

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Subdirección Académica

Departamento de Ingeniería Electrónica

TESIS DE MAESTRÍA EN CIENCIAS

**Control de Motores Brushless de Corriente Directa para Aplicación en
Vehículos Eléctricos**

presentada por

Ing. Audomaro Durán Bautista

como requisito para la obtención del grado de
Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica

Director de tesis
Dr. Gerardo Vicente Guerrero Ramírez

Codirