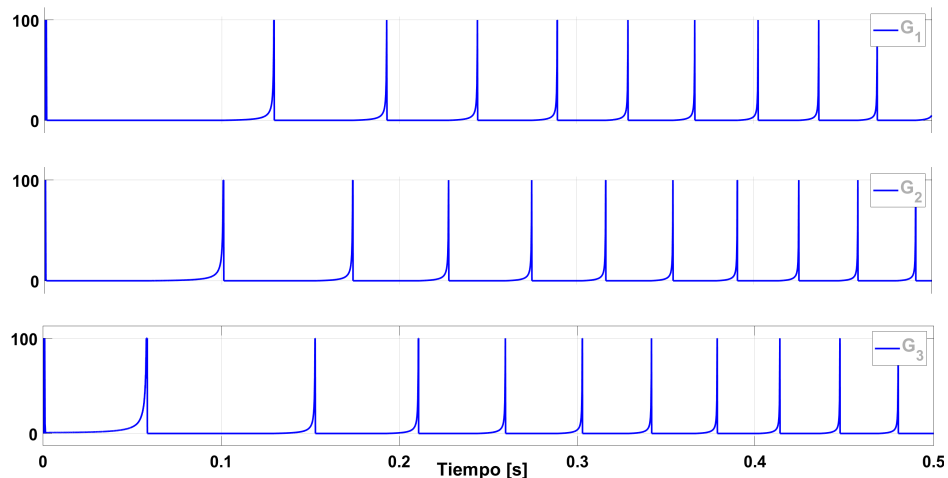


Figura 4.6. Funciones G obtenidas con observadores de FEM.

Realizando una comparativa de los resultados obtenidos, la propuesta del observador de FEM representa la mejor opción para la operación sin sensores del motor BLDC usando el método por funciones G, el cual se vio mejorado por este cambio.

La Figura 4.7 muestra la relación de las funciones G obtenidas y las señales de los sensores de efecto Hall proporcionadas por el modelo del motor de Simulink. Se observa una correspondencia entre cada uno de los cambios en los estados de los sensores y cada uno de los sobretiros en la señal ZCP (que es la sobreposición de las funciones G).

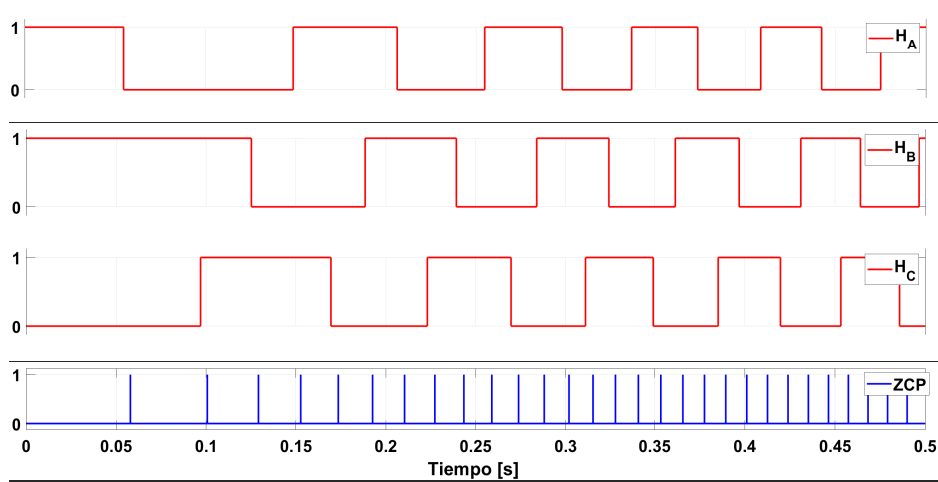


Figura 4.7. Relación entre sensores de posición y señal ZCP en Simulink.

La Figura 4.8 muestra la estimación de posición con la opción de observadores de FEM, los cuales presentan la mejor respuesta. Se observa que la posición se aproxima a la posición real del motor (en grados eléctricos) de manera aceptable y esto permite generar las señales virtuales de sensores de efecto Hall para la operación sin sensores.

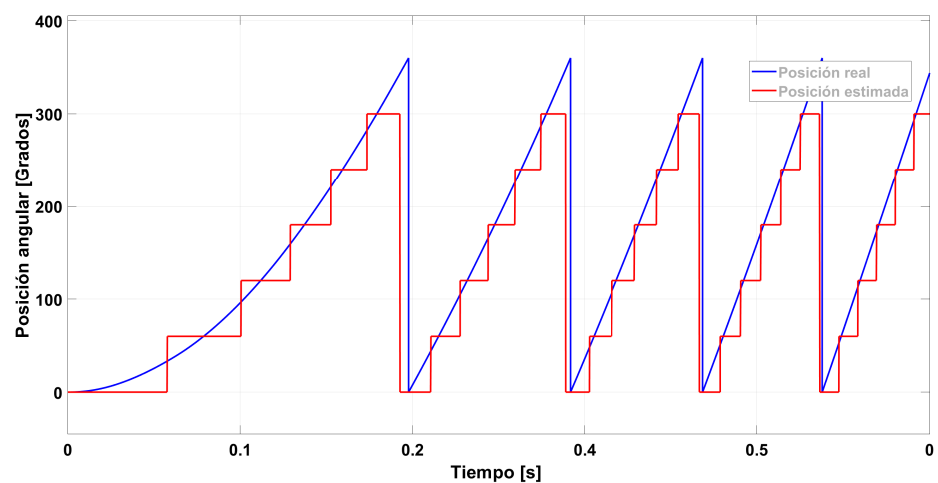


Figura 4.8. Posición real y estimada obtenida con el método propuesto.

La gráfica de velocidad del motor se observa en la Figura 4.9 en operación de lazo abierto,

en los dos enfoques con y sin sensores a baja velocidad (60 RPM). Se observa que la respuesta de velocidad del motor en ambos enfoques varía ligeramente, sin embargo, los tiempos de establecimiento de velocidad son muy parecidos entre ambos enfoques. Adicionalmente, se muestra en la figura el comportamiento del motor sin sensores cuando se presentan cambios del parámetro de resistencia de estator, observándose una operación robusta de la propuesta a variaciones de este parámetro.

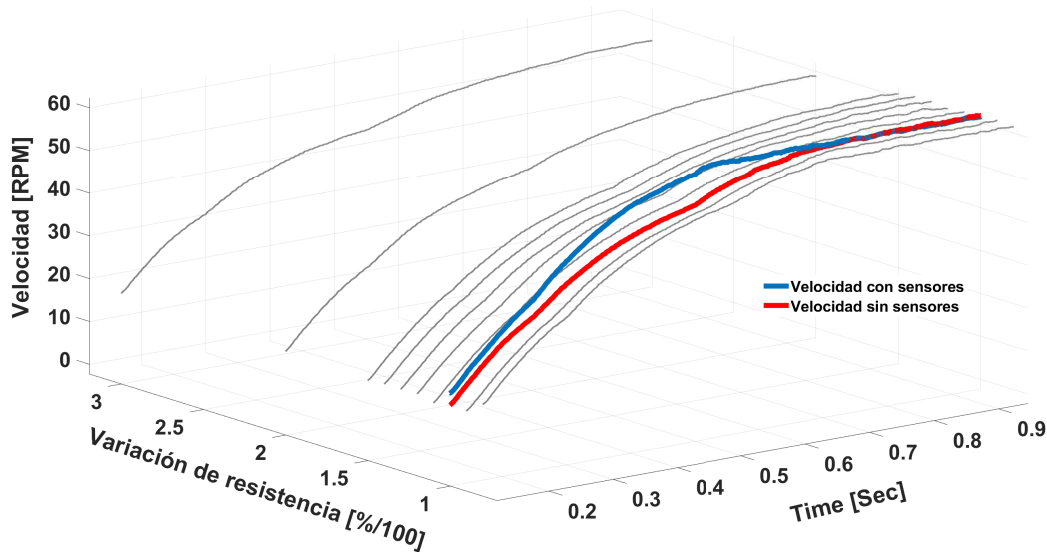


Figura 4.9. Velocidad en lazo abierto y respuesta a variación de R.

4.2. Diseño del controlador por rechazo activo de perturbaciones

Como se ha mencionado, los controladores que son utilizados para el motor de CD también son aplicables al motor BLDC ya que su modelo matemático es muy similar y su funcionamiento también. Por esto, para probar esta teoría, además de simplificar el diseño e implementación del controlador, se diseña un controlador basado en rechazo activo de perturbaciones y la propiedad de planitud diferencial para el motor de CD perturbado. Este controlador promete robustez a cambios de carga en el motor y se ha reportado que mejora el rizo de par que está presente en el motor [30], [31], [32]. El diseño del controlador se detalla a continuación.

Como primer paso, se calcula la salida plana del motor de CD. Partiendo del modelo matemático del motor de CD.

$$L \frac{di}{dt} = V - Ri - k_e \omega \quad (4.9)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m i - b\omega \quad (4.10)$$

La representación en el espacio de estados se realiza considerando que $x_1 = i$, $x_2 = \omega$ y V la entrada de control, esto deja la siguiente expresión en forma matricial:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{k_e}{L} \\ \frac{k_m}{J} & -\frac{b}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V \quad (4.11)$$

La matriz de controlabilidad del sistema y su inversa son:

$$C = [B|AB] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{R}{L^2} \\ 0 & \frac{k_m}{JL} \end{bmatrix}, \quad C^{-1} = \frac{JL^2}{k_m} \begin{bmatrix} \frac{k_m}{JL} & \frac{R}{L^2} \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Así la salida plana del sistema lineal está dada por:

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} C^{-1} x = \frac{JL}{k_m} \omega \quad (4.13)$$

es decir, la salida plana del motor de CD es la velocidad angular del motor ω .

Ahora, considerando el modelo matemático del motor de CD perturbado

$$L \frac{di}{dt} = V - Ri - k_e \omega \quad (4.14)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = \tau_e - b\omega - \tau_L \quad (4.15)$$

Y a la velocidad angular como la salida plana del sistema,

$$F = \omega \quad (4.16)$$

La parametrización diferencial del motor es la siguiente:

$$\omega = F \quad (4.17)$$

$$i = \frac{J}{k} \dot{F} + \frac{D}{k} F - \frac{1}{k} \tau_L \quad (4.18)$$

$$V = \frac{LJ}{k} \ddot{F} + \underbrace{\left(\frac{LD + RJ}{k} \right)}_a \dot{F} + \underbrace{\left(\frac{RD + k^2}{k} \right)}_b F - \underbrace{\left(\frac{LJ}{k} \dot{\tau}_L - \frac{RJ}{k} \tau_L \right)}_\tau \quad (4.19)$$

Una vez que la parametrización diferencial es obtenida, el diseño del controlador basado en rechazo activo de perturbaciones se simplifica, y se reduce a despejar la derivada de más alto orden en la parametrización de la entrada de control V de la ecuación 4.19, esto dado como la ecuación (4.20):

$$\ddot{F} = \frac{k}{LJ} V - \underbrace{\left(\frac{k}{LJ} (b) F - \frac{k}{LJ} (a) \dot{F} + \tau \right)}_\eta \quad (4.20)$$

donde en la variable η se engloba las perturbaciones exógenas y endógenas del sistema.

Así, definiendo las siguientes variables:

$$z_1 = \hat{F}, \quad z_2 = \dot{\hat{F}}, \quad \phi_1 = \hat{\eta}$$

se propone un observador GPI como:

$$\dot{z}_1 = z_2 + \lambda_2(F - z_1) \quad (4.21)$$

$$\dot{z}_2 = \frac{k}{LJ} V + \phi_1 + \lambda_1(F - z_1) \quad (4.22)$$

$$\dot{\phi}_1 = \lambda_0(F - z_1) \quad (4.23)$$

Una vez que se tiene el observador del cual se obtendrá una estimación de la perturbación $\phi_1 = \hat{\eta}$, se propone una ley de control para la regulación de velocidad, restandole a la misma el valor estimado de η para rechazar cualquier perturbación en el motor, tanto como el error de estimación sea lo mas pequeño posible. Con esto, el controlador ADRC queda diseñado como lo indican las ecuaciones (4.24) y (4.25). Siendo la parte de controlador V_{aux} un control con

acción PID.

$$V_C = \frac{LJ}{k_m} (V_{aux} - \phi_1) \quad (4.24)$$

$$V_{aux} = -k_d \dot{e} - k_p e - k_i \int e d\tau \quad (4.25)$$

donde

$$e = F - F^*$$

Para el cálculo de las ganancias k_p , k_i y k_d del controlador propuesto, se parte de sustituir la ecuación (4.24) en la ecuación (4.20) de donde se obtiene:

$$\begin{aligned} \ddot{F} &= \frac{LJ}{k_m} \left(\frac{k_m}{LJ} (V_{aux} - \hat{\eta}) \right) + \eta \\ &= V_{aux} \\ &= -k_d \dot{e} - k_p e - k_i \int e d\tau \end{aligned} \quad (4.26)$$

Dado que el error de regulación se define como $e = F - F^*$, se tiene para el caso de la regulación de velocidad:

$$e = F - F^* \quad (4.27)$$

$$\dot{e} = \dot{F} - \dot{F}^* = \dot{F} \quad (4.28)$$

$$\ddot{e} = \ddot{F} - \ddot{F}^* = \ddot{F} \quad (4.29)$$

lo que permite reescribir la ecuación (4.26) como:

$$\begin{aligned} \ddot{e} &= -k_d \dot{e} - k_p e - k_i \int e d\tau \\ 0 &= \ddot{e} + k_d \dot{e} + k_p e + k_i \int e d\tau \end{aligned} \quad (4.30)$$

Al derivar la ecuación (4.30) una vez y obtener su transformada de Laplace se obtiene que:

$$\begin{aligned} s^3 e(s) + k_d s^2 e(s) + k_p s e(s) + k_i e(s) &= 0 \\ s^3 + k_d s^2 + k_p s + k_i &= 0 \end{aligned} \quad (4.31)$$

La ecuación (4.31) puede ser igualada a un polinomio Hurwitz de tercer orden en el plano complejo s , el cual se propone con polos complejos estables, asegurando que la dinámica del error sea estable y el error de regulación se lleve a una región lo más cercana a cero. El polinomio Hurwitz se propone como la ecuación (4.32).

$$(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(s + p_1) = 0 \quad (4.32)$$

con

$$\omega_n, p_1 > 0 \quad y \quad 0 < \zeta \leq 1$$

Así, las ganancias del controlador están dadas por:

$$k_p = 2p_1\zeta\omega_n + \omega_n^2 \quad (4.33)$$

$$k_i = p_1\omega_n^2 \quad (4.34)$$

$$k_d = p_1 + 2\zeta\omega_n \quad (4.35)$$

Como se puede observar en la ecuación 4.24, el controlador es sencillo en el caso de regulación de velocidad, y este requiere únicamente la constante realimentación de la velocidad angular del motor. Por lo que, en el esquema sin sensores es necesario implementar un estimador de velocidad adicional.

4.2.1. Implementación del controlador en Matlab-Simulink

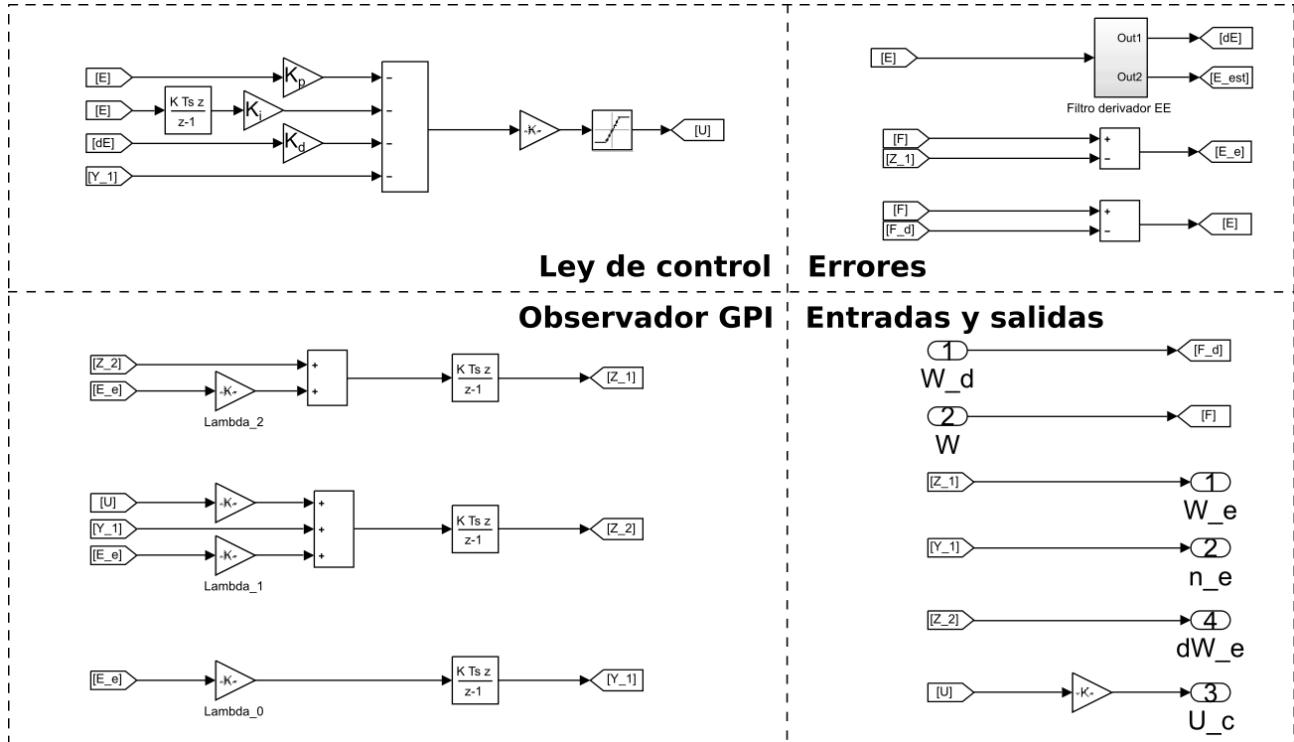


Figura 4.10. Controlador ADRC implementado en Simulink.

La implementación del controlador en el entorno de Simulink es sencilla, y solo sigue las ecuaciones del controlador diseñado. La Figura 4.10 muestra el modelado de este controlador, donde se requieren como entradas la velocidad angular deseada, así como la velocidad angular realimentada del motor. Como salidas se tienen la velocidad angular estimada, la perturbación estimada y la señal de control calculada.

La información de la velocidad angular del motor puede ser obtenida utilizando la información proveniente del modelo del motor en cada periodo de muestreo. De cierto modo, el uso de este dato disponible desde el bloque de motor representa el tener un sensor de velocidad, por lo que, para el objetivo de controlar sin sensores el motor BLDC esto no resulta viable. Para esto, se propone un estimador de velocidad sin sensor explicado más adelante.

Estimador de velocidad sin sensores en Matlab-Simulink

El algoritmo de estimación de velocidad propuesto se basa en utilizar el tren de pulsos de las funciones G, es decir, la señal ZCP para realizar un conteo del tiempo entre cada uno de los sobretiros detectados. Con el conteo del periodo de la señal ZCP, y conociendo el número de pulsos de esta por revolución mecánica del rotor, la velocidad angular de este puede ser estimada.

Para el conteo de tiempo entre pulsos, se genera una señal de reloj de alta frecuencia (en comparación a la frecuencia de los pulsos de la señal ZCP), con la cual se realiza un conteo del número de pulsos de reloj ocurridos entre cada uno de los pulsos de la señal ZCP, con este conteo y conociendo el periodo de la señal de alta frecuencia se conoce el tiempo aproximado entre cada pulso.

La ecuación que aproxima la velocidad angular en rad/s del motor utilizando este método es:

$$\omega_{aprox} = \frac{2\pi}{PR} * \frac{1}{T_P} \quad (4.36)$$

donde PR son los pulsos por revolución mecánica del rotor y T_P es el tiempo entre pulsos calculado.

Para el caso específico del motor de interés, $PR = 90$, mientras que la señal de alta frecuencia se establece a 10 kHz, es decir $T_P = 0.0001$ segundos. Esta estimación se lleva a cabo con los bloques modelados de la Figura 4.11 donde se implementa la propuesta.

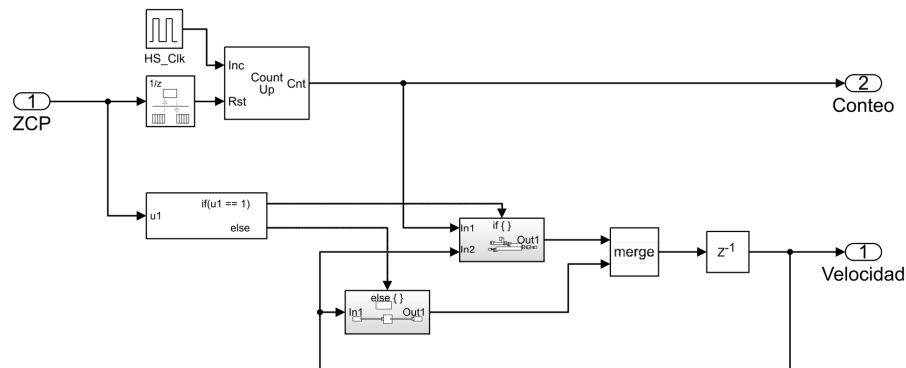


Figura 4.11. Estimador de velocidad implementado en Simulink.

4.2.2. Resultados de simulación del controlador ADRC

Estimación de velocidad sin encoder

La Figura 4.12 muestra la comparativa de las gráficas de velocidad real y estimada del motor cuando este se opera en lazo abierto con sensores de posición.

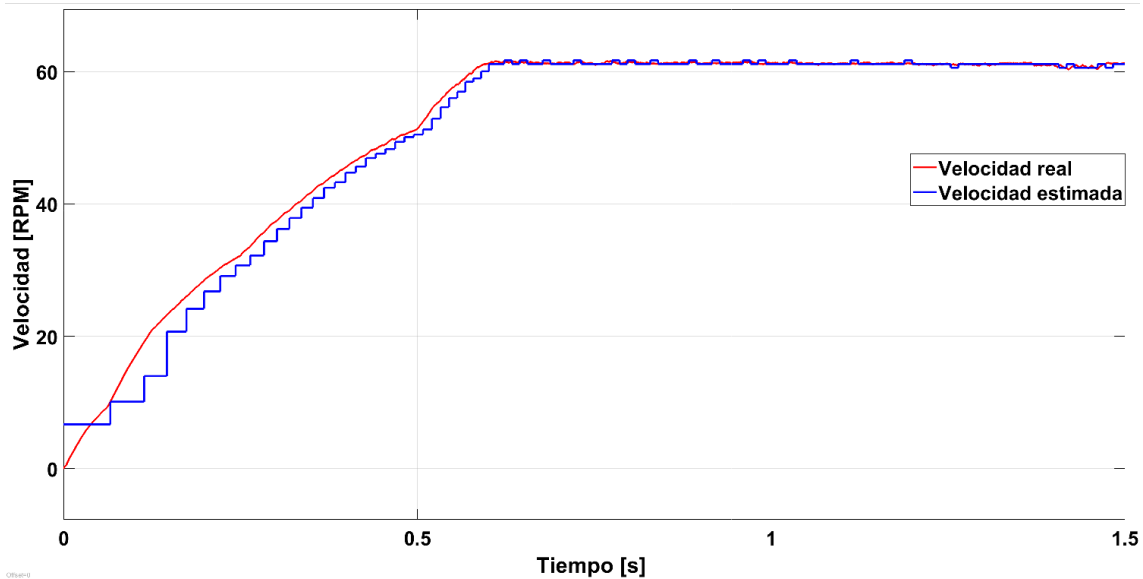


Figura 4.12. Estimación de velocidad en simulación.

Como se observa en la figura, la estimación de velocidad presenta una forma escalonada que se aproxima a la velocidad real del motor, cuyo error más notable es en el arranque, disminuyéndose cuando la velocidad llega a un estado estacionario. Esta estimación de velocidad sin sensores es suficientemente buena para ser usada por el controlador ADRC, complementando el esquema de control sin sensores del motor BLDC

Control con sensores

Una primera prueba hecha al controlador ADRC diseñado se hace con el uso total de los sensores tanto de posición como de velocidad disponibles en la plataforma de simulación. Esto con el fin de comprobar y tener como punto de referencia el funcionamiento del controlador propuesto.

Para el caso de regulación de velocidad y la presencia de perturbaciones que se pueden

introducir de forma controlada en el motor, la Figura 4.13 muestra la respuesta de velocidad del motor controlado cuando se cuenta con todos los sensores: sensores de efecto Hall y sensor de velocidad. Se puede observar la correcta regulación de velocidad a 60 RPM deseadas con un cambio de referencia a 40 RPM, además de observarse una buena robustez al presentarse una perturbación constante en forma de par de entrada en el segundo 5 a 10.

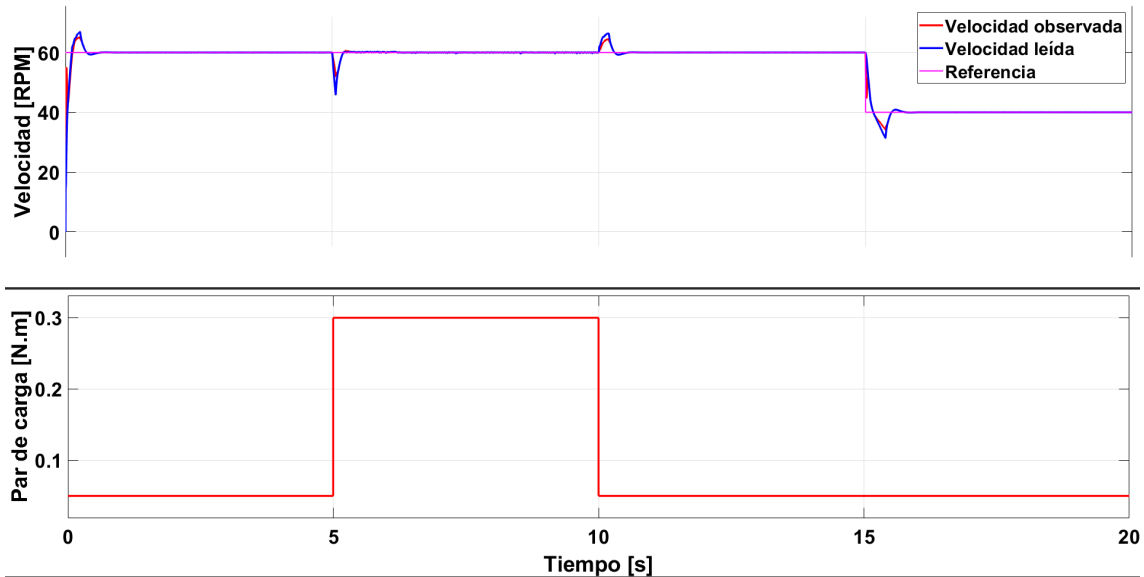


Figura 4.13. Velocidad del motor perturbado con sensores H y encoder.

La gráfica del error de regulación de velocidad en esta prueba se muestra en la Figura 4.14, donde se observa que el error es cercano a cero en las condiciones presentadas al motor.

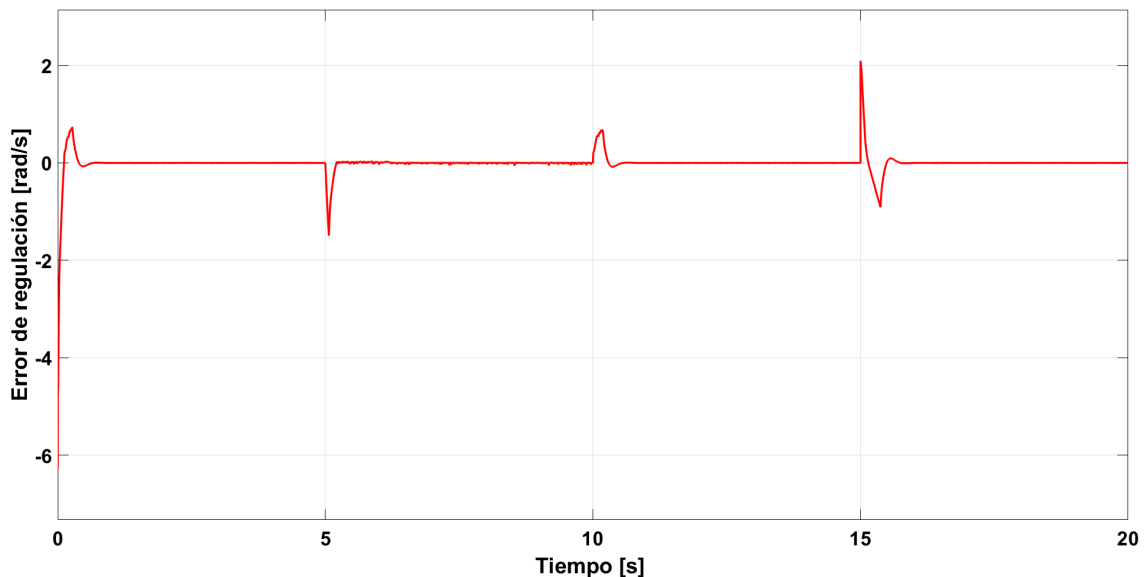


Figura 4.14. Error de regulación de velocidad con sensores H y con encoder.

Por otra parte, la Figura 4.15 muestra la respuesta del motor controlado ahora utilizando la estimación de la posición sin sensores y usando la velocidad con sensor disponible. Se observa una buena regulación de la velocidad con el mismo controlador y utilizando el estimador de posición propuesto para la conmutación, además de mostrarse la robustez del controlador ante variaciones en la carga del motor.

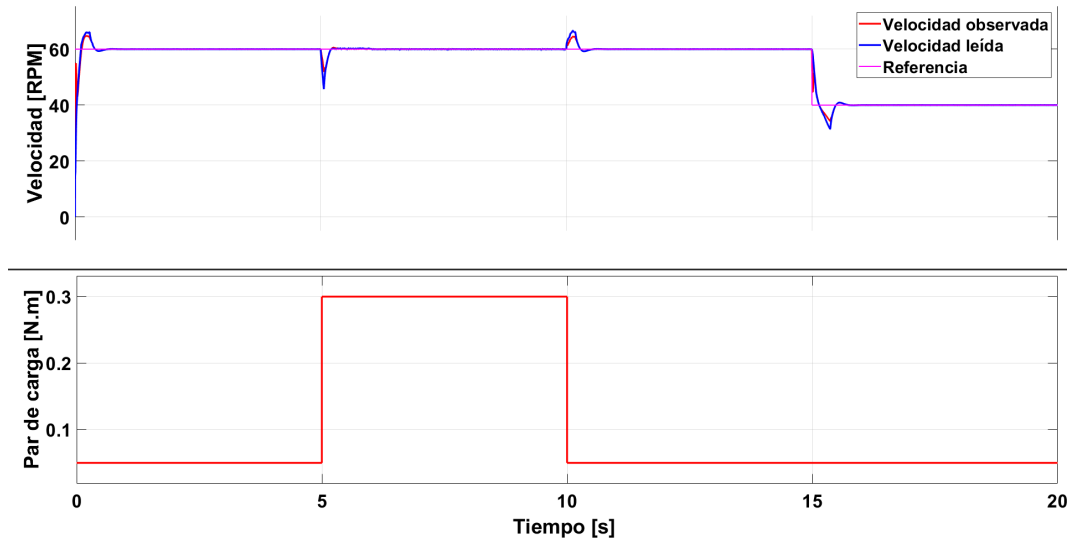


Figura 4.15. Velocidad del motor perturbado sin sensores H y encoder.

En la Figura 4.16 se observa la gráfica del error de regulación de esta prueba. Estos resultados muestran que el error es llevado a valores cercanos a cero en presencia de par de carga y variación de la referencia.

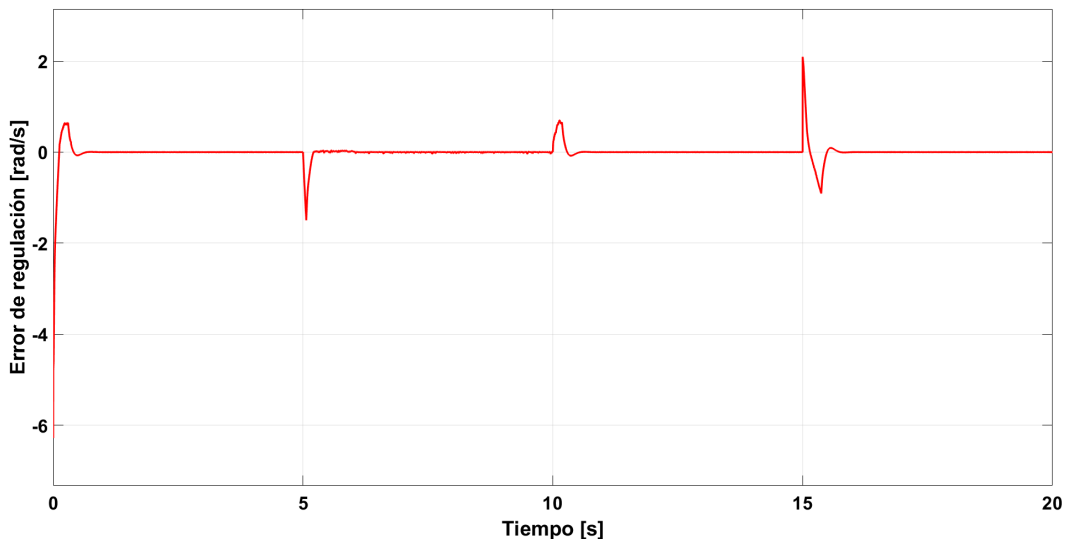


Figura 4.16. Error de regulación de velocidad sin sensores H y con encoder.

Control sin sensores

Como prueba final, se controla el motor retroalimentando el valor estimado de la velocidad en el controlador propuesto. De forma similar, se prueba el controlador cuando se usan los sensores de posición y cuando se usa el estimador de posición para la conmutación del motor.

La primera prueba se realiza utilizando los sensores de posición y la estimación de velocidad. Se introduce una perturbación en el motor a los 5 segundos de iniciada la prueba para observar el comportamiento del controlador ante la presencia de par de carga. Adicionalmente, se realiza un cambio en la referencia de velocidad al segundo 15 para observar que el controlador responde y lleva el motor a una nueva velocidad deseada. La Figura 4.17 muestra la respuesta de velocidad del motor bajo las mismas condiciones de carga y se observa la buena regulación de velocidad.

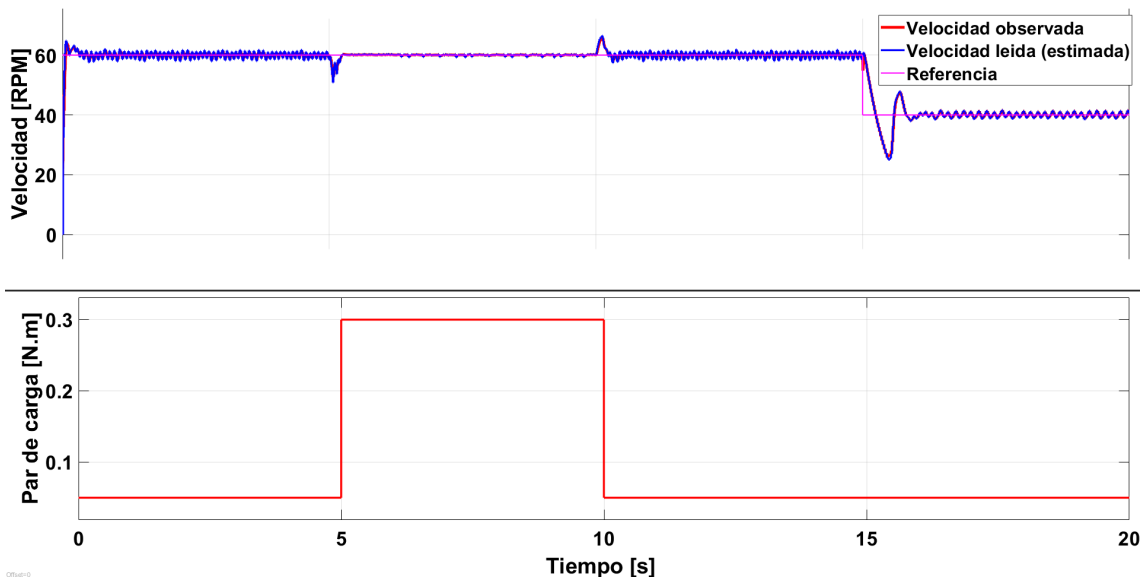


Figura 4.17. Velocidad del motor perturbado con sensores H y sin encoder.

La gráfica del error de regulación para esta prueba se muestra en la Figura 4.18, donde se observa que este se mantiene cercano a cero ante las variaciones de referencia y par de carga aplicadas.

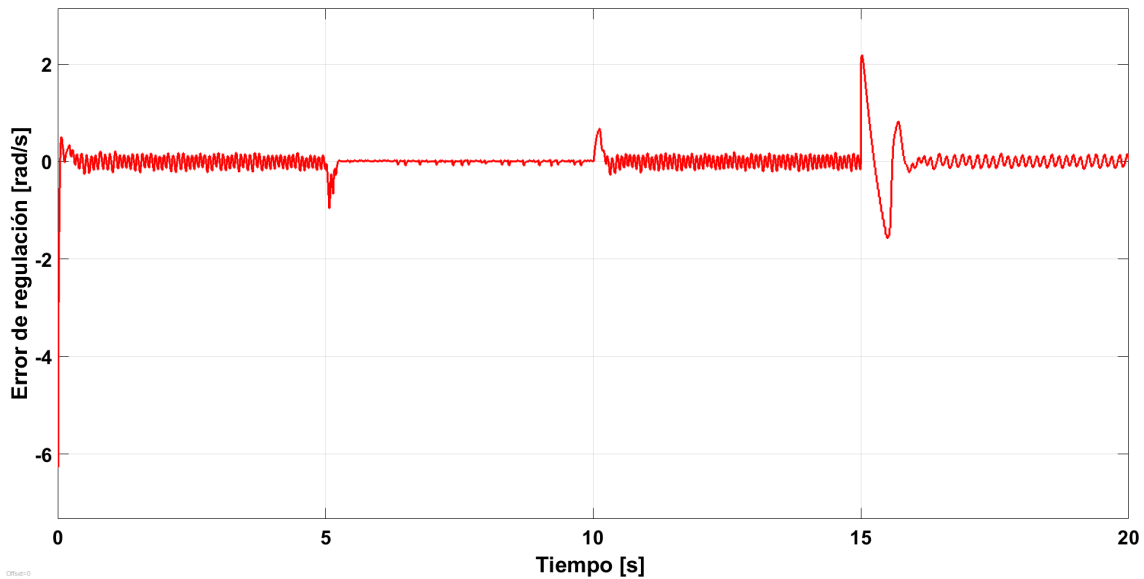


Figura 4.18. Error de regulación de velocidad con sensores H y sin encoder.

Finalmente se realizan pruebas al controlador ahora con el enfoque total sin sensores, es decir se utiliza solamente estimación de posición y velocidad bajo las mismas condiciones de velocidad deseada y cambios en la carga.

En la Figura 4.19 se observa la respuesta en velocidad del motor para la regulación de velocidad a 60 RPM en presencia de perturbaciones, mostrándose la robustez del esquema de control completamente sin sensores del motor a baja velocidad.

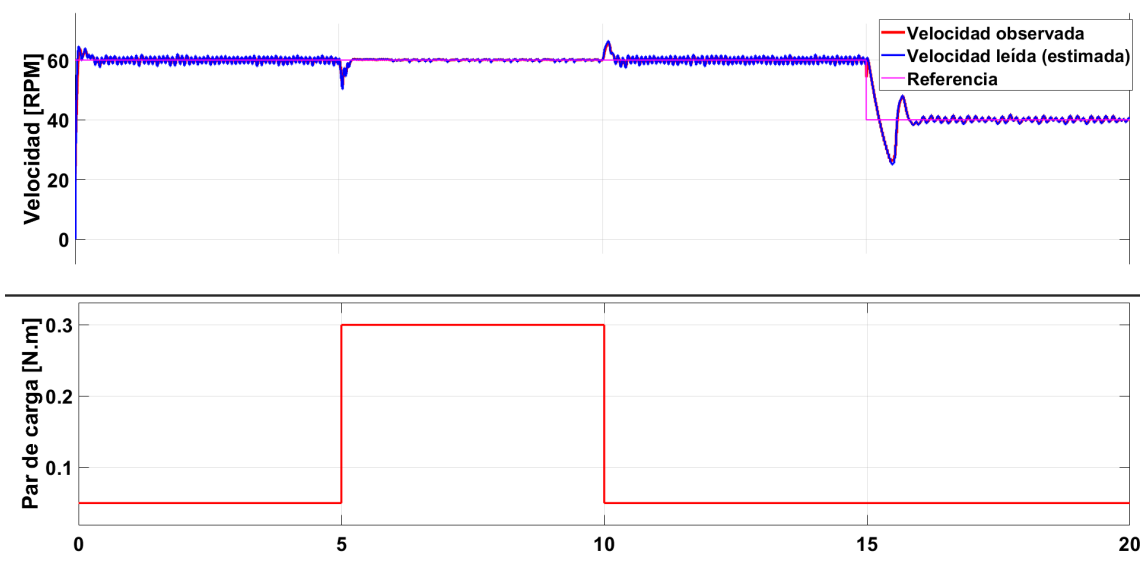


Figura 4.19. Velocidad del motor perturbado sin sensores H y sin encoder.

El error de regulación de esta prueba se muestra en la Figura 4.20, donde al igual que en las demás pruebas, el error se mantiene cercano a cero, demostrando que el control de velocidad sin sensores propuesto funciona de manera adecuada en las pruebas de simulación realizadas.

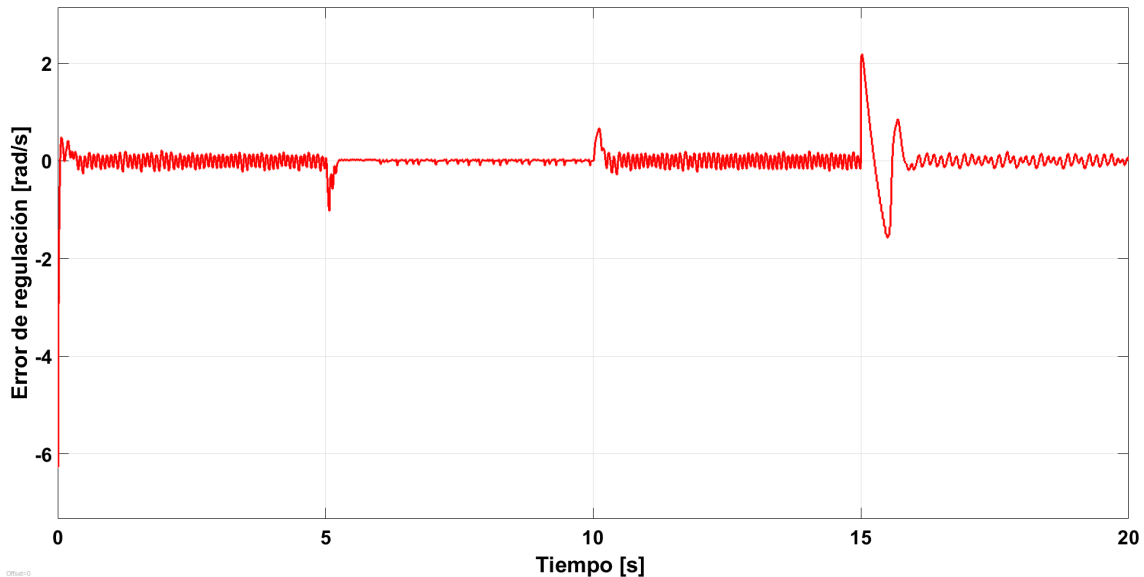


Figura 4.20. Error de regulación de velocidad sin sensores H y sin encoder.

Pruebas de regulación con pares de carga nominales

A fin de mostrar en simulación la robustez del controlador de velocidad por rechazo activo de perturbaciones, se presentan a continuación pruebas del control de velocidad del motor en presencia de pares de carga elevados, cercanos al par nominal calculado en 12.7 Nm. En estas pruebas, la velocidad del motor se regula a 30 RPM.

La Figura 4.21 muestra la respuesta del motor controlado ante la presencia de cargas aplicadas, usando los sensores de efecto Hall y la medición de la velocidad a través de un sensor. En el arranque se aplica un par de 8 Nm hasta los 4 segundos, en ese momento se aumenta la carga hasta el par nominal de 12.7 Nm, posteriormente en el segundo 8, el par de carga decae hasta 5 Nm, hasta que finalmente en el segundo 12 la carga se reduce hasta solo 0.5 Nm. Durante todo el periodo de simulación se logra una buena regulación de la velocidad. Como puede verse en la gráfica del control de la Figura 4.22, el ciclo de trabajo nunca llega a saturar al inversor.

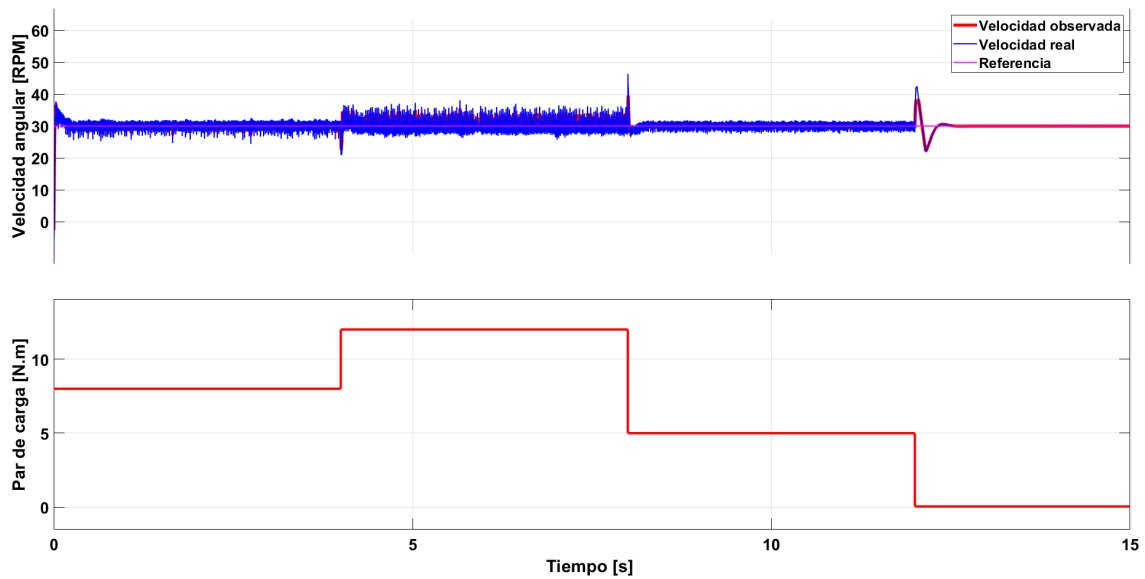


Figura 4.21. Velocidad del motor controlado con cambios de carga usando sensores H.

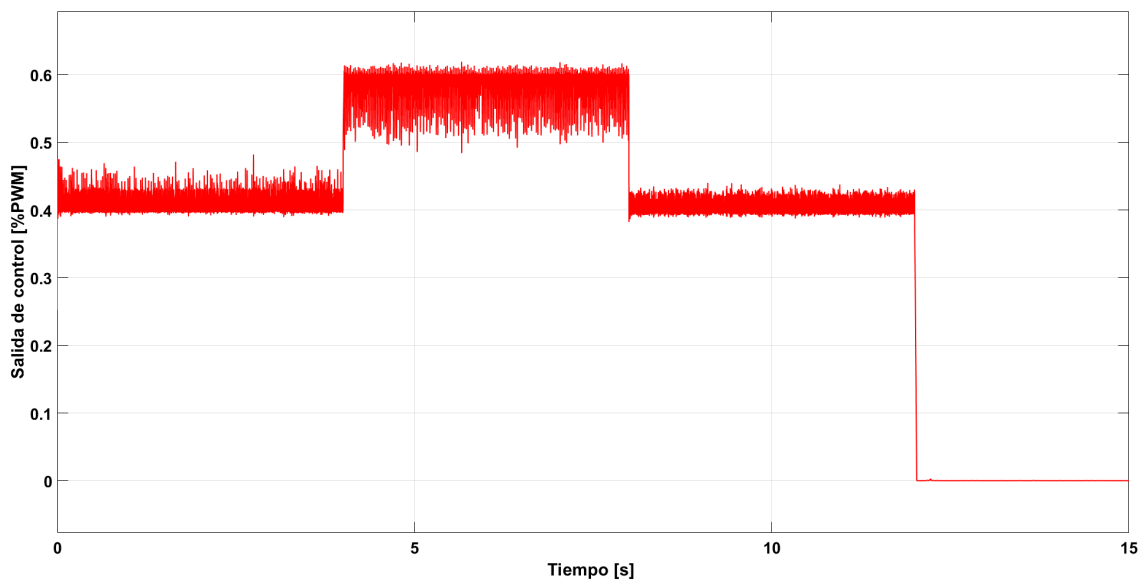


Figura 4.22. Señal de control obtenida usando sensores de efecto Hall.

Estas pruebas del control en presencia del mismo perfil de carga se vuelven a realizar utilizando ahora el estimador de posición del rotor, sin embargo debido al nivel de carga aplicada, la velocidad del motor debe ser aún medida a través de un sensor, ya que el estimador propuesto falla en esta situación. Los resultados son mostrados en la Figura 4.23 para el caso de la respuesta velocidad, mientras en la Figura 4.24 se muestra la señal de control obtenida.

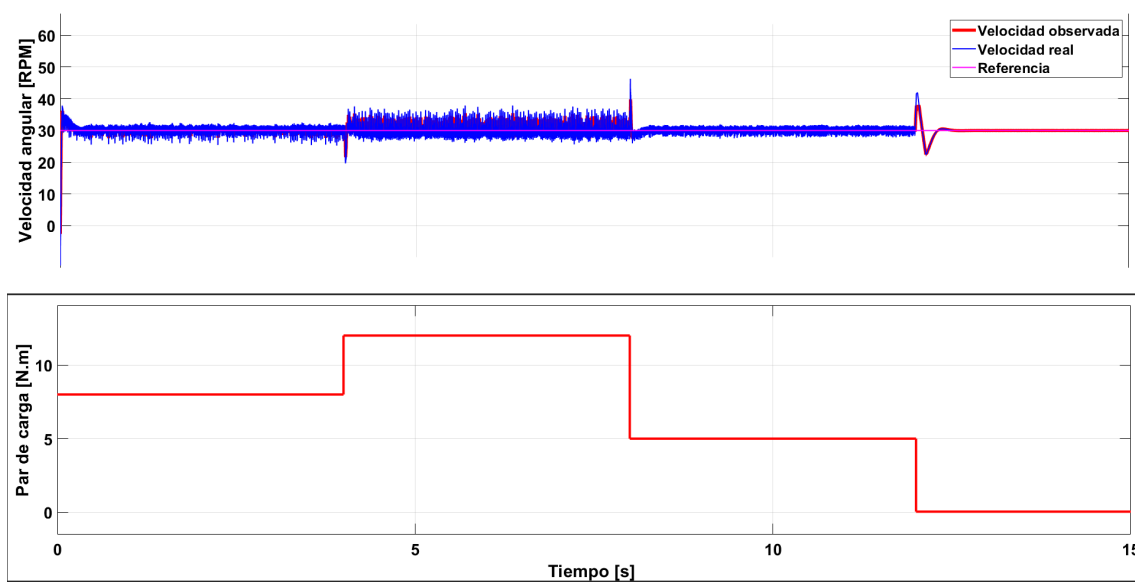


Figura 4.23. Velocidad del motor controlado con cambios de carga usando estimador de posición.

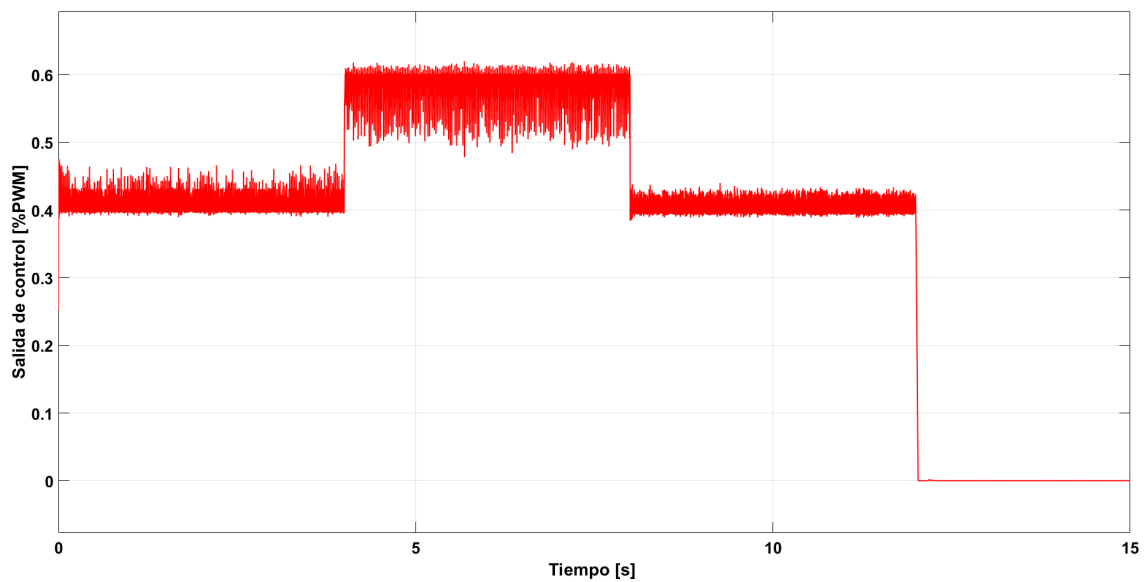


Figura 4.24. Señal de control obtenida usando el estimador de posición.

Como puede notarse, los resultados son similares al caso donde los sensores de efecto Hall son utilizados, concluyendo que aún con pares de carga elevados la estimación de posición funciona correctamente, así como que el controlador basado en rechazo activo de perturbaciones permite regular la velocidad del motor en estas condiciones de pares de carga elevados desde el arranque.

4.3. Estimador de posición inicial

Un elemento importante en el sistema diseñado es el estimador de posición inicial de rotor, ya que con esta información, la ejecución del controlador sin sensores se vuelve más robusta al ya conocerse desde el inicio la lógica de conmutación a seguir, y no depender de precolocar el rotor en una posición inicial conocida, tanto manual como automáticamente (lo que ocasiona un movimiento del rotor no deseado). El estimador desarrollado se basa en la inyección de trenes de pulsos en los devanados del rotor, y siguiendo la lógica de la variación de inductancia explicada en el Capítulo 2, permite reconocer la posición inicial del rotor sin la necesidad de mover el motor o contar con sensores de posición.

Para el caso de estimación de la posición inicial a nivel simulación, esta no se lleva a cabo debido a que la dinámica involucrada en los fenómenos físicos en los que se basa el método no se logra implementar en los bloques de simulación. Por tanto, el estimador de posición solo se implementa en la plataforma experimental.

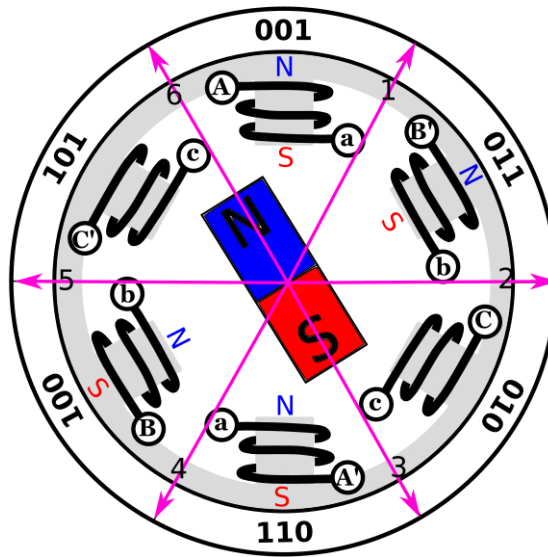


Figura 4.25. Vectores de conmutación en el motor.

Este método presentado en el Capítulo 2 consta de generar la señales de conmutación de corta duración a manera de poder excitar los devanados del motor con los vectores de conmutación de dos fases de la Figura 4.25. Hecho esto, se realiza el monitoreo de la corriente

del bus de entrada al inversor, el cual presentará un comportamiento diferente dependiendo de la posición actual del motor. De esta forma, una vez obtenida esta señal, la posición inicial del motor puede ser identificada de acuerdo al patrón que presente la señal de corriente.

La Figura 4.26 muestra el modelado de la lógica que se sigue para la inyección de los pulsos en el motor. Estos pulsos son generados con una duración de $300 \mu s$ (menor a la constante de tiempo del circuito equivalente RL), y un tiempo de $1 ms$ entre cada pulso que se inyecta consecutivamente.

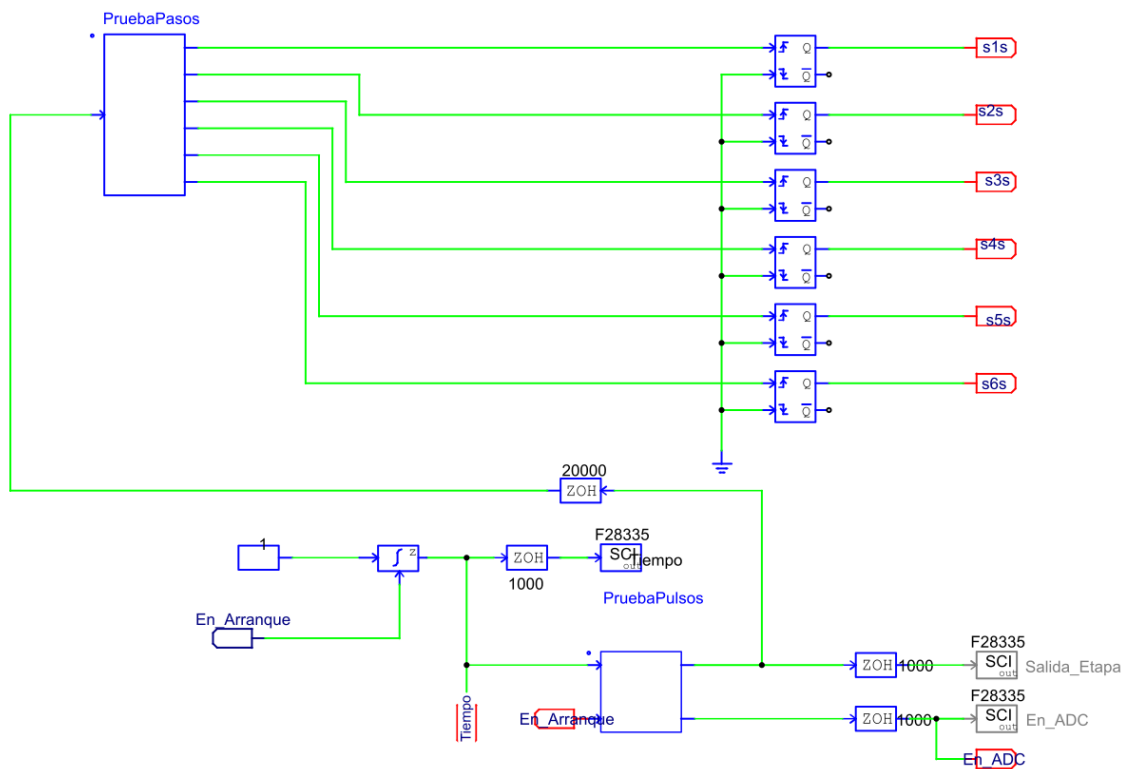


Figura 4.26. Lógica de inyección de pulsos en PSIM.

4.3.1. Resultados de estimación de posición inicial

Al mismo tiempo que se excita el motor con los pulsos generados, se leen los datos del sensor de corriente que se implementó en el bus de entrada al inversor, tal y como se explicó en el Capítulo 3.

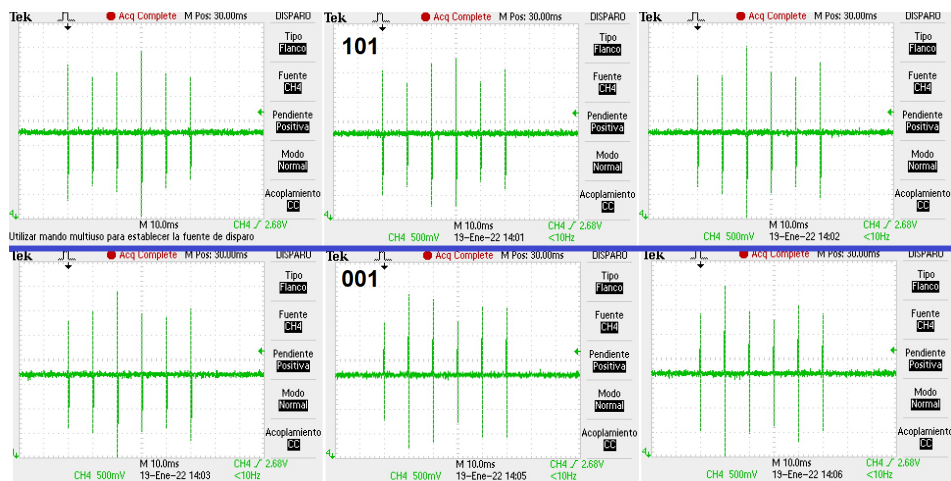


Figura 4.27. Respuesta de corriente en posiciones 101 y 001

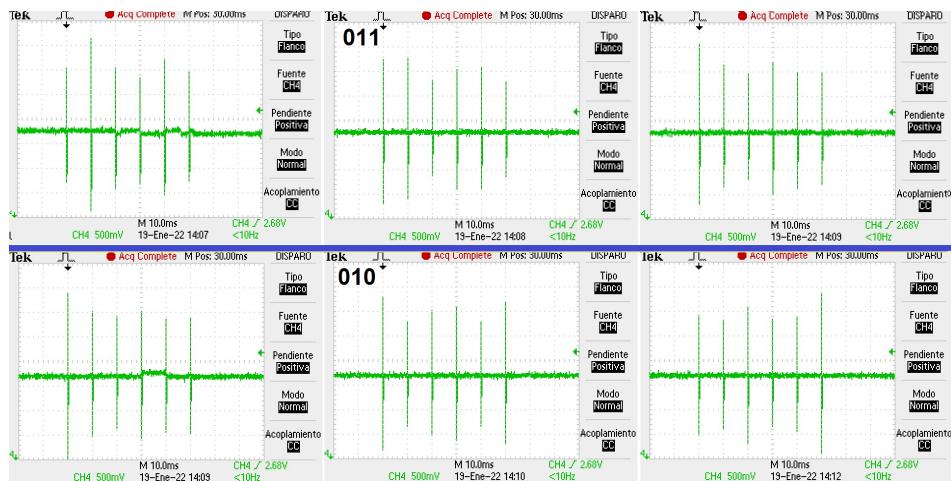


Figura 4.28. Respuesta de corriente en posiciones 011 y 010

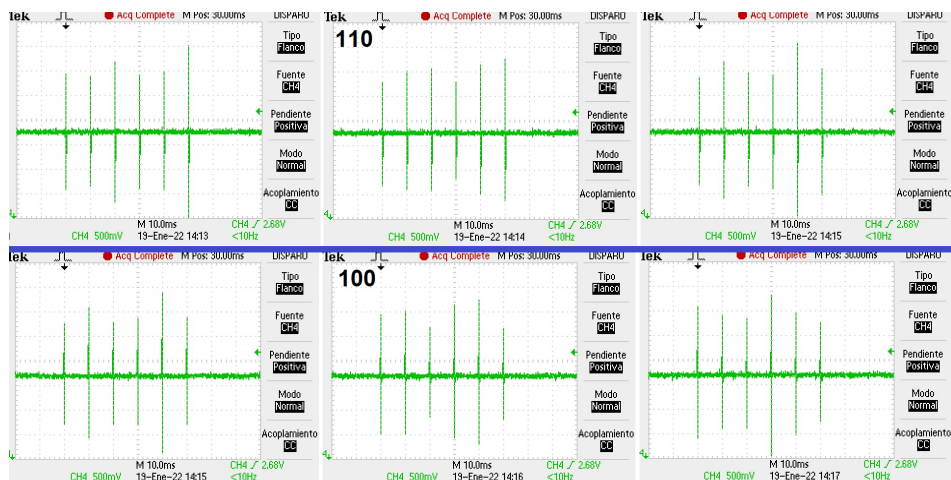


Figura 4.29. Respuesta de corriente en posiciones 110 y 100

Las Figuras 4.27, 4.28 y 4.29 muestran las respuesta de corriente en el bus de entrada ante los 6 pulsos generados en el motor. Cada una de las gráficas presentadas corresponde a una diferente posición inicial del motor, dando en total 12 distintas respuestas para cada una de las posiciones posibles.

En el diagrama del motor de la Figura 4.25, se ejemplifican los sectores del motor correspondientes a cada una de las 6 combinaciones de los sensores de efecto Hall. Adicional a estas posiciones existen los casos cuando el rotor se encuentra en la transición de cambio de los sensores, lo que suma las otras 6 posibles posiciones. Por ejemplo, la Figura 4.27 muestra 6 distintas respuesta de corriente, comenzando desde la parte superior izquierda, la primera gráfica corresponde a la posición dentro del sector de posición 101 en la transición hacia la posición anterior 100. La segunda gráfica representa la posición cuando el motor se encuentra en el centro del sector 101. La tercera gráfica representa la transición entre la posición 101 y 001 aún dentro del sector 101. La cuarta gráfica representa la misma transición pero ahora cuando se está en el sector 001 (por lo que se observa que estas dos últimas respuestas son similares), para así seguir consecutivamente. De forma similar, las otras figuras representan esta respuesta a cada pulso, completándose de esta forma las 12 posiciones posibles.

Teniendo estas gráficas con las respuestas posibles a la estimación de posición inicial, hay dos formas de identificar la posición inicial del motor en cualquier momento. La forma manual, es decir, se realiza el proceso de inyección de pulsos y por inspección visual el usuario identifica a que posición corresponde la respuesta obtenida para poder introducir esta información al dispositivo digital. Por otra parte, este trabajo se puede realizar de manera automática mediante la implementación de técnicas de reconocimiento de patrones. Sin embargo, esto queda fuera del alcance de este trabajo, por lo que se opta por realizar la identificación de posición inicial de forma manual, siguiendo los resultados anteriores.

Capítulo 5

Resultados experimentales del esquema sin sensores

En este capítulo se presentan los resultados de las pruebas experimentales realizadas al esquema de estimación y control sin sensores propuesto, esto a partir de los resultados a nivel simulación que validan inicialmente el funcionamiento correcto de la propuesta. Se muestra primeramente la implementación de los módulos necesarios en PSIM para posteriormente generar el código para la programación del DSP. Seguido de esto se muestran los resultados obtenidos en la plataforma experimental desarrollada.

5.1. Implementación del estimador en PSIM

Como se observa en los resultados de simulación, el estimador basado en observadores de FEM propuesto representa la opción más viable en la implementación experimental del esquema sin sensores. Esta variación al método original presenta mejores resultados, esto debido a que el ruido en las señales, y principalmente el ruido presente en la derivada de corriente es casi nulo. Por esto, para la implementación en la plataforma experimental, se opta por utilizar los observadores de FEM para la estimación. El observador propuesto se modela en el software PSIM, para posteriormente ser implementado en el DSP. La Figura 5.1 muestra el modelado de los observadores propuestos, y la Figura 5.2 muestra la obtención de las funciones G .

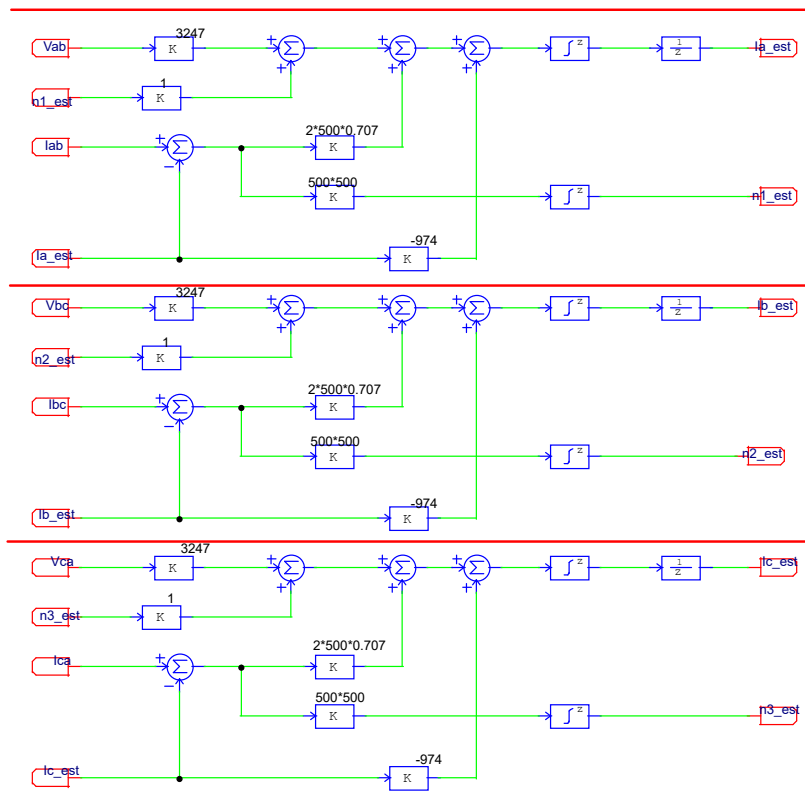


Figura 5.1. Modelado de los observadores de FEM en PSIM.

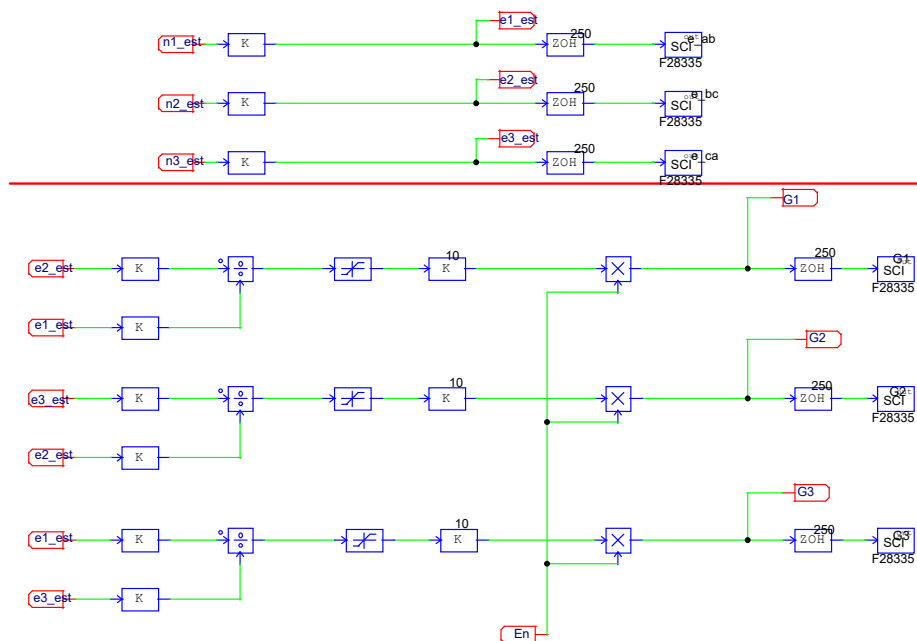


Figura 5.2. Obtención de las funciones G en PSIM.

Una vez que las funciones G son obtenidas con las mediciones realizadas, son necesarios módulos adicionales que permitan la creación de señales virtuales de los sensores de efecto Hall y que emulan estos para retroalimentar a la lógica de conmutación. Como dicta el método original, en las funciones G , los sobretiros en estas señales representan un cambio en la posición del rotor, por lo tanto, se implementa un módulo que a partir de las funciones G , genere pulsos unitarios $D1$, $D2$, $D3$ de determinada duración cuando estas funciones sobrepasan un valor de umbral predefinido. La Figura 5.3, muestra esta implementación, donde adicionalmente, se obtiene el tren de pulsos Ds que será direccionado posteriormente a una salida digital, representando la señal ZCP.

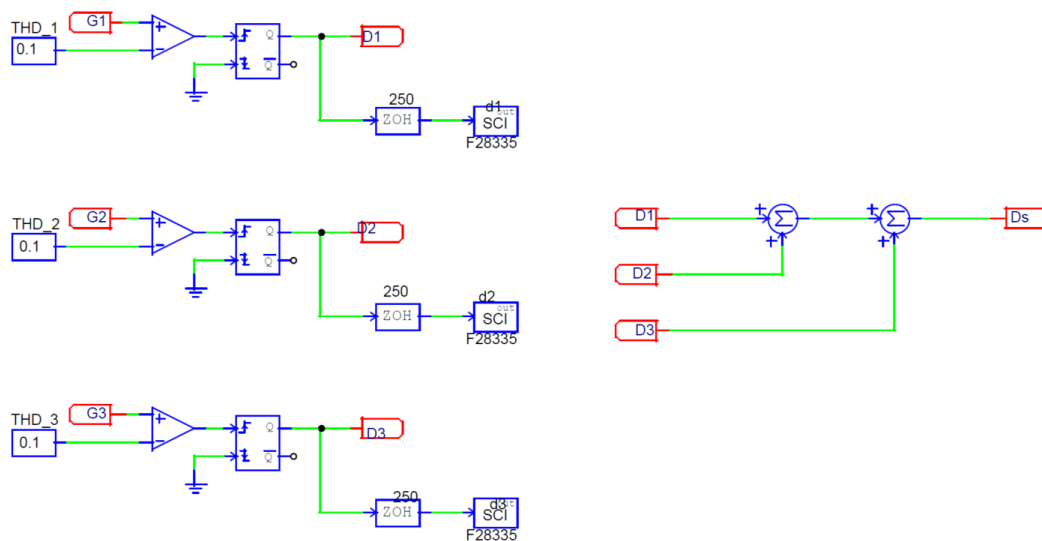


Figura 5.3. Lógica para generación de señal ZCP.

Obtenidos los pulsos D , estos pasan por otro bloque denominado *Selector_ZCP* el cual tiene como otras entradas la retroalimentación de la posición, en términos de señales de efecto Hall, y una señal de habilitación a fin de sincronizar los procesos. Este bloque proporciona como salida la estimación de la posición del rotor (en grados eléctricos) mediante la detección de los pulsos D que siguen una secuencia conocida y que depende también de la posición actual para la determinación de la posición siguiente. Finalmente, obtenida la estimación de posición, se pueden ahora crear las señales virtuales de los sensores de efecto Hall que son obtenidas de la estimación y son direccionadas a salidas digitales, esto mediante tablas de búsqueda como se muestra en la Figura 5.4.

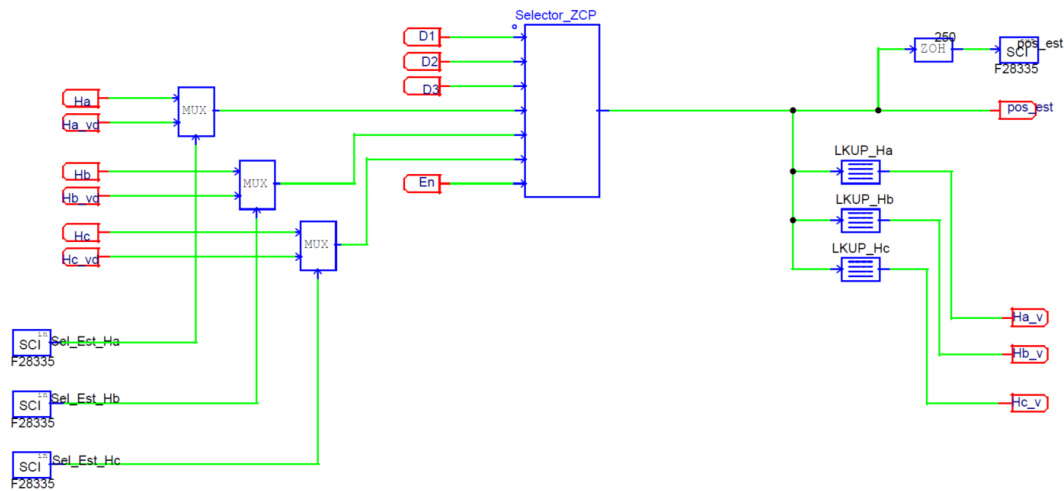


Figura 5.4. Lógica para la estimación de posición.

5.2. Resultados experimentales del estimador de posición

Para esta parte del proyecto se replican los resultados de simulación en la plataforma experimental desarrollada. El principal objetivo es poder implementar el método de estimación de posición propuesto en el dispositivo DSP y se puedan obtener las señales de conmutación requeridas por el motor para su funcionamiento a baja velocidad. En los experimentos realizados, se tomó en cuenta la baja velocidad del motor cuando este se encuentra por debajo de 100 RPM, con los resultados aquí presentados obtenidos a una velocidad de 30 RPM.

5.2.1. Pruebas de operación sin sensores en lazo abierto

Una vez que los sensores de corriente y voltajes fueron caracterizados para su uso en el DSP, las primeras pruebas se centran en la obtención de las FEM estimadas por el observador de FEM propuesto. Este paso se llevó a cabo implementando los observadores en el software PSIM como se mencionó anteriormente, requiriendo las señales de voltaje y corriente ya procesadas y sintonizando las ganancias del observador para que este funcione de la mejor manera.

La Figura 5.5 muestra la estimación de las FEM línea a línea en durante las pruebas experimentales. En esta figura se aprecia que las señales obtenidas se tratan de señales bipolares con claros cruces por cero y de naturaleza trifásica, las cuales son de principal interés para la obtención de las funciones G del método propuesto.

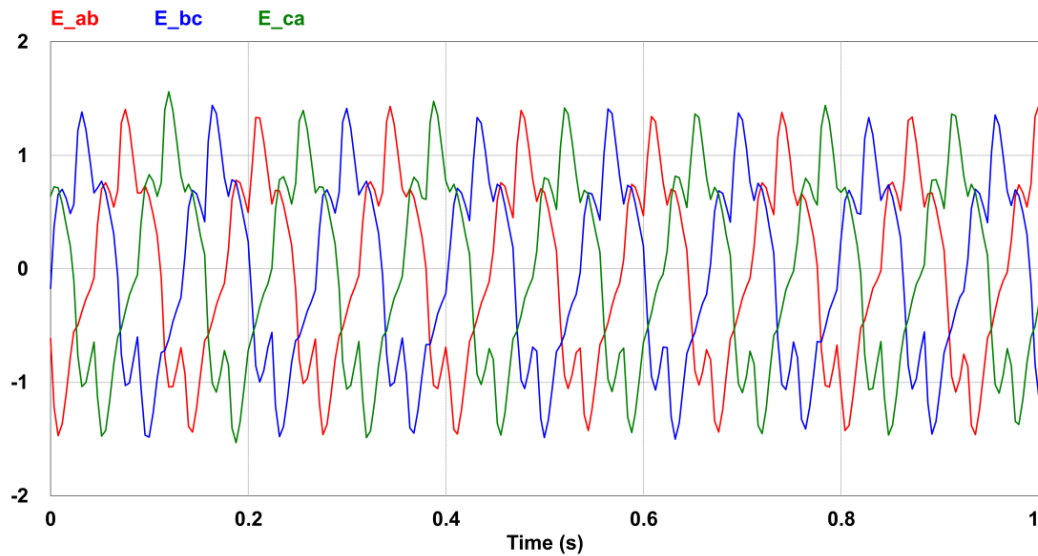


Figura 5.5. Estimaciones de las FEM línea a línea en tiempo real.

Una vez obtenidas las 3 señales de FEM estimadas por el DSP, con la división de estas en la forma e_{bc}/e_{ab} , e_{ca}/e_{bc} y e_{ab}/e_{ca} se obtienen las funciones G deseadas como lo indica el método. Estas señales se observan en la Figura 5.6.

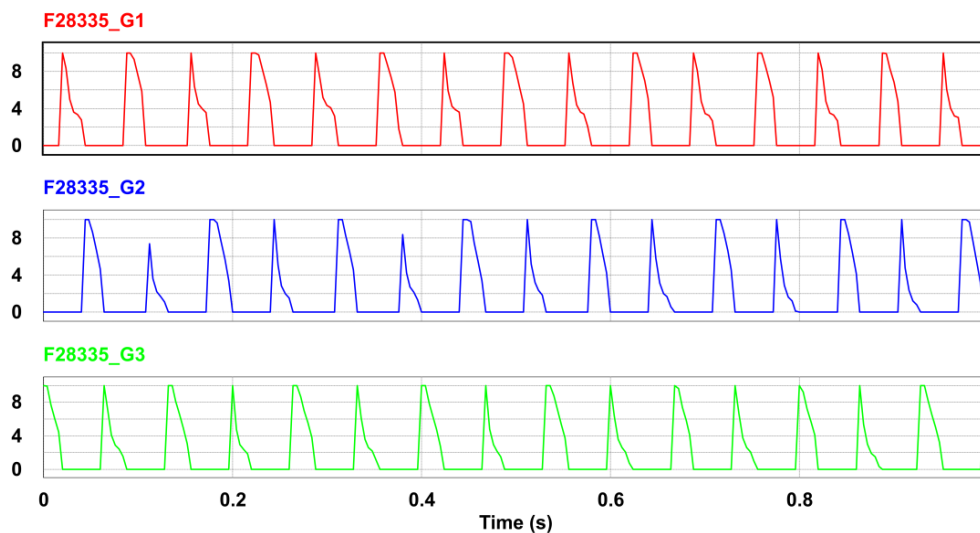


Figura 5.6. Funciones G obtenidas en tiempo real.

Con las funciones G obtenidas, se generan las señales D_1, D_2, D_3 . Estas señales señalan la ocurrencia de sobretiros en las funciones G. Cuando un sobretiro es detectado las señales D_i correspondiente se pone en alto y tienen una duración de 10 ms en ese estado. Así, al concatenar estas señales se obtiene el tren de pulsos de conmutación (o señal ZCP) utilizada en la creación

de las señales virtuales de los sensores de efecto Hall. Mediante lógica adicional y tablas de búsqueda, estas señales virtuales son creadas y dadas como salidas y entradas digitales a modo de retroalimentación de la posición del motor requerida en la lógica de conmutación. En la Figura 5.7 se observa en capturas de osciloscopio la relación de la posición real (en términos de los sensores físicos de efecto Hall) y la señal ZCP creada con la estimación sin sensores.

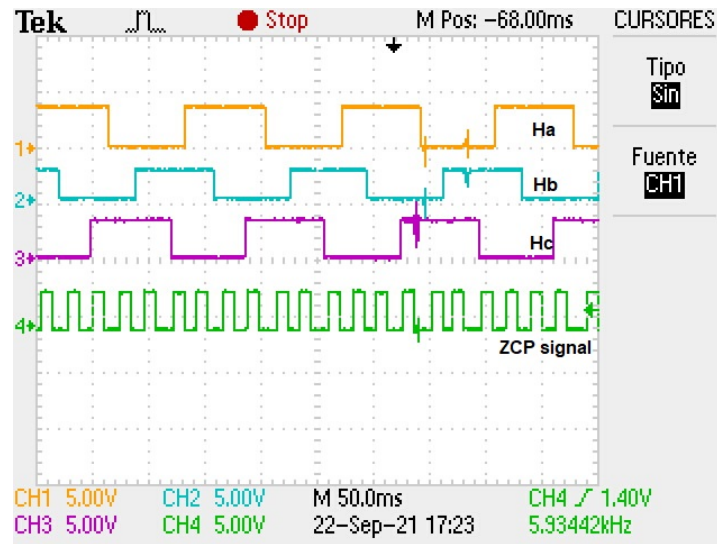


Figura 5.7. Relación entre posición real y señal ZCP.

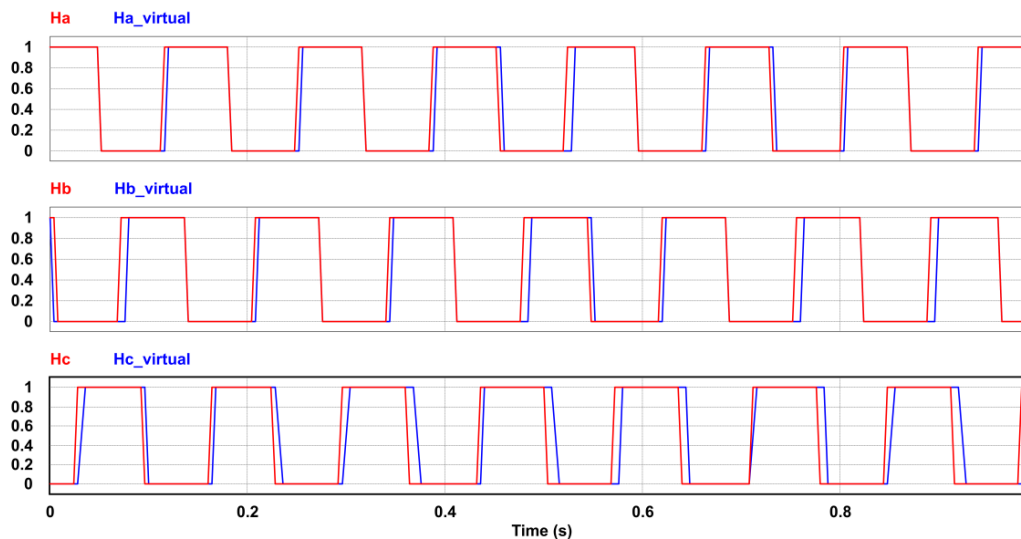


Figura 5.8. Comparativa entre sensores de posición reales y estimados.

Adicionalmente, en la Figura 5.8 se muestra la comparación de todos los sensores de efecto Hall reales y las señales virtuales generadas en la estimación. Finalmente, en la Figura 5.9 se

muestra la posición real y la estimación de posición realizada en estas pruebas en lazo abierto.

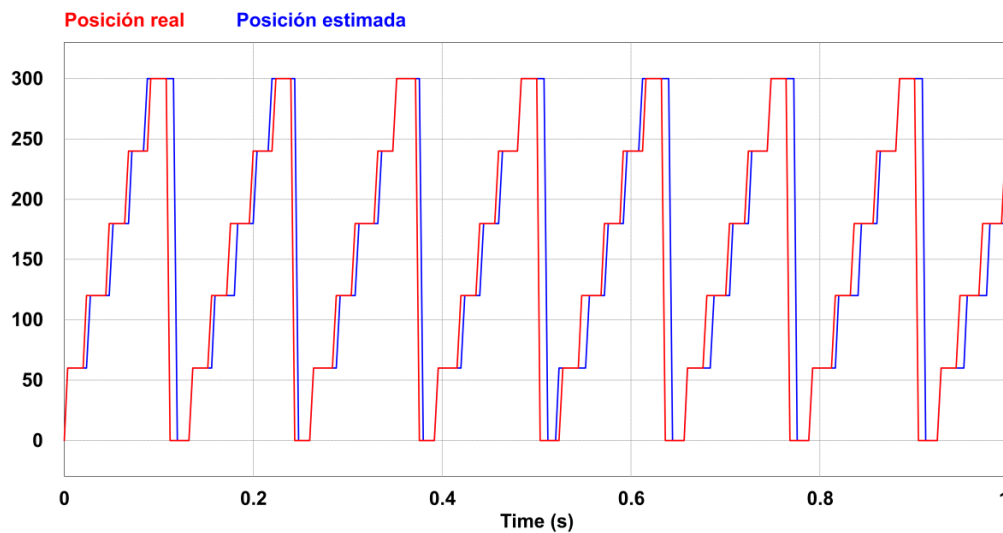


Figura 5.9. Comparativa entre posición real y estimada.

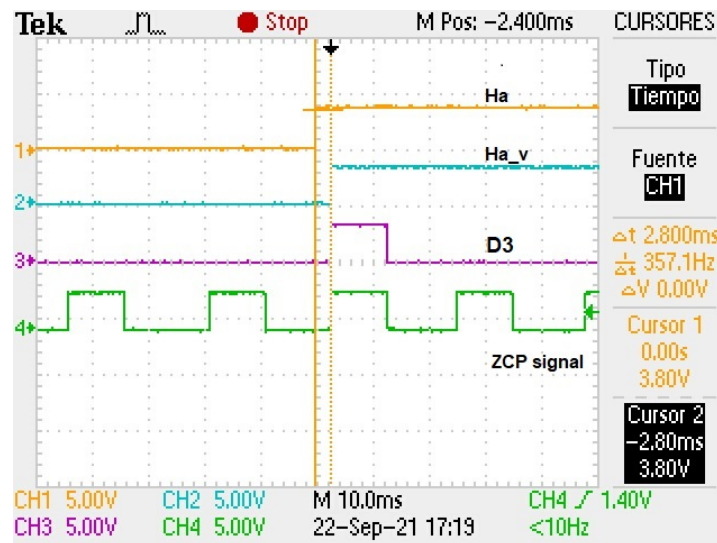


Figura 5.10. Comparativa de las señales físicas y virtuales de posición.

En la Figura 5.10 se muestra un acercamiento a estas señales donde se observa la señal del sensor de efecto Hall H_a , la señal virtual creada del mismo sensor, la señal D_3 (el sobretiro G_3), y la señal ZCP. Se observa que existe un pequeño retardo entre las señales, de aproximadamente 2.8 ms , y el cual se debe a los tiempos de procesamiento de las señales y la obtención de las mismas en el dispositivo digital. Sin embargo, este retardo no presenta un problema significativo en la operación del motor, y aún más en la operación a baja velocidad que es el rango de interés.

Estas pruebas en lazo abierto a baja velocidad, muestran un buen funcionamiento de la estimación sin sensores. En el caso de los resultados mostrados a 30 RPM, velocidad es incluso más baja que en los resultados en simulación.

Para el caso de robustez a la variación del parámetro de resistencia en el motor, se realizaron pruebas utilizando un valor de resistencia diferente en los observadores de FEM. En otras palabras, el motor se opera con el estimador diseñado con otros parámetros. Como resultado de este experimento, se observó que la estimación de las FEM de línea a línea solo varían en amplitud y no en frecuencia, por lo que la estimación de la posición con las funciones G no se ve afectada. La Figura 5.11 muestra la FEM estimada e_{ab} ante variaciones de la resistencia entre el valor original $R = 0.3\Omega$ y los valores $R = 0.2\Omega$ y $R = 0.4\Omega$.

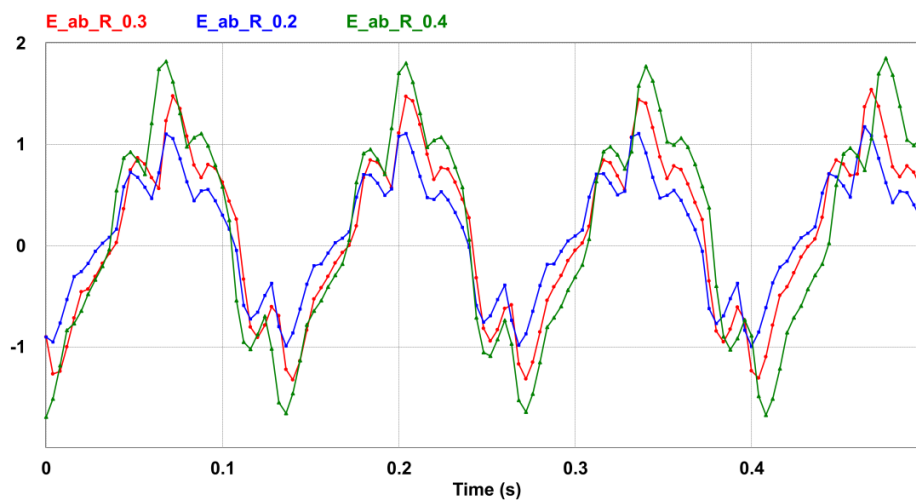


Figura 5.11. Variación de la FEM estimada al variar R.

5.3. Implementación del control de velocidad en el programa PSIM

Para la implementación en el entorno de PSIM, el controlador se modela de forma que como retroalimentación se puedan tener un esquema con y sin sensor de velocidad. Para el primer caso, se usa un encoder como transductor de posición, mientras que en el esquema sin sensores se usa un estimador que se explica más adelante.

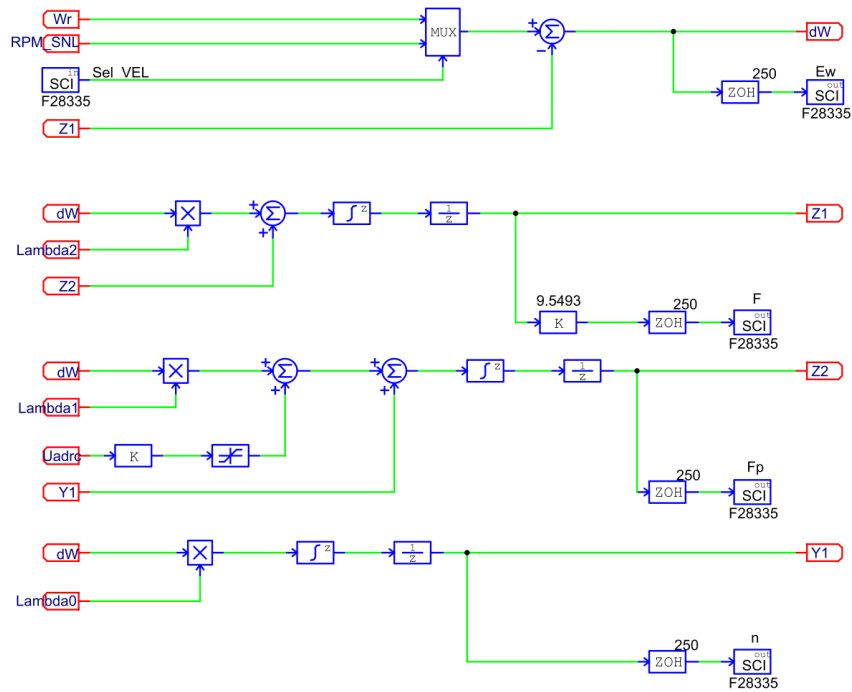


Figura 5.12. Observador GPI en PSIM.

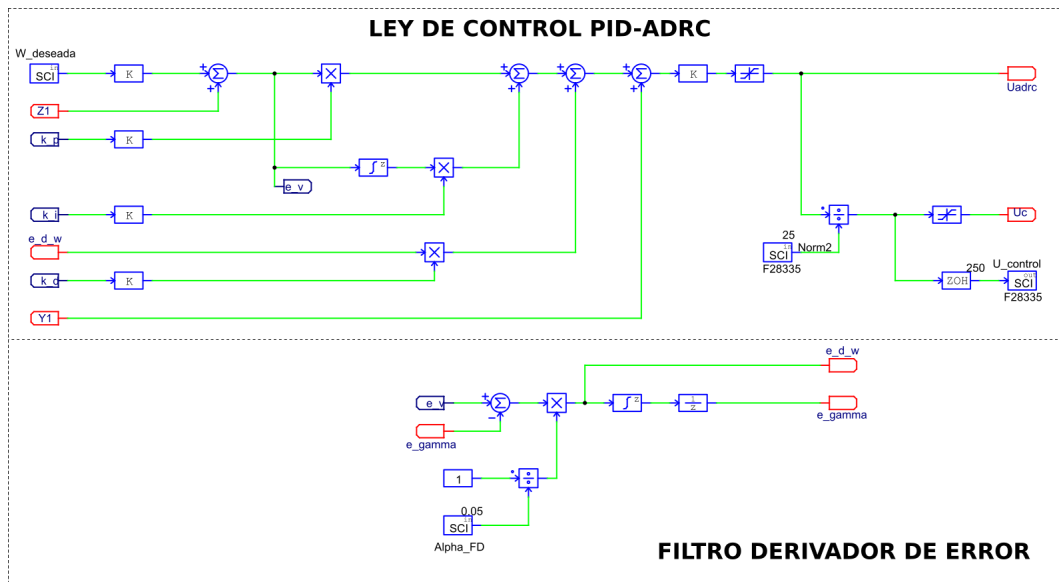


Figura 5.13. Ley de control en PSIM.

El observador GPI así como la ley de control se implementan siguiendo las ecuaciones del diseño presentado en la Sección 4.2. En la implementación, se permite el cambio de parámetros del controlador a fin de poder sintonizar el control dependiendo del desempeño observado. La

Figura 5.12 muestra la implementación del observador GPI y la ley de control implementada se muestra en la Figura 5.13.

5.3.1. Estimador de velocidad sin sensores en PSIM

Respecto al estimador de velocidad necesario para la retroalimentación de velocidad, este se implementó utilizando el tren de pulsos de conmutación sin sensores, al cual se conoce como señal ZCP, y denotado como D_s . Para este caso, esta señal representa la señal de un encoder incremental de 90 pulsos por revolución, debido a la configuración de pares de polos del motor, por lo que al utilizar un algoritmo de estimación de baja velocidad basado en encoder, es posible obtener una aproximación aceptable de la velocidad del motor. La Figura 5.14 muestra este estimador implementado.

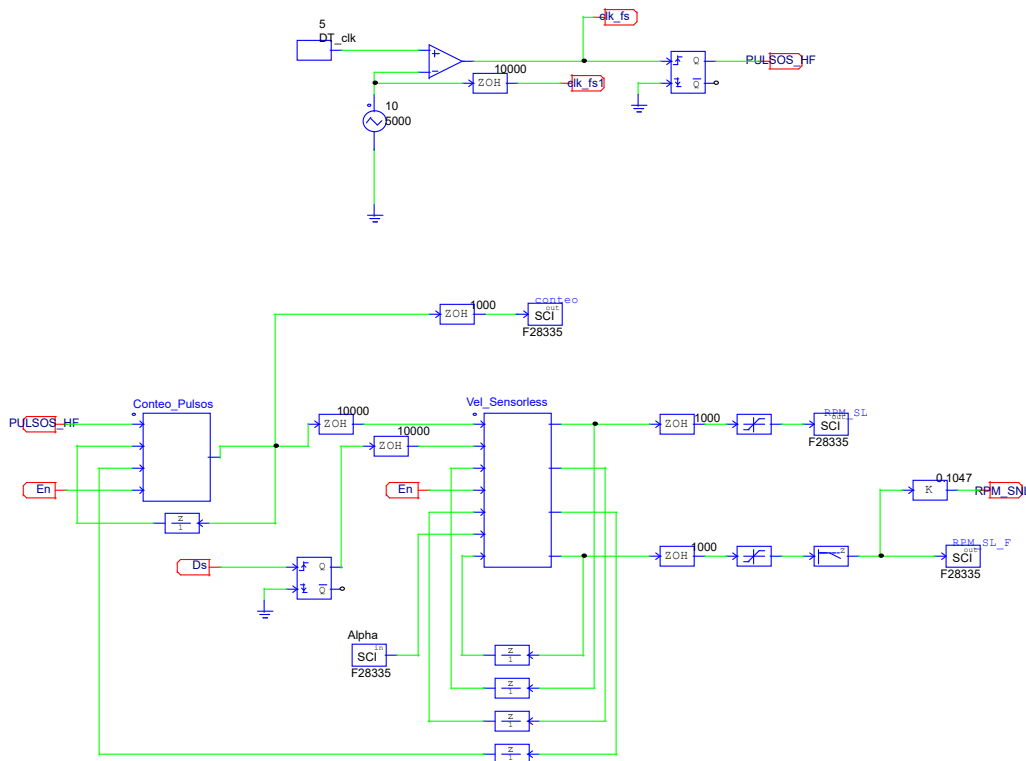


Figura 5.14. Estimador de velocidad sin sensores en PSIM.

Al igual que en las simulaciones, la estimación de velocidad se lleva a cabo mediante la generación de pulsos de alta frecuencia y conteo de cada pulso de la señal ZCP. Adicional a

esto, se implementa un filtro digital para suavizar la estimación de la velocidad el cual sigue la siguiente ecuación.

$$y[t] = \alpha x[t] + (1 - \alpha)y[t - 1] \quad (5.1)$$

Donde $y[t]$, $y[t - 1]$, $x[t]$ y α son, el valor de la salida actual del filtro, la salida anterior del filtro, el valor de entrada actual al filtro y el coeficiente de ponderación del filtro respectivamente, con $0 < \alpha \leq 1$.

5.4. Resultados experimentales del controlador ADRC

Empleando el controlador propuesto, se realiza la regulación experimental de la velocidad en lazo cerrado del motor BLDC, utilizando tanto sensores de efecto Hall como el esquema sin sensores.

5.4.1. Estimación de velocidad sin encoder

Como primer paso, se prueba el desempeño del estimador de velocidad propuesto. Esta velocidad fue estimada mediante el estimador propuesto en la Sección 4.2.1, obteniendo los siguientes resultados.

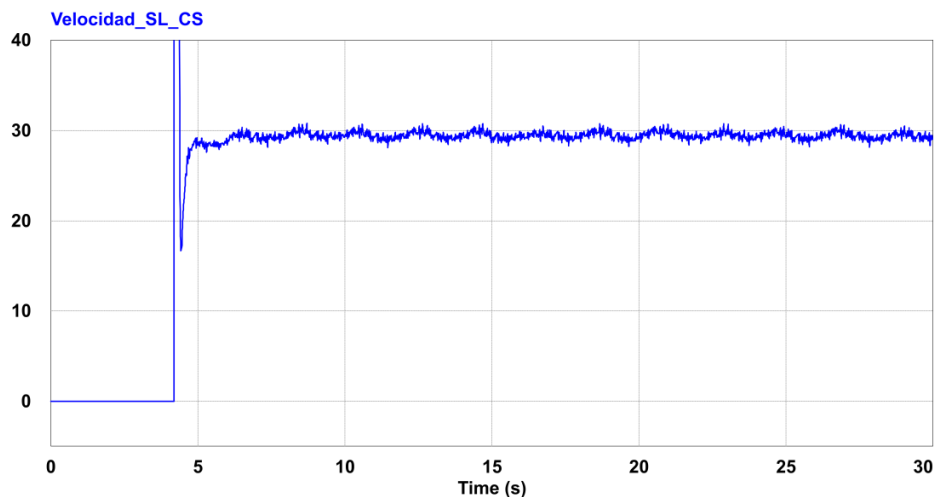


Figura 5.15. Estimación de velocidad sin encoder, con sensores H.

La Figura 5.15 muestra la velocidad estimada del motor operado con sensores físicos de

posición. La Figura 5.16 muestra la estimación cuando se opera el motor en el modo sin sensores. En ambas figuras se observa una buena aproximación que se obtiene con el estimador de velocidad, la cual se utiliza como retroalimentación de velocidad al controlador.

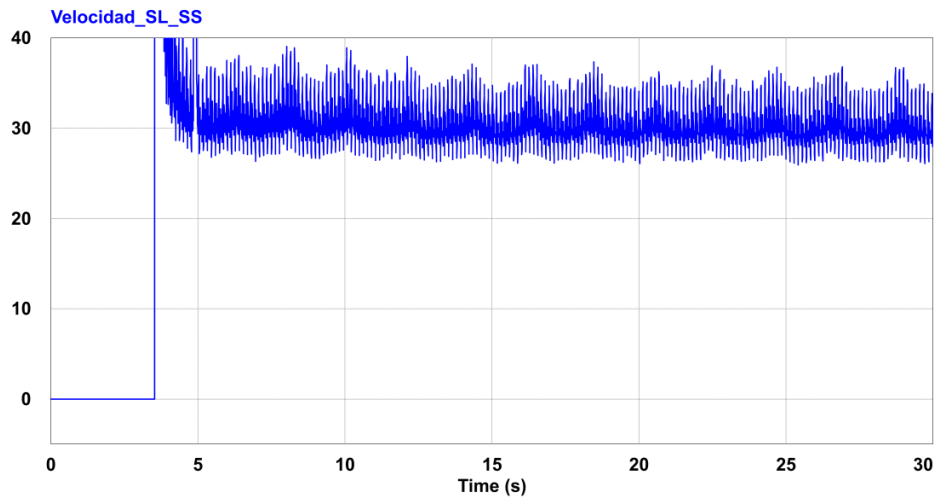


Figura 5.16. Estimación de velocidad sin encoder, sin sensores H.

5.4.2. Pruebas de control con sensores de posición

Una primera prueba se lleva a cabo operando el motor usando los sensores de posición del motor y utilizando la estimación de velocidad como retroalimentación.

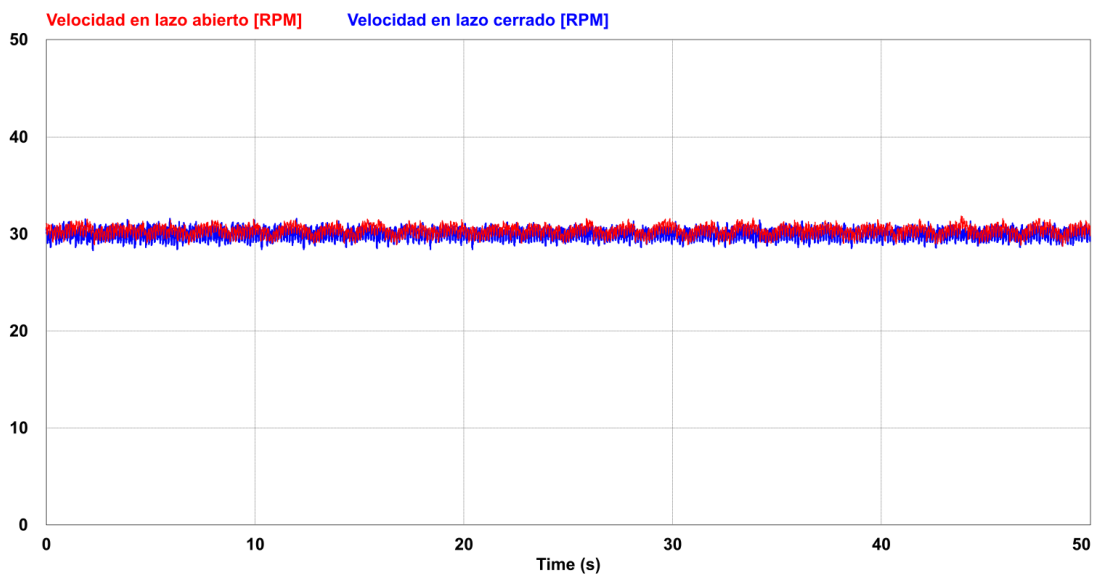


Figura 5.17. Velocidad estimada del motor con y sin control usando sensores H.

La Figura 5.17 muestra la velocidad estimada del motor en lazo abierto y en lazo cerrado para observar la diferencia en la velocidad del motor en ambos casos de operación. Como se observa, la operación del motor en lazo cerrado de control en comparación con la operación en lazo abierto presenta un buen funcionamiento, esto con una estimación sin sensores de velocidad. Adicionalmente se observa que al activarse el controlador ADRC la velocidad del motor presenta una disminución notable del rizo de velocidad, presentándose menos variaciones en el valor cuando se opera el motor a 30 RPM.

Para probar el controlador de velocidad propuesto se realizan pruebas al motor cuando este se opera con y sin sensores de posición para la conmutación, y la retroalimentación de velocidad se realiza a partir de la estimación de este valor propuesto anteriormente.

Las pruebas hechas al controlador son dos, la primera se realiza haciendo cambios en la referencia de velocidad deseada, operando el motor entre 25 a 40 RPM. Y la segunda prueba se realiza introduciendo un par de carga conocido al motor. Este par de carga es de una magnitud de 0.1 Nm introducido al motor mediante el acoplamiento mecánico de un dinamómetro al eje del motor, el cual permite crear esta carga en el motor cuando se opera a 60 RPM. Una nota importante del dinamómetro utilizado es que no genera una carga de mayor amplitud que la que se utilizó a baja velocidad. Siendo difícil probar con cargas mayores manteniendo el régimen de baja velocidad en el motor.

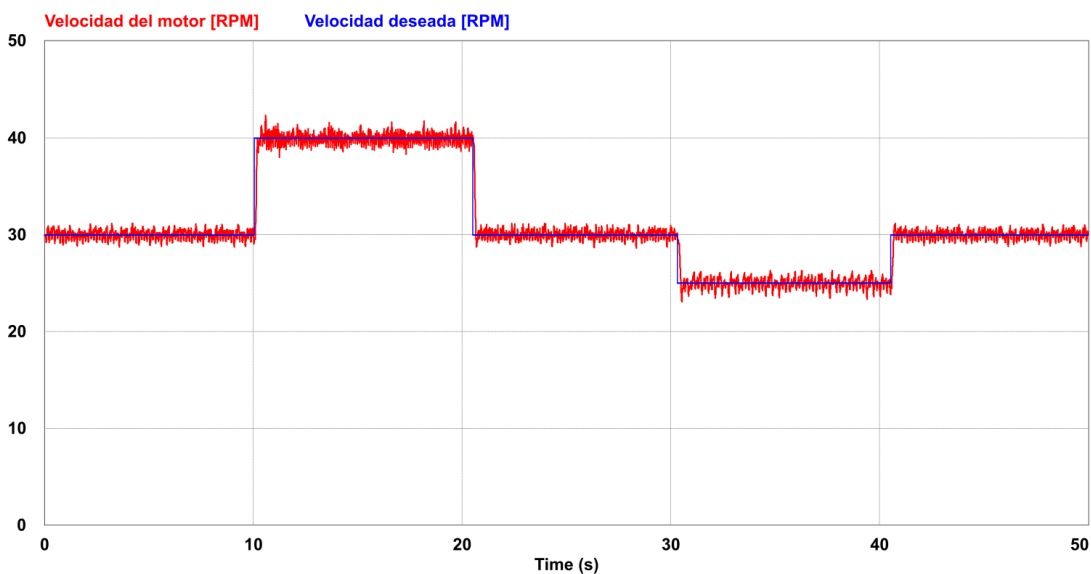


Figura 5.18. Velocidad del motor con sensores H y variaciones de la referencia.

Pruebas de regulación a diferentes velocidades

La Figura 5.18 muestra la respuesta del control de velocidad del motor a diferentes valores de referencia utilizando los sensores de posición físicos. Se observa un buen desempeño del controlador.

Pruebas de regulación con presencia de par de carga

Para el caso de introducir perturbaciones en el par de carga del motor, la Figura 5.19 muestra la respuesta de velocidad del motor, observándose que el control es robusto a perturbaciones.

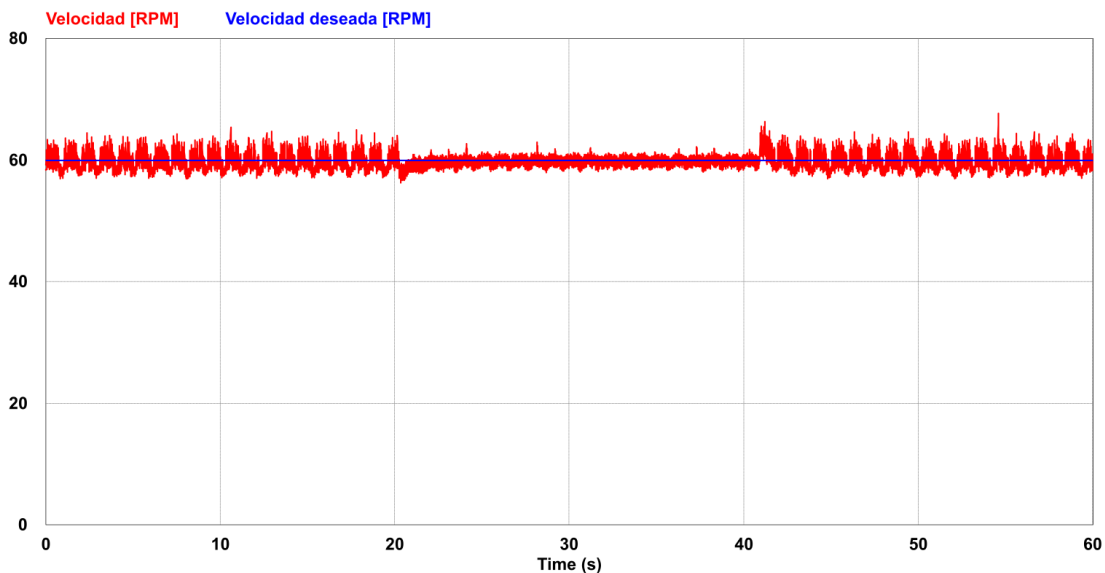


Figura 5.19. Velocidad del motor con sensores H y variación de carga.

5.4.3. Pruebas de control sin sensores de posición

Para el caso de la operación del motor en el modo sin sensores, se prueba de igual forma el motor tanto en lazo abierto como en lazo cerrado. La Figura 5.20 muestra la gráfica de la velocidad estimada del motor en ambos casos a un velocidad de 30 RPM.

De forma similar al caso con sensores de posición, se observa que el controlador propuesto regula correctamente la velocidad del motor, aún cuando la velocidad estimada en el caso de operación sin sensores presenta un mayor rizo. Más aún, se observa la reducción de este rizo en la

velocidad al actuar el controlador en la regulación de velocidad. Lo cual, al igual que en el caso de la operación con sensores, prueba que el control basado en rechazo activo de perturbaciones tiene este efecto en el motor, aún cuando éste se opera en un modo completamente sin sensores (de posición y velocidad).

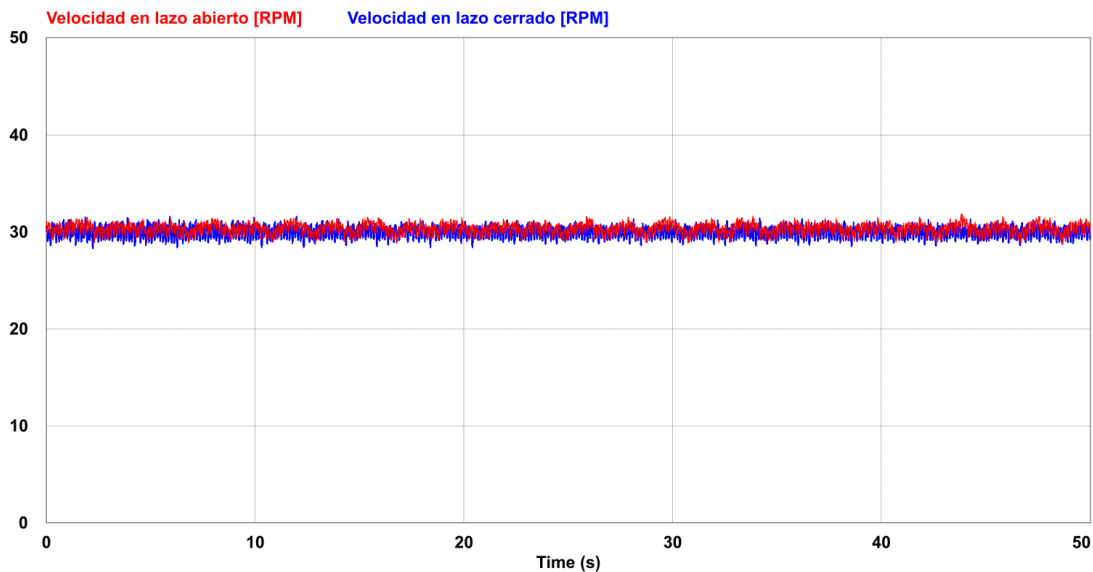


Figura 5.20. Velocidad estimada del motor con y sin control sin usar sensores H.

De igual forma que en las pruebas anteriores al controlador con el uso de sensores de posición, se realizan las mismas pruebas al control cuando se varía de igual forma la velocidad deseada y se introduce el mismo par de carga.

Pruebas de regulación a diferentes velocidades

En el caso del control sin sensores, la Figura 5.21 muestra la respuesta de velocidad obtenida con el controlador propuesto. Observándose la correcta regulación de velocidad.

Pruebas de regulación con presencia de par de carga

Por otro lado, la respuesta de velocidad cuando se hacen cambios de carga se presenta en la Figura 5.22. Probando así que el controlador propuesto sin sensores es también robusto a cambios en la carga.

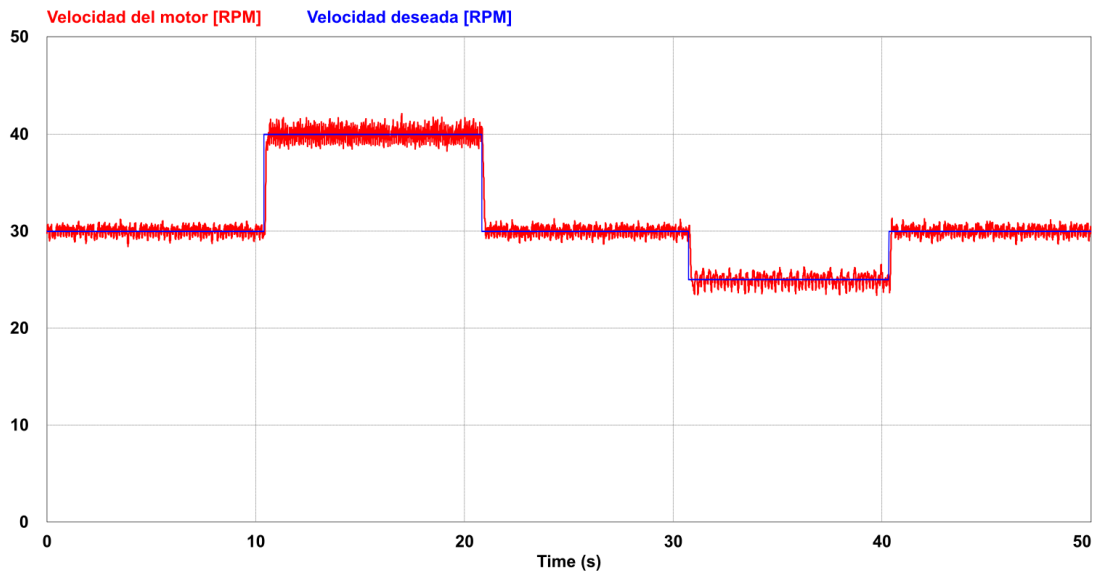


Figura 5.21. Velocidad del motor sin sensores H y variaciones de la referencia.

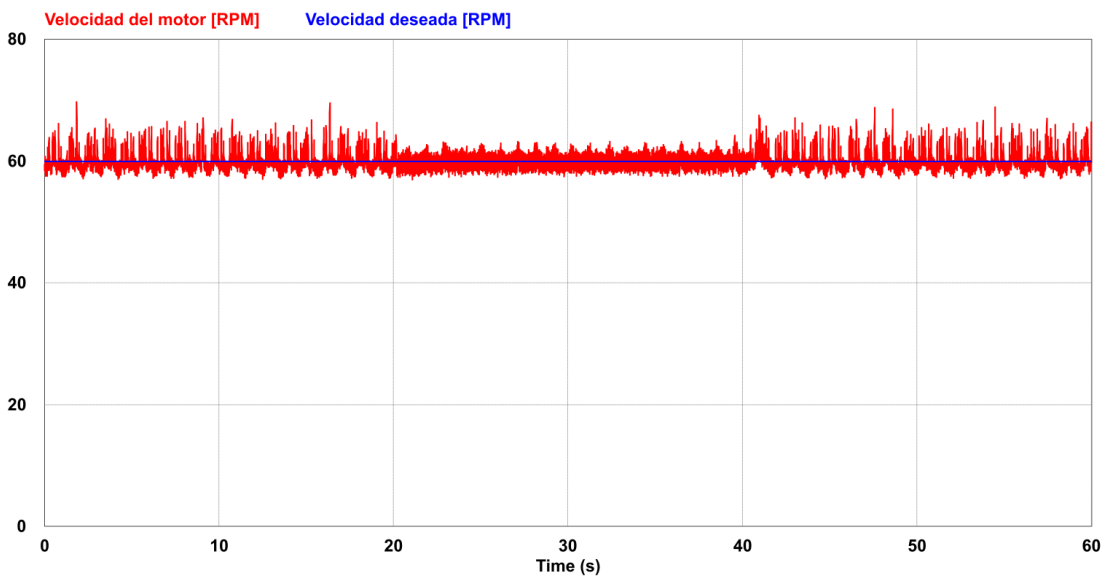


Figura 5.22. Velocidad del motor sin sensores H y variación de carga.

5.4.4. Comparativa del error de regulación con y sin sensores de posición

Para poder observar la diferencia entre utilizar el control de velocidad con y sin el uso de sensores de posición, se pueden analizar las gráficas del error de regulación de velocidad del

motor. En primer lugar, se analiza el cambio de referencia de las gráficas de velocidad de las Figuras 5.18 y 5.21, de las cuales el error y la señal de control correspondiente a cada una se muestra en la Figura 5.23. Como se observa en la gráfica, en ambos casos de control de velocidad (con y sin sensores de posición), el error de regulación se mantiene cercano a cero, presentándose una señal con mayor ruido en el esquema sin sensores, cuya velocidad estimada también es más ruidosa. Esta diferencia se debe a la existencia de retrasos de tiempo en la estimación de posición, los cuales no son exactamente iguales cada que se estima la posición, dando como resultado valores más variantes en la estimación de velocidad y por tanto a obtener una señal con mayor ruido.

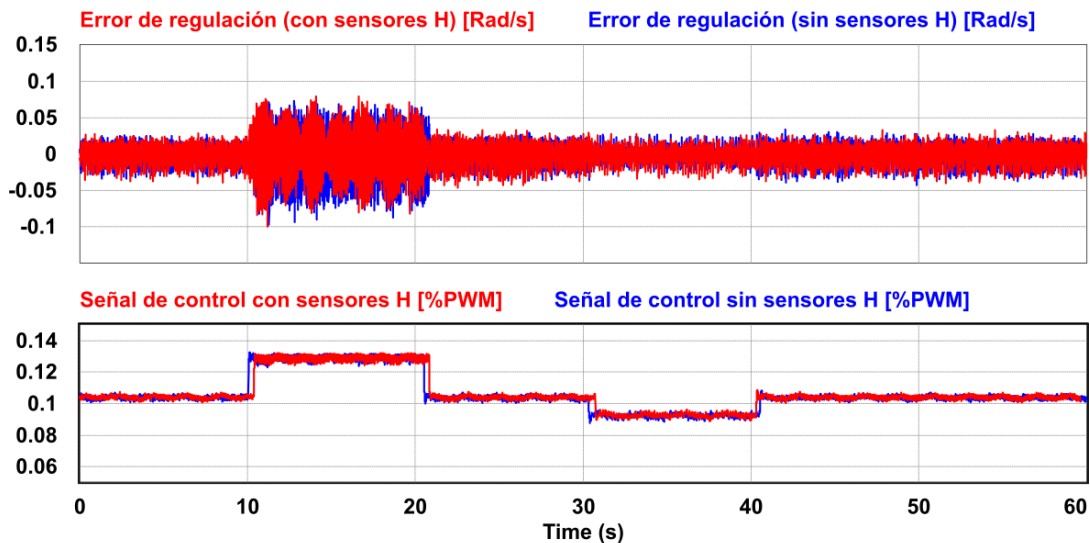


Figura 5.23. Error de regulación de velocidad con variaciones de la referencia.

Con las herramientas del programa PSIM y la facilidad de obtener estos datos se puede realizar un análisis para obtener el valor promedio del error durante todo el tiempo mostrado, obteniéndose los valores de $7.60e-6$ Rad/s y $-1.04e-5$ Rad/s con y sin el uso de sensores de posición respectivamente. Así, se puede decir que el error entre ambos enfoques se mantiene cercano a cero y con muy poca diferencia entre ellos.

Para el caso del control con presencia de un par de carga de las gráficas de velocidad de las Figuras 5.19 y 5.22, el error correspondiente a cada una se muestra en la Figura 5.24, adicionalmente, se muestra el valor de la señal de control obtenida por el controlador ADRC.

De forma similar, se puede analizar la gráfica del error de regulación en este caso de control

con variaciones en la carga. Se observa que la diferencia entre utilizar el control con sensores de posición y utilizar el enfoque sin sensores es muy pequeña en las mismas condiciones de operación, siendo los valores promedio del error 1.75×10^{-2} Rad/s y 1.12×10^{-2} Rad/s respectivamente.

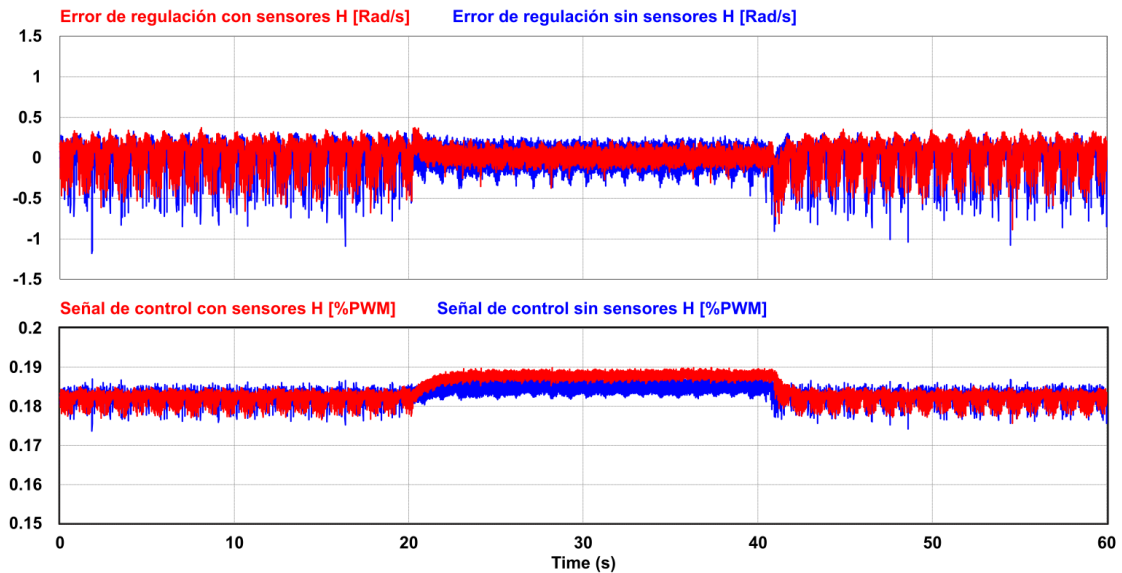


Figura 5.24. Error de regulación de velocidad con presencia de par de carga.

Capítulo 6

Conclusiones

A continuación se realiza el análisis y discusión de los resultados obtenidos del esquema de control sin sensores propuesto para el motor BLDC. La discusión de los resultados se realiza en dos partes, la primera parte se centra en los resultados tanto de simulación y experimentales de la estimación de posición del motor obtenida con el estimador basado en funciones G. En la segunda parte se discuten los resultados del controlador de velocidad sin sensores basado en rechazo activo de perturbaciones. Las conclusiones finales del trabajo se presentan más adelante para finalizar con una propuesta de trabajos futuros.

Los resultados de simulación y experimentales muestran que la estimación de la posición, con el esquema propuesto, permite generar señales virtuales muy parecidas a las señales de los sensores de efecto Hall. Si bien las señales generadas, en comparación con las originales, presentan un pequeño retardo en el tiempo, esto no ha producido efectos negativos significativos en la operación del motor en lazo abierto a baja velocidad. Pruebas en simulación y experimentales muestran que aunque el esquema de estimación está basado en la estimación de la fem del motor, éste es robusto a la variación de la resistencia del motor, ya que la FEM estimada puede diferir en amplitud de la FEM real pero los cruces por cero de ambas señales coinciden, lo que es necesario para generar correctamente las señales de conmutación. Como pudo constatararse en las gráficas experimentales, ha sido posible operar el motor sin transductores de posición en lazo abierto por debajo de las 100 RPM, es decir, en un régimen de velocidad menor al 10 % de la velocidad nominal. Por otro lado, las pruebas hechas a velocidades fuera del rango de baja

velocidad, en lazo abierto, tanto en simulación como experimentales mostraron problemas de sincronización debido al retardo en la posición estimada, por lo que se recomienda utilizar otro enfoque de estimación en estos rangos de velocidad. Dado que estas pruebas han sido realizadas en lazo abierto no se ha introducido carga al motor

Las pruebas del controlador ADRC para la regulación de la velocidad en simulación arrojan los siguientes resultados: Primero, utilizando los sensores de efecto Hall y el sensor de velocidad en la retroalimentación del control, se ha logrado un muy buen desempeño del controlador tanto a baja como a velocidad nominal aplicando carga nominal al motor. Segundo, con el algoritmo de estimación de la posición y usando un sensor de velocidad, el esquema funciona bien solo para baja velocidad con carga nominal aplicada. Tercero, con algoritmo de estimación de la posición y usando la estimación de la velocidad, solo puede regularse a baja velocidad con cargas pequeñas. El algoritmo de estimación de la velocidad se ve afectado por la magnitud de la carga. Se recomienda utilizar otro estimador de la velocidad o un transductor de velocidad para aumentar el rango de velocidades y pares de carga manejados por el motor.

Respecto a los resultados del controlador ADRC experimentales, el par de carga que se puede aplicar al motor de forma experimental se ve limitado porque se está utilizando un dinamómetro para esta tarea. Este dispositivo puede aplicar un par de carga máximo de 10 N-m cuando se encuentra girando a 3000 RPM. Sin embargo, en el rango de baja velocidad, donde se opera el motor, solo se puede aplicar un máximo de 0.1 N-m. Por otro lado, debido a que la resolución del ciclo de trabajo del PWM del inversor no es alta, para poder alcanzar rangos de velocidad muy bajos fue necesario bajar el bus de alimentación del motor, limitando de esta manera el par generado por el mismo. Dadas las consideraciones anteriores y los resultados de las simulaciones, se decidió realizar solo pruebas experimentales de lazo cerrado a baja velocidad, haciendo estimación de la posición y velocidad del motor. Estas pruebas mostraron que el controlador es robusto bajo los pares de carga aplicados, replicando los resultados obtenidos en simulación. Además, se observó una disminución del rizo de velocidad en comparación con la respuesta en lazo abierto del motor. Esta disminución en el rizo está ligada al uso del controlador ADRC como se ha reportado en la literatura y que se ha comprobado de forma experimental en este trabajo.

El principal aporte en este trabajo de investigación está en la utilización de observadores

de la FEM de línea a línea que permiten una mejor reconstrucción de las funciones G , evitando el cálculo de las derivadas en el tiempo de las corrientes del motor. Antes de esta modificación, el ruido en las señales producía falsos cruces por cero y problemas de implementación del algoritmo. Los observadores de FEM han añadido un efecto de filtrado que mejora la estimación de la posición. Las hipótesis H1 y H2 del trabajo fueron cumplidas al proponerse el esquema de estimación de posición sin sensores, el cual utiliza únicamente las mediciones de voltajes y corrientes de línea a línea en el motor. El controlador diseñado mostró ser robusto a cambios de carga, cumpliendo de esta forma la hipótesis H3. Los resultados obtenidos hasta este momento muestran que se ha cumplido con el objetivo general de este trabajo de investigación.

6.1. Trabajos futuros

Más allá de los resultados obtenidos en este trabajo, se plantean algunos trabajos futuros a desarrollarse dentro de la misma línea de investigación a fin de mejorar el esquema propuesto.

Si bien en la parte final del capítulo 4 se ha presentado un trabajo previo sobre la estimación de la posición inicial de motor, se recomienda como trabajo futuro implementar un sistema de reconocimiento de patrones para la identificación automática de la posición inicial del motor.

Adicionalmente, se propone mejorar el estimador de velocidad para su uso en el controlador, y poder de esta forma usar el controlador de velocidad con pares de carga nominales.

A fin de optimizar los tiempos de procesamiento y reducir los retardos en el tiempo de la estimación de posición, se propone implementar el esquema de estimación y control sin sensores en otros dispositivos digitales que cumplan con los requerimientos.

Finalmente, se propone implementar el esquema de estimación de posición del motor BLDC en una plataforma de vehículo eléctrico funcional, para verificar su funcionalidad en un campo de aplicación potencial.

Apéndice 1

Configuración del Motor BLDC en Simulink

La Figura 6.1 muestra la de configuración del bloque de motor BLDC de simulink, donde se especifica el número de fases, el tipo de FEM del motor, en este caso trapezoidal. Como entrada mecánica se selecciona un torque, el cual sirve para poder introducir perturbaciones en forma de carga al motor.

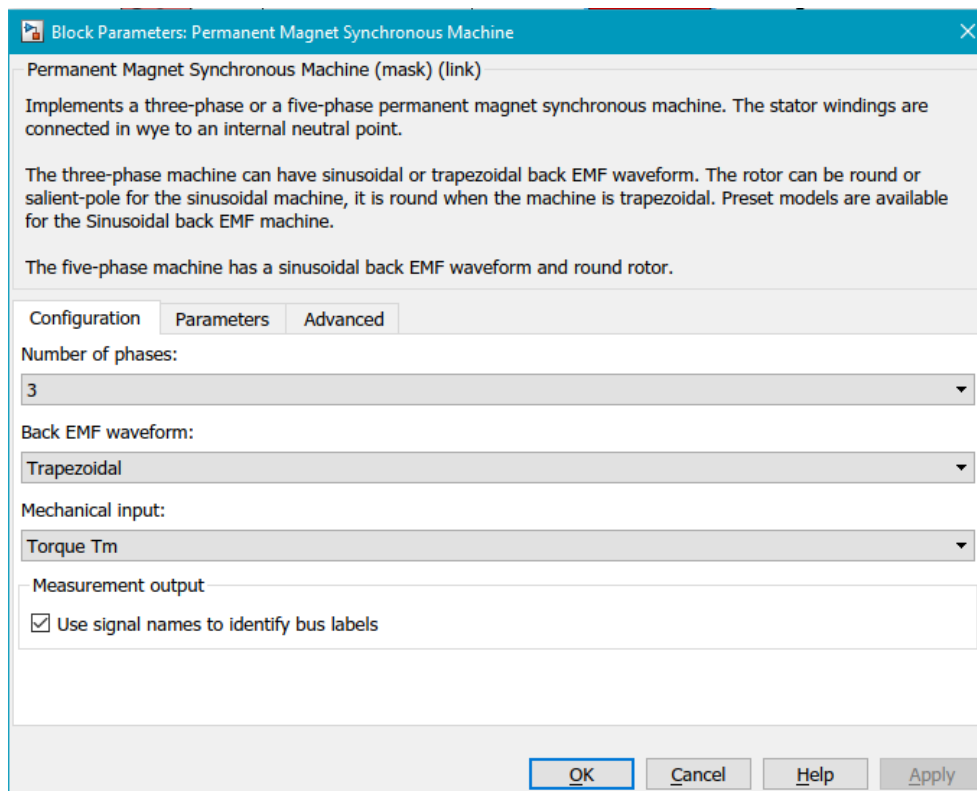


Figura 6.1. Configuración del tipo de módulo de motor BLDC.

La Figura 6.2 muestra los parámetros introducidos del motor, comenzado con la resistencia e inductancia por fase del motor, la constante del motor, el ángulo en grados eléctricos durante

los cuales la FEM es continua, y los parámetros de inercia, amortiguamiento viscoso, número de pares de polos y fricción estática en el motor. Finalmente, es posible especificar las condiciones iniciales de velocidad, ángulo, y corrientes de fase.

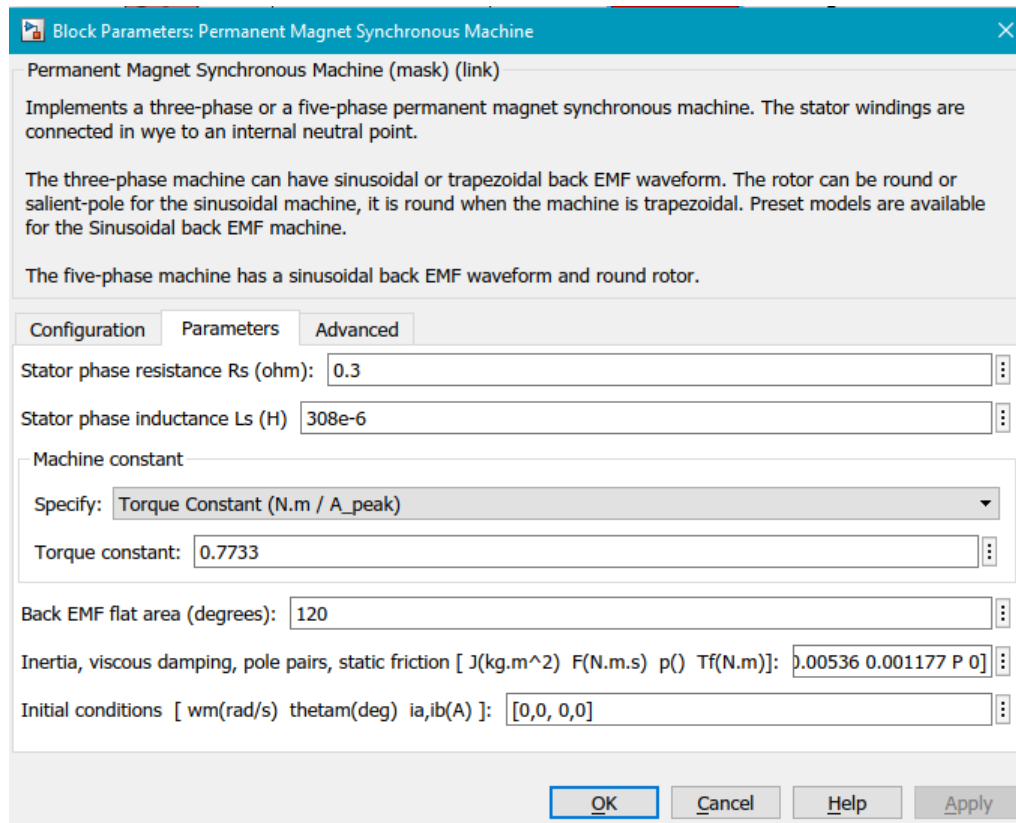
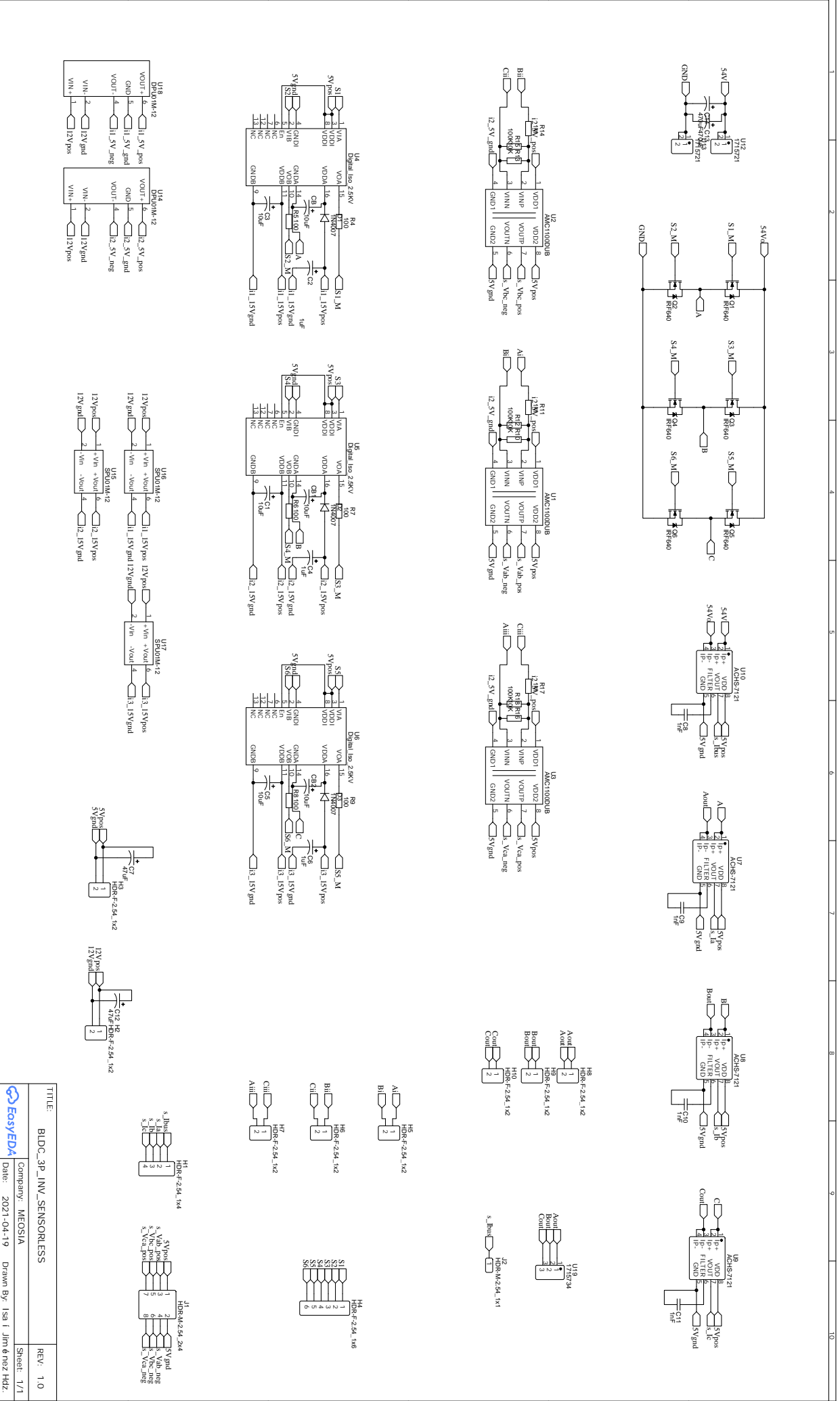


Figura 6.2. Configuración de parámetros del módulo de motor BLDC.

Plataforma experimental

En la construcción de la plataforma experimental se procuró que los elementos del inversor y el sistema de adquisición de datos quedaran ubicados en la misma placa PCB para evitar errores en la lectura de datos. El trazado y diseño de la placa PCB se realiza en el software EasyEDA a partir del diagrama esquemático del circuito el cual se presenta a continuación.



TITLE:	BIDC_3P_INV_SENSORLESS
Company:	MEOSIA
Date:	2021-04-19
Drawn By:	Isi I. Jim é nez Hdz.
REV:	1.0
Sheet:	1/1



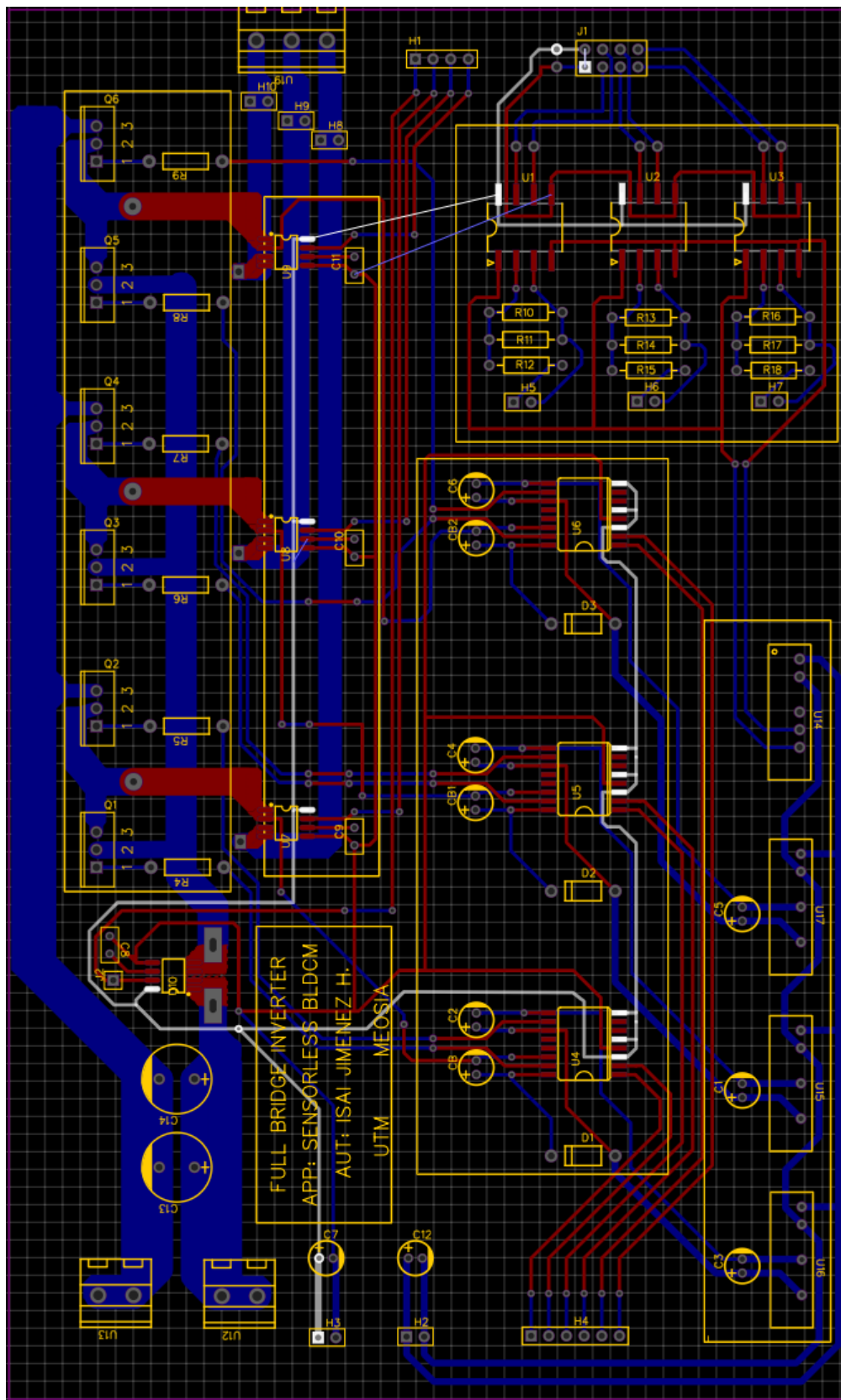


Figura 6.3. Diseño final de la placa PCB.

El diseño de la PCB se hizo en una configuración de doble capa como lo muestra la Figura 6.3.

Esta placa tiene como entradas (ubicadas a la izquierda de la placa) la fuente de voltaje de 0 a 52 V, una fuente de 12 V y una de 5 V, además de las 6 señales de conmutación para los drivers desde la tarjeta controladora DSP. Como salidas (a la derecha de la placa) tiene las 3 conexiones a las fases del motor BLDC, y las 10 salidas agrupadas en dos grupos los sensores que deben ser leídos por los canales ADC del DSP para su procesamiento.

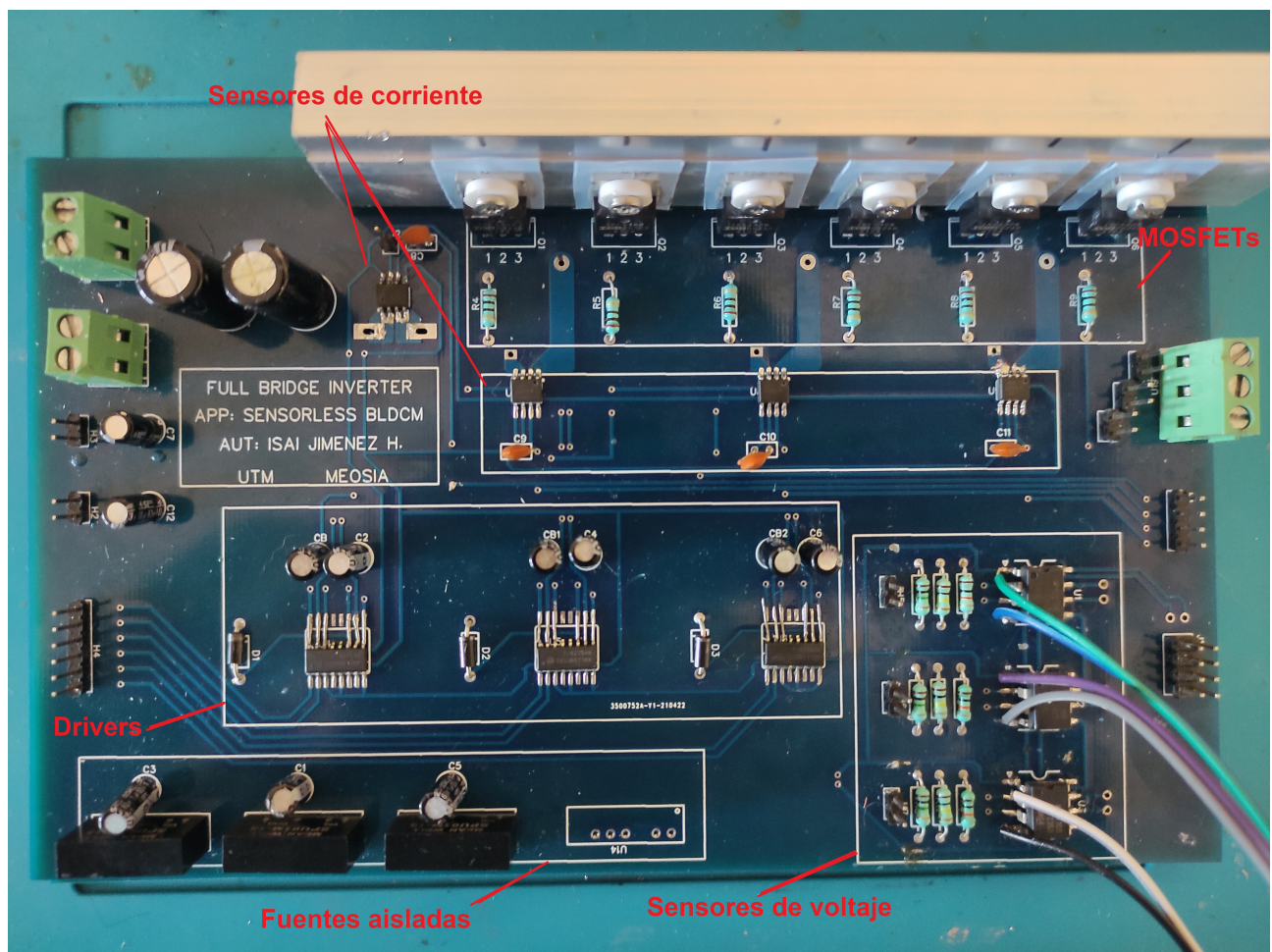


Figura 6.4. Placa PCB fabricada y ensamblada.

Apéndice 2

Elementos auxiliares implementados en PSIM

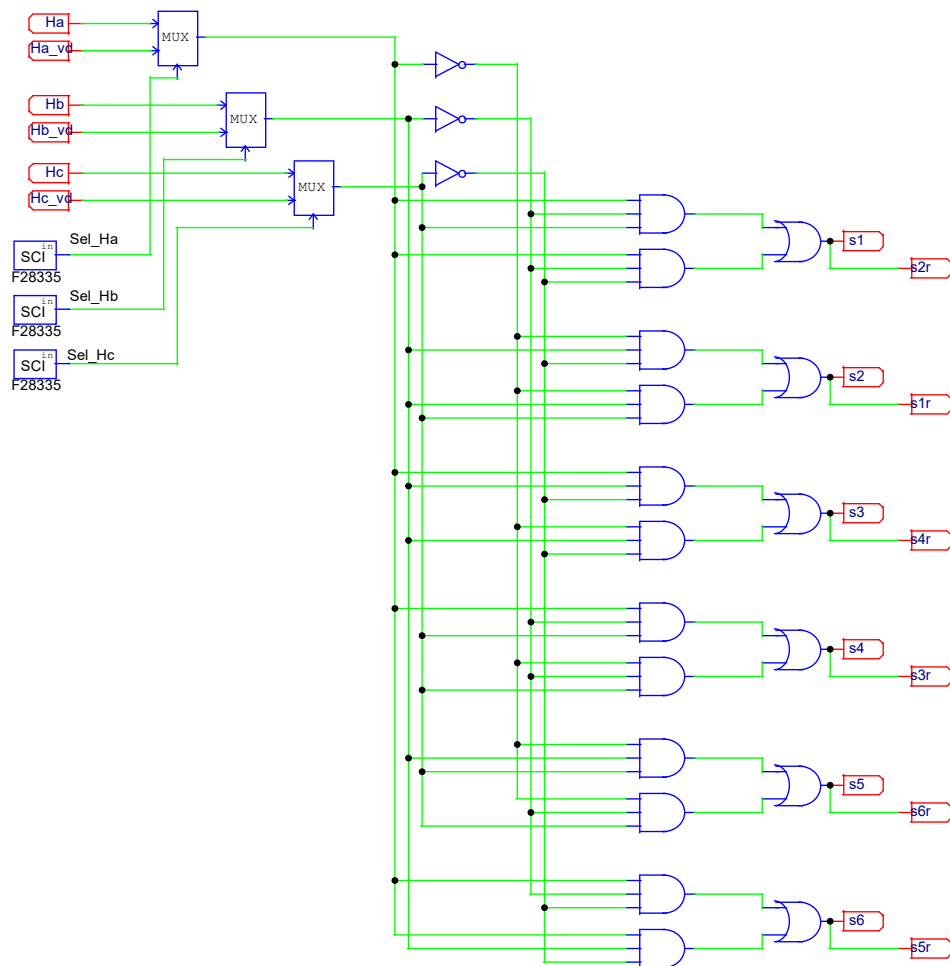


Figura 6.5. Modelado de la lógica de conmutación en PSIM.

Uno de los elementos principales para la operación del motor BLDC es la correcta implementación de la lógica de conmutación del motor. Esta lógica se implementa siguiendo los

datos de la Tabla 2.1, la cual depende de los datos leídos de los sensores de efecto Hall. La lógica se implementa como se muestra en la Figura 6.5, donde se tienen como entradas señales de los sensores físicos, así como las señales de los sensores virtuales que se generan mediante el estimador de posición y las cuales son multiplexadas para seleccionar entre el modo de operación con y sin sensores. Las salidas de la lógica de conmutación son seis señales que pasarán a través de los seis generadores PWM que proveen las señales a los dispositivos controladores de los MOSFET en el inversor trifásico desarrollado.

Las 6 señales PWM (salidas GPIO del DSP) son configuradas a 20 kHz. La entrada a estos bloques PWM es el ciclo de trabajo deseado para trabajar en lazo abierto o en un lazo de control de velocidad.

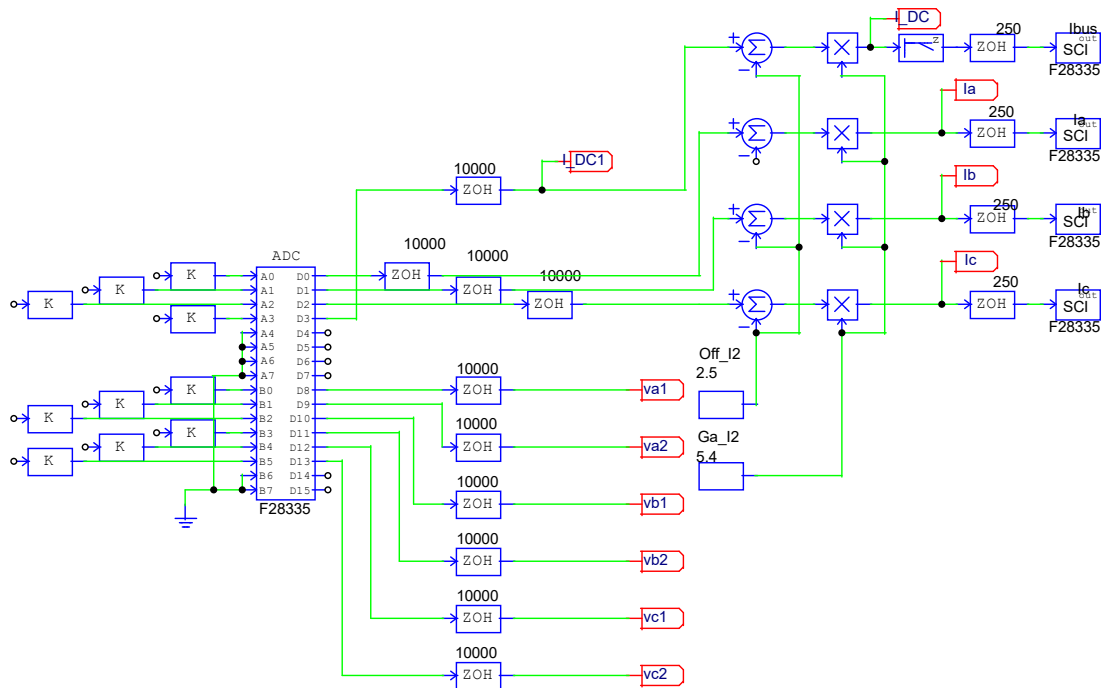


Figura 6.6. Lectura de los ADC.

Para el caso de las entradas, tanto digitales como analógicas, y las salidas digitales que se generan, la frecuencia de muestreo de estos se establece en 20 kHz, suficiente velocidad de muestreo para obtener los datos y actuar oportunamente en el motor. Las entradas digitales

que se tienen son los valores de los sensores de efecto Hall físicos, así como los virtuales que son retroalimentados desde las mismas salidas digitales del DSP.

Finalmente, las entradas analógicas utilizadas permiten leer los datos con ayuda del convertidor ADC. Se utilizaron 10 de los 16 canales ADC con los que cuenta el dispositivo, de los cuales 6 son para lectura de voltajes línea a línea y 4 para las corrientes de línea y del bus de CD de entrada al inversor. Estas señales leídas han sido filtradas en la etapa de instrumentación en el circuito, por lo que a nivel software solo necesitan ser ajustados para obtener los valores reales leídos. Como se muestra en las Figuras 6.6 y 6.7, para el caso de los voltajes diferenciales, este valor es obtenido solamente con una amplificación de 8 y la resta entre cada salida de los sensores usados. Por el otro lado, para el caso de las corrientes leídas, los datos tienen que ser amplificados por el factor definido por la sensibilidad del sensor, sumados con un valor de desplazamiento igualmente definido por el sensor, finalmente, los valores de las corrientes de línea a línea son las diferencias de las corrientes de línea disponibles en sus distintas combinaciones.

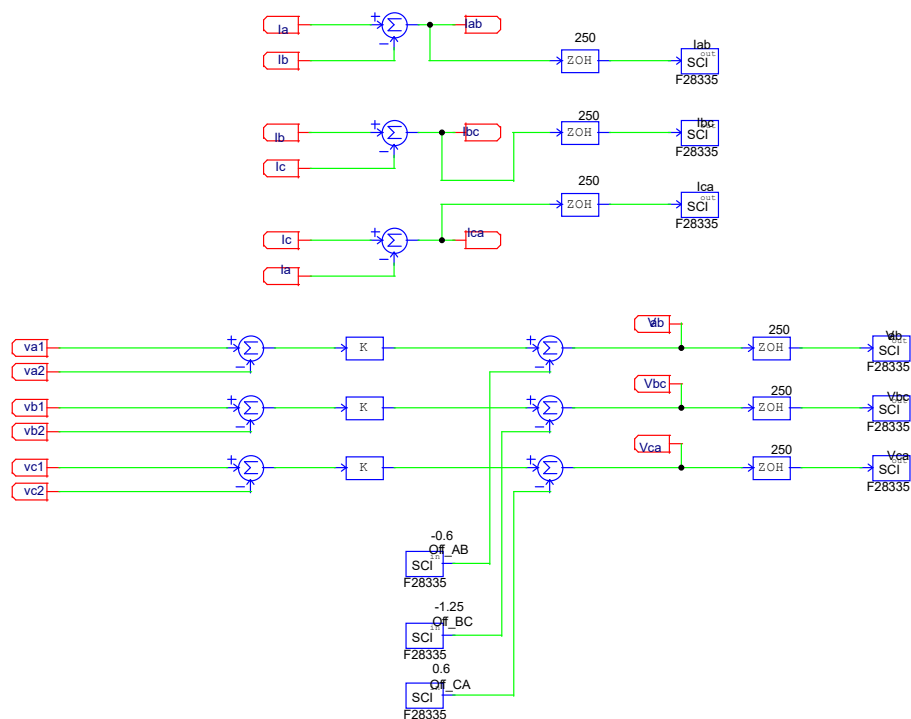


Figura 6.7. Corrección de señales.

Apéndice 3

Artículo publicado

Durante el desarrollo del trabajo de tesis se realizó la publicación de un artículo científico titulado *Rotor position estimation in a bldc motor at low speed using g-functions and extended state observers*, en el que se presentan los resultados de la estimación de posición obtenidos a baja velocidad con el esquema propuesto. Este artículo fue presentado como parte del *2021 18th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)* celebrado de manera virtual en la Ciudad de México del 10 al 12 de Noviembre de 2021, esta presentación puede ser consultada en el siguiente enlace https://www.youtube.com/watch?v=5tVSGjUpYIU&list=PLsCzWT0JqFA4YLx3_Zc8jv2SHtWaHoWaU&t=2303s. Y el artículo publicado puede ser accedido mediante: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9633029>.

Rotor position estimation in a bldc motor at low speed using g-functions and extended state observers

Isaí Jiménez Hernández
División de estudios
de Posgrado

Universidad Tecnológica de
la Mixteca

Huajuapán de León, Oaxaca, México
chayjimenez5@gmail.com

Carlos García Rodríguez
Instituto de Electrónica
y Mecatrónica

Universidad Tecnológica de
la Mixteca

Huajuapán de León, Oaxaca, México
sofosmaster@mixteco.utm.mx

Jesús Linares Flores
Instituto de Electrónica
y Mecatrónica

Universidad Tecnológica de
la Mixteca

Huajuapán de León, Oaxaca, México
jlinares@mixteco.utm.mx

Abstract—This article presents a rotor position estimation scheme for a brushless direct current motor. This strategy is based on the construction of the so-called G functions, which fulfill the same objective of the commonly used Hall effect sensors, which is determine the switching logic to operate BLDC motors as a simple DC motor. Since these new switching pulses, derive from the G-functions processing, can ideally be determined independently of the motor speed, thus a good low speed performance is achieved. Additionally, this methodology is improved using extended state observers to avoid problems associated with the calculation of derivatives of the phase to phase motor currents.

I. INTRODUCTION

The BLDC motor is a permanent magnet synchronous machine with a trapezoidal shaped back-EMF and direct current supply. It differs mainly from the DC motor by replacing the brushes with an electrical inverter for the commutation of the windings. Another notable difference is that these windings are located in the stator and the permanent magnets in the rotor, which allows higher power densities [1], [2]. Their applications are varied, highlighting their applications in electric mobility thanks to the fact that in-wheel drive configurations can be found, eliminating power transmission systems in electric vehicles [3]. Some of the characteristics that distinguish them are:

- Compact size.
- Minimum energetic losses.
- Wide speed range.
- High power density.
- Easy operation.

Different configurations can be found which vary between the type of winding connection, the number of phases, the number of magnetic pole pairs, and internal or external rotor. The most commonly used and studied configuration is the three-phase motor with star type connection, while the number of poles varies according to the application.

For the operation of the BLDC motor, it is indispensable to know the rotor position, which feeds the commutation

logic of the stator windings. Two operation schemes for these motors can be found in the literature, with sensors and without sensors. In the scheme with sensors are mainly used 3 Hall effect sensors coupled to the stator, which provide the rotor position every 60 electrical degrees, sufficient for the operation of the rotor. Optionally, encoders, rotary potentiometers or resolvers coupled to the rotor shaft are used. On the other hand, the scheme without sensors, also known as sensorless scheme, aims to estimate the rotor position only by measuring the motor's electrical signals. This sensorless scheme allows the motor to be used in operating conditions where the other scheme may fail or its implementation is not feasible. Different estimation approaches are reported in the literature based on different phenomena or types of measurements involved and can be classified as follows [1], [3]:

- Methods based on back-EMF
- Methods based on inductances
- Methods based on flux linkage
- Methods based on free-wheeling diodes
- Intelligent estimation methods (neural networks, AI)

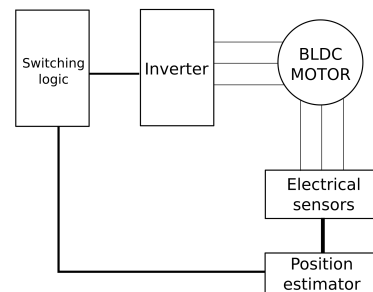


Fig. 1: Open-loop sensorless control scheme.

The main problem of this scheme occurs at low motor speed, where most of the schemes fail due to errors in signal measurements, which at that speed are small, so low speed

estimation methods are an interesting subject of study. The open-loop BLDC motor control scheme is shown in Fig. 1, where the position estimator module fulfills the function of substituting the direct position sensors.

A. Dynamic model of the BLDC motor

As a case study, we work with a three-phase star-connected BLDC motor, whose electrical circuit is shown in Fig. 2. Where L , M and R_s correspond to the winding inductance, the mutual inductance between windings and the winding resistance, for simplification we take $L_s = L - M$. The terms e_A , e_B and e_C correspond to the back-EMFs in each phase, as do the phase currents and voltages labeled i and u . And the back-EMF of each phase e can be described as:

$$e = \frac{d(\lambda(\theta))}{dt} = k_t \omega \frac{df_f(\theta)}{d\theta} \quad (1)$$

with $f_f(\theta)$ the shape function of the back-EMF, in this case trapezoidal. And ω the angular velocity of the motor [1], [2]. The linear mathematical model of the motor respect to the neutral point is a well know model and it can be consulted in the literature.

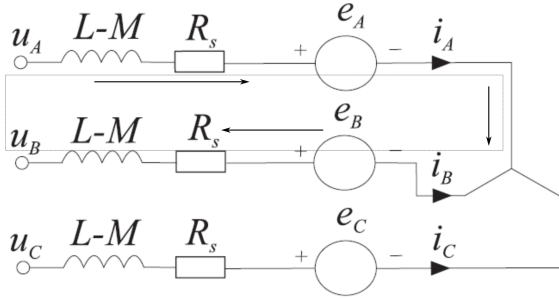


Fig. 2: Electrical circuit of the BLDC motor [6].

The parameters of the BLDC motor used in this work are shown in the Table I [7].

TABLE I: BLDC motor parameters.

Description	Symbol	Value
Nominal voltage	V_{nom}	54 V
Nominal Power	P_{nom}	800 W
Nominal speed	Ω_{nom}	650 rpm
Phase resistance	R_s	0.3Ω
Phase inductance	L_s	$308\mu H$
Mutual inductance	M	$123.2\mu H$
Motor constant	K_t	$0.7733 \frac{Nm}{A}$
Moment of inertia of the motor	J_m	$5.36E - 3 Kgm^2$
Friction constant	B	$1.177E - 3 Kgm^2/s$
Number of pole pairs	P	15

II. SENSORLESS POSITION ESTIMATION

A. Method based on G functions

In [4], [5], [6] a low speed position estimation scheme is proposed, based on the so-called G-functions, which are independent of the motor speed. This method proposes stability in the estimation by generating the commutation signals

using measurements of line-to-line voltages and currents in the motor.

Based on the circuit in Fig. 2, the line to line equations of the motor are proposed as:

$$\begin{bmatrix} e_{AB} \\ e_{BC} \\ e_{CA} \end{bmatrix} = \mathcal{A} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} - \mathcal{R} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \mathcal{L} \begin{bmatrix} \frac{di_A}{dt} \\ \frac{di_B}{dt} \\ \frac{di_C}{dt} \end{bmatrix} \quad (2)$$

with

$$\begin{bmatrix} e_{AB} \\ e_{BC} \\ e_{CA} \end{bmatrix} = \mathcal{A} \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathcal{R} = \begin{bmatrix} R & -R & 0 \\ 0 & R & -R \\ -R & 0 & R \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathcal{L} = \begin{bmatrix} L & -L & 0 \\ 0 & L & -L \\ -L & 0 & L \end{bmatrix} \quad (6)$$

Taking e_{AB} as an example and using the differential connotation:

$$e_A - e_B = (u_A - u_B) - R(i_A - i_B) - L \frac{d(i_A - i_B)}{dt} \quad (7)$$

$$e_{AB} = u_{AB} - Ri_{AB} - L \frac{di_{AB}}{dt} \quad (8)$$

$$= k_t \omega \frac{df_{fAB}(\theta)}{d\theta} \quad (9)$$

In the same way for the two remaining equations. Given this, the G-functions are proposed as the quotients between the possible combinations of equation (2):

$$G_1 = \frac{e_{AB}}{e_{BC}} = \frac{u_{AB} - Ri_{AB} - L \frac{di_{AB}}{dt}}{u_{BC} - Ri_{BC} - L \frac{di_{BC}}{dt}} \quad (10)$$

$$G_2 = \frac{e_{BC}}{e_{CA}} = \frac{u_{BC} - Ri_{BC} - L \frac{di_{BC}}{dt}}{u_{CA} - Ri_{CA} - L \frac{di_{CA}}{dt}} \quad (11)$$

$$G_3 = \frac{e_{CA}}{e_{AB}} = \frac{u_{CA} - Ri_{CA} - L \frac{di_{CA}}{dt}}{u_{AB} - Ri_{AB} - L \frac{di_{AB}}{dt}} \quad (12)$$

Which are independent functions of the velocity due to the elimination of this term by this quotient, as it is observed in equations (10), (11), (12). The expected form of the functions G is a periodic function with asymptotes to infinity, this being the quotient of two bipolar periodic functions, where the asymptotes occur at the time that the denominator of each function has a zero crossing point (ZCP).

Using these G functions a ZCP signal is created by the union of the positive part of the 3 G functions. It is possible to estimate the position of the BLDC motor, generating virtual signals of Hall effect sensors, which change their state when an overshoot occurs in the ZCP signal as shown in Fig. 3.

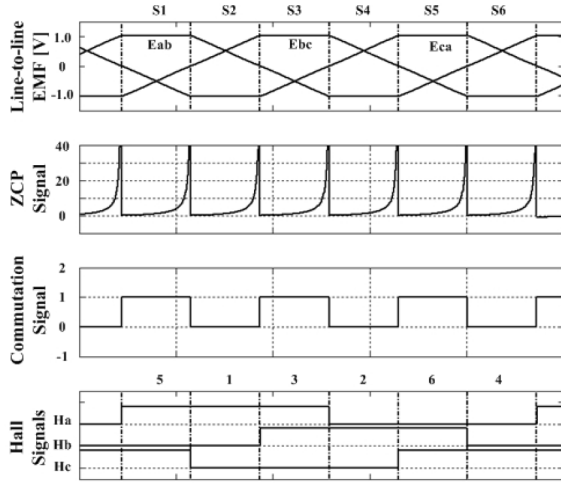


Fig. 3: Relationship between ZCP signals, Hall-effect sensors, line-to-line induced EMFs and conmutation signal [6].

B. Improved estimator

A drawback to this estimation method is the need to calculate the derivative of the line-to-line currents according to equations (10), (11) and (12). Which must be implemented in a digital device, where the derivative calculation can bring problems, due to noise in the measured signals and therefore calculation errors.

An improvement to the original method is proposed by the use of Extended State Observer (ESO) which is called EMF observer and whose design is proposed as follows [8]:

For the e_{AB} case from equation (8), it can be rewritten as follows:

$$L \frac{d(i_A - i_B)}{dt} = u_{AB} - Ri_{AB} - e_{AB} \quad (13)$$

where it is defined

$$z_1 = i_a - i_b \quad (14)$$

resulting

$$\dot{z}_1 = \frac{V_{ab}}{L} - \frac{Rz_1}{L} - \frac{e_{indab}}{L} \quad (15)$$

For the system of equation (15), an extended state observer can be proposed as:

$$\dot{\eta}_1 = \frac{1}{L}V_{ab} - \frac{R}{L}\eta_1 + \eta_2 + k_1(z_1 - \eta_1) \quad (16)$$

$$\dot{\eta}_2 = k_0(z_1 - \eta_1) \quad (17)$$

where η_1 and η_2 are the estimated values of line-to-line current and line-to-line back-EMF respectively, with η_2 being the extended state obtained from the ESO based on a copy of the system of interest, unlike the GPI observer, which has a general structure for nth-order systems and is more focused on perturbation rejection.

TABLE II: 6-step switching logic.

H_A	H_B	H_C	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6
0	0	1	1	0	0	1	0	0
1	0	1	1	0	0	0	0	1
1	0	0	0	0	1	0	0	1
1	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	0	0	1	0	0	1	0
0	1	1	0	0	0	1	1	0

Then, using three EMF observers such as the one in equation (16) and (17), whose inputs are still the line-to-line voltage and line-to-line current of interest, the three G functions can be constructed, now without the need to calculate the derivative of currents.

III. ESTIMATOR SIMULATION PLATFORM

The simulation of the proposed estimator is carried out in Matlab-Simulink software, where the system to be simulated is implemented in a block diagram scheme, which consists of the following blocks: Switching logic, three-phase full-bridge inverter, BLDC motor and the estimator. These blocks are interconnected as shown in Fig. 4.

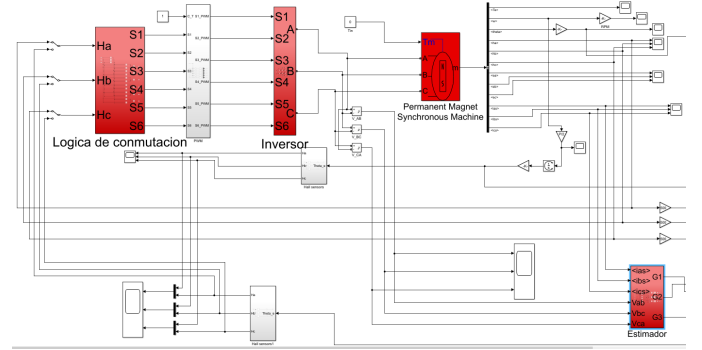


Fig. 4: Block diagram of the system in Simulink.

Based on the proposed method for the estimation, it is required to generate the virtual signals of the Hall effect sensors, which will be obtained from the G functions. The switching scheme required by the BLDC motor is the six-step scheme, for which the switching logic based on the information from the Hall-effect sensors provides the switching state of the gates of each element in the inverter, this logic is shown in the following Table II [9].

For the blocks corresponding to the three-phase inverter and the BLDC motor, blocks predefined in the Simulink software were used. For the case of the motor, the module "Permanent Magnet Synchronous Machine" is used, with BLDC motor configuration and its parameters as listed in Table I.

The position estimator block was programmed according to the proposed method based on G-functions and extended state observers using 3 EMF observers (Fig. 5), the EMF observers were implemented as shown in Fig. 6 and were used for the generation of the G-functions. Additionally, logic blocks were

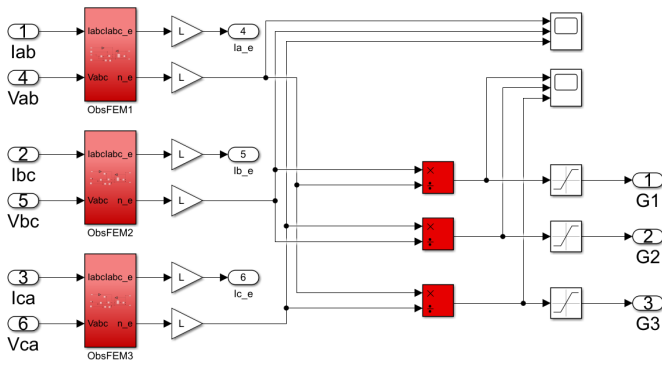


Fig. 5: Generation of G-functions with back-EMF observers.

programmed to be used for: the creation of the ZCP signal, the detection of the ZCP signal overshoots and the generation of the virtual signals of the Hall effect sensors (Fig. 7).

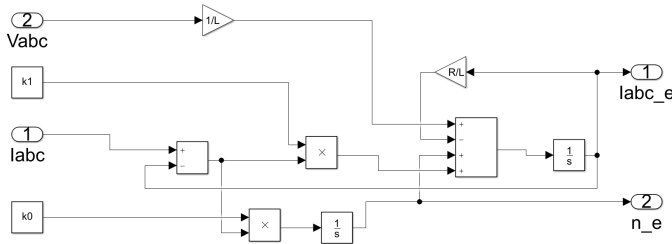


Fig. 6: Implemented EMF observer.

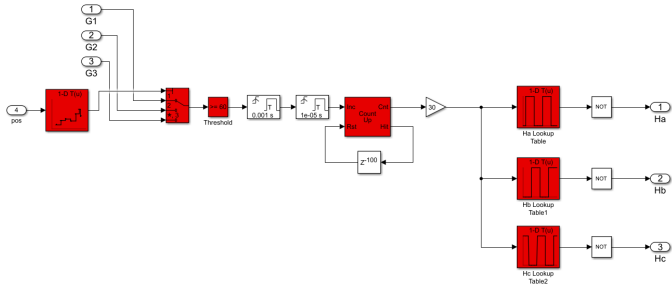


Fig. 7: Logic for the creation of virtual signals of Hall effect sensors.

A. Estimator simulation results

These simulations are carried out to estimate the position of the low speed position of the motor, in this case, the machine was taken to a speed close to 50 RPM. The EMF signals estimated by the implemented observers are shown in Fig. 8, where it can be observed that these signals correspond to the trapezoidal shape, expected in a BLDC motor.

Once these signals of interest are obtained, the desired G functions are obtained by means of the quotients between

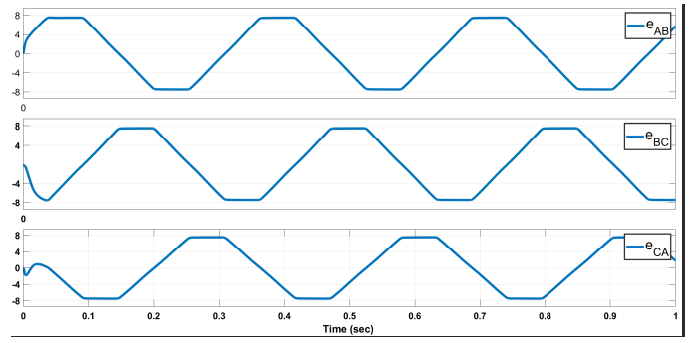


Fig. 8: Estimated line-to-line EMF values.

these signals, as indicated by the proposed method. The G-functions obtained in simulation are shown in Fig. 9. It shows the expected result of these, where they are observed clear overshoots that can be used in the process of the position estimation.

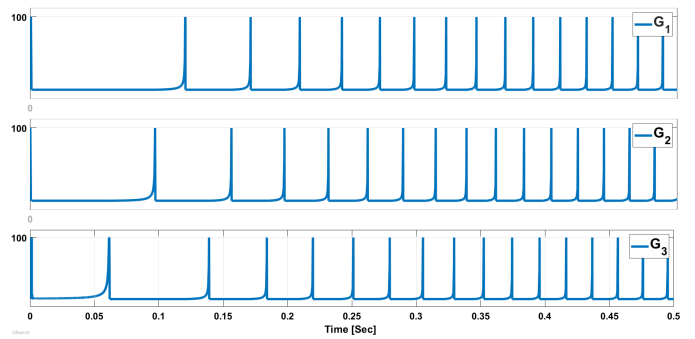


Fig. 9: G functions obtained by simulation.

The expected relationship between the ZCP signal and the Hall-effect sensor signals can be seen in Fig. 10, where each change between the sensor states is related to each of the overshoots of the ZCP signal (formed by the G-functions).

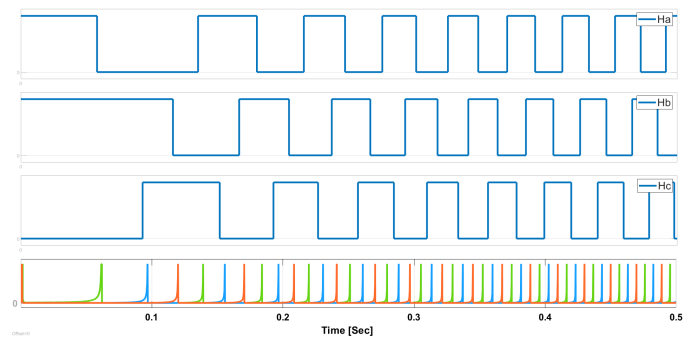


Fig. 10: ZCP signal and Hall effect sensors comparison.

The estimation of the motor position is shown in Fig. 11, where the correspondence between the real motor position (in electrical degrees) and the estimated position obtained with the proposed method is observed.

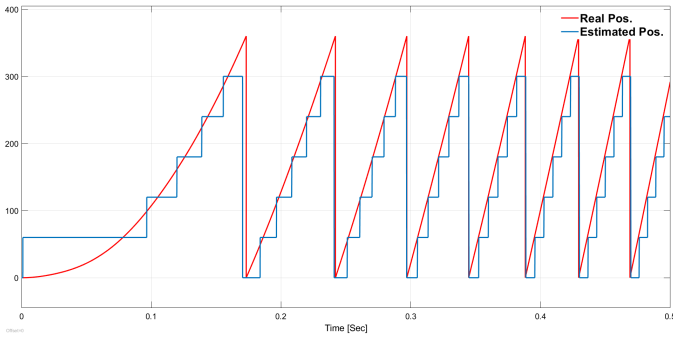


Fig. 11: Estimated motor position and real motor position.

Finally, from the BLDC motor module, the velocity of the rotor is obtained. In Fig. 12 the comparison of the angular velocity between the operation with and without sensors is shown. The chart shows the evolution of the rotor speed, where we can see the same response time of the motor, with a little difference using the proposed estimator in open loop. In addition, the figure shows a robustness analysis to parameter variation of the proposed method. Each new plot represents the response of the sensorless system to different observer resistance ratio parameter, between 50% to 300% variation from the original value. It can be seen that the system response does not vary significantly to the changes in the 50% to 200% range. And for values outside this range, the response exhibits a visible change in the operation.

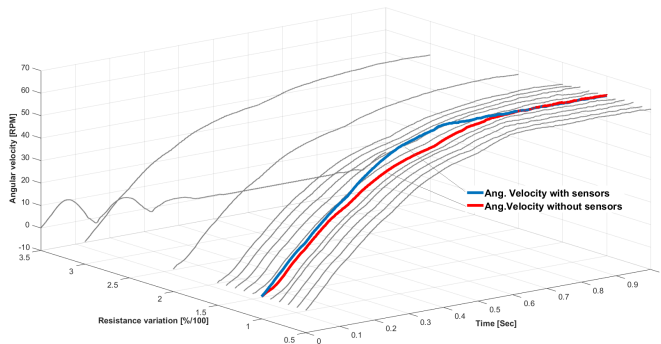


Fig. 12: Simulation results of the open loop motor speed.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The experimental platform developed is based on the Fig. 1. It requires 4 main elements: the BLDC motor, the three-phase full-bridge inverter, the signal acquisition circuit and the digital processing device. Figure 1 shows the BLDC motor used in the laboratory (Table I), in addition to the designed PCB which includes on the same board the inverter and the required current and voltage sensors. The processing device chosen was the DSP model TMS320F28335, whose logic based on the diagrams in Figs. 4, 5 and 6 was programmed using PSIM 10 and CodeComposer Studio software. Once the proposed estimation method was implemented in the DSP

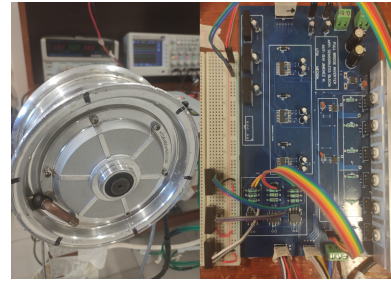


Fig. 13: BLDC motor and PCB used.

device and in order to test and validate its performance, open loop motor drive tests were carried out at an approximate speed of 35 RPM, which is about 5 percent of the nominal speed of the motor and is considered low speed. With the help of an oscilloscope and the information sampling tools of the DSP, the experimental results presented below were obtained.

Figure 14 shows the estimated EMFs in real time with the required motor signals. It can be seen that these estimated EMFs correspond to the desired phase shifted bipolar periodic signals, although the shape of these is not purely trapezoidal. However, the information of main interest is the ZCP of these, and the shape does not play an important role.

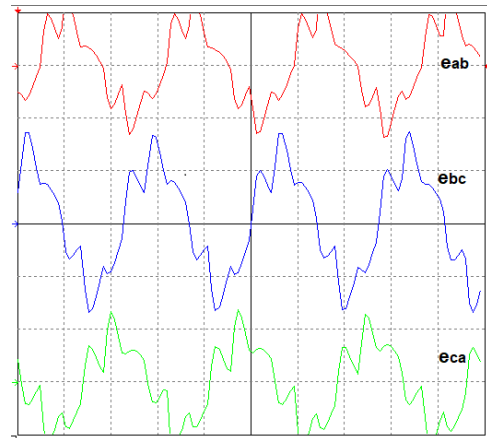


Fig. 14: Experimental estimated EMF signals.

Once the estimated EMFs are obtained, the G functions of interest are calculated as shown in Fig. 15. As expected, these functions are out of phase with each other by 120 electrical degrees and show clear overshoots. With these functions obtained, the ZCP signal is generated as in the case of the simulations, and this is used for the generation of the new virtual Hall effect signals, whose relationship is shown in Fig. 16. One of the most important parameters in this proposal is the time delay between the real Hall effect signals and the virtual signals generated by the method. Fig. 17 shows this measurement with the help of an oscilloscope, and it is observed that this delay is approximately 2.8 ms due to processing times in the DSP, which does not represent a problem in the result of these preliminary tests. Finally, the

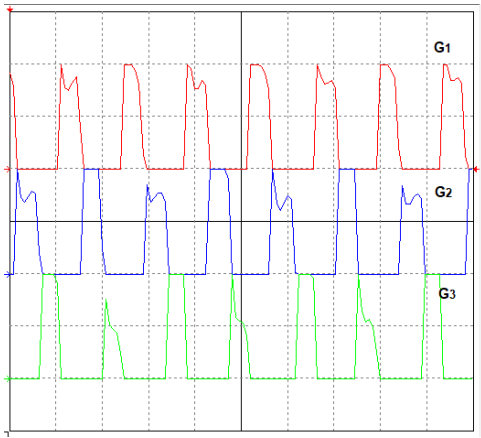


Fig. 15: Experimental obtained G-functions.

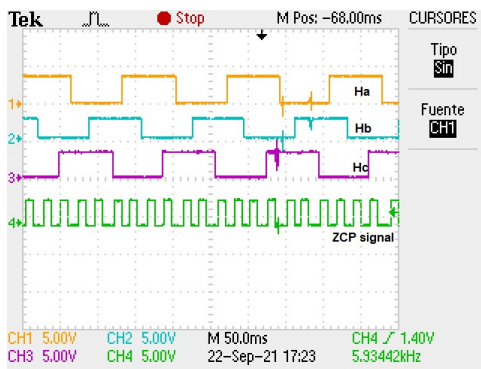


Fig. 16: Virtual Hall effect sensors and ZCP signal.

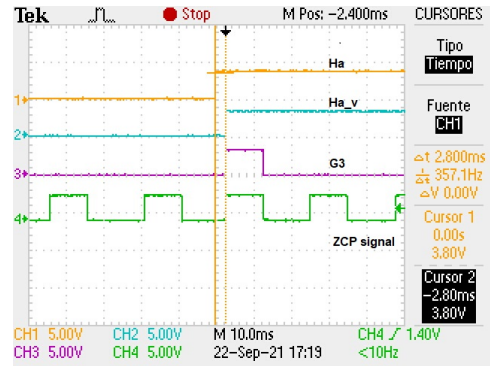


Fig. 17: Virtual and real Hall effect sensors time delay.

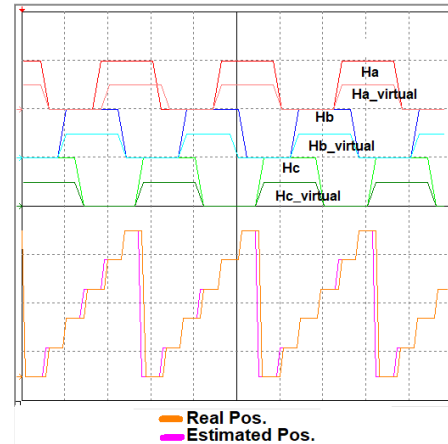


Fig. 18: Real and estimated Hall effect sensors and motor position.

relationship between the signals from the physical and virtual sensors, as well as the actual and estimated positions of the motor are shown in Fig. 18.

V. CONCLUSION

In this work a rotor position estimator for a 800 W BLDC motor which operates at low speed was addressed. The proposed method is based on the so called G-functions, which use the line-to-line voltajes and current information. These G-functions are used to generate a ZCP signal that are related to the rotor position and let generate new virtual Hall effect sensors signals. The proposed EMF observers improve the performance and the easy implementation of the sensorless scheme. This is in order to avoid the calculation of the derivative of currents required by the original method. The simulation and experimental results show the good performance of the proposal when the motor is kept running in open loop at 60 RPM and 35 RPM respectively without errors in the operation and in presence of resistance parameter variation. The proposal allows an easy implementation at experimental level, where the signal processing is carried out in the chosen DSP.

REFERENCES

- [1] Chang-Liang Xia, *Permanent magnet brushless DC motor drives and controls*, 1st ed. Jonh Wiley, 2012.
- [2] Ramu Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, 1st ed. CRC Press, 2010.
- [3] K. Vanchinathan and K. R. Valluvan, *A Study of Sensorless BLDC Motor Drives and Future Trends*, Asian Journal of Research in Social Sciences and Humanities, Vol. 6, 2016.
- [4] Tae-Hyung Kim and Mehrdad Ehsani, *Sensorless Control of the BLDC Motors From Near-Zero to High Speeds*, IEEE transactions on power electronics, Vol. 19, 2004.
- [5] Nithya K, Akhil A Balakrishnan, Dr.Praveen R. P., *Sensorless Control of Brushless DC motor for Low Speed Aerospace Applications*, 2014 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies [ICCPCT], 2014.
- [6] Tuanjie Li and Jiaying Zhou, *High-Stability Position-Sensorless Control Method for Brushless DC Motors at Low Speed*, IEEE transactions on power electronics, Vol. 34, 2019.
- [7] Gonzalo Curiel Olivares, *Diseño y construcción del sistema de tracción eléctrica basado en motores de CD sin escobillas para un vehículo de dos ruedas*, Master Thesis, Universidad Tecnológica de la Mixteca, 2019.
- [8] Shihua Li and Jun Yang and Wen-Hua Chen and Xisong Chen, *Disturbance Observer-Based Control: Methods and Applications*, 1st ed. CRC Press, 2014.
- [9] Jian Zhao and Yangwei Yu, *Brushless DC Motor Fundamentals Application Note*, The future of analog IC Technology, MPS, AN047, 2011.
- [10] Richard Crowder, *Electric Drives and Electromechanical Systems: Applications and Control*, 1st ed. Butterworth-Heinemann, 2006.

Bibliografía

- [1] Grin-Technologies, “Hub motors,” <https://www.ebikes.ca/learn/hub-motors.html>, Marzo 2009, accesado el 2020-03-01.
- [2] C.-L. Xia, *Permanent magnet brushless DC motor drives and controls*, 1st ed. Jonh Wiley, 2012.
- [3] J. Zhao and Y. Yu, “Brushless dc motor fundamentals application note,” Tech. Rep., 2011.
- [4] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, 1st ed. CRC Press, 2010.
- [5] T. Li and J. Zhou, “High-stability position-sensorless control method for brushless dc motors at low speed,” *IEEE transactions on power electronics*, vol. 34, pp. 4895–4903, 2019.
- [6] Z. Aiguo, Y. Lang, and P. Qiangbiao, “Rotor position detection and star-up methods of a sensorless bldc motor,” *2015 IEEE Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC)*, p. 5, 2015.
- [7] S. Li, J. Yang, W.-H. Chen, and X. Chen, *Disturbance Observer-Based Control: Methods and Applications*, 1st ed. CRC Press, 2014.
- [8] K. Vanchinathan and K. R. Valluvan, “A study of sensorless bldc motor drives and future trends,” *Asian Journal of Research in Social Sciences and Humanities*, vol. 6, pp. 1863–1887, 2016.
- [9] J. Jayan, F. D. J.L, and M. K. S, “A novel sensorless control scheme for bldc motors used in electric vehicle,” *World Journal of Modelling and Simulation*, vol. 14, pp. 209–216, 2018.

-
- [10] P. K. Sharma and A. S. Sindekar, "Performance analysis and comparison of bldc motor drive using pi and foc," *International Conference on Global Trends in Signal Processing, Information Computing and Communication*, vol. 1, pp. 485–492, 2016.
- [11] G. A. Marthanda and G. V. Marutheswar, "A three phase sensorless fiel oriented control for bldc motor," *International Journal of Advance Engineering and Research Development*, vol. 4, pp. 378–384, 2017.
- [12] S. Li, C. Xia, and X. Zhou, "Disturbance rejection control method for permanent magnet synchronous motor speed-regulation system," *Mechatronics, Elsevier*, vol. 22, pp. 706–714, 2012.
- [13] B. Du and S. Wu, "Application of linear active disturbance rejection controller for sensorless control of internal permanent magnet synchronous motor," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 46, p. 278, 2015.
- [14] M.-F. Hsieh and H.-J. Liao, "A wide speed range sensorless control technique of brushless dc motors for electric propulsors," *Journal of Marine Science and Technology*, vol. 18, pp. 735–745, 2010.
- [15] T.-H. Kim and M. Ehsani, "Sensorless control of the bldc motors from near-zero to high speeds," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 19, pp. 1635–1645, 2004.
- [16] W. Dafang, Q. Ji, Z. Cheng, L. Jiangmin, and Y. Yechen, "Strategy of starting sensorless bldcm with inductance method and emf integration," *Mathematical Problems in Engineering*, p. 8, 2013.
- [17] C. L. Baratieri and H. Pinheiro, "A novel starting method for sensorless brushless dc motors with current limitation," *2012 International Conference on Electrical Machines*, vol. 1, pp. 816–822, 2012.
- [18] G. H. Jang, J. H. Park, and J. H. Chang, "Position detection and start-up algorithm of a rotor in a sensorless bldc motor utilising inductance variation," *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 149, pp. 137–142, 2002.

-
- [19] J. C. G. Real, E. V. Sánchez, and J. G. Gil, “Position and speed control of brushless dc motors using sensorless techniques and application trends,” *Sensors*, vol. 10, pp. 6901–6947, 2010.
- [20] G. C. Olivares, “Diseño y construcción del sistema de tracción eléctrica basado en motores de cd sin escobillas para un vehiculo de dos ruedas,” Tesis de maestría, UTM, Marzo 2019.
- [21] R. Crowder, *Electric Drives and Electromechanical Systems: Applications and Control*, 1st ed. Butterworth-Heinemann, 2006.
- [22] Honeywell.Inc, *Hall effect sensing and application*. Micro Switch Sensing and Control.
- [23] H. Sira-Ramírez and S. Agrawal, *Differentially Flat Systems*, 1st ed. Marcel Dekker, 2004.
- [24] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, 5th ed. Pearson, 2010.
- [25] A. Bacciotti, *Stability and control of linear systems*, 1st ed. Springer, 2019.
- [26] H. Sira-Ramírez, A. Luviano-Juárez, M. Ramírez-Neria, and E. W. Zurita-Bustamante, *Active Disturbance Rejection Control of Dynamic Systems: A Flatness-Based Approach*, 1st ed. Elsevier, 2017.
- [27] Y. Huang and W. Xue, “Active disturbance rejection control: Methodology and theoretical analysis,” *ISA Transactions*, pp. 963–976, 2014.
- [28] H. Yi, X. Wenchao, Z. Gao, H. Sira-Ramirez, W. Dan, and S. Mingwei, “Active disturbance rejection control: Methodology, practice and analysis,” *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*, p. 5, 2014.
- [29] B. Martínez, J. Sanchis, S. García-Nieto, and M. Martínez, “Control por rechazo activo de perturbaciones: guía de diseño y aplicación,” *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, vol. 18, no. 3, p. 201–217, 2021.
- [30] H. S. Ramírez, J. L. Flores, C. G. Rodríguez, , and M. A. C. Ordaz, “On the control of the permanent magnet synchronous motor: An active disturbance rejection control approach,” *IEEE transactions on control systems technology*, vol. 22, pp. 2056–2063, 2014.

-
- [31] B. Guo, S. Bacha, and M. Alamir, "A review on adrc based pmsm control designs," *43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 43, pp. 1747–1753, 2017.
- [32] Y.-M. Wang and Q. Fan, "Active disturbance rejection controller design for electric vehicle traction system," *Advanced Materials Research*, vol. 4, pp. 1406–1412, 2014.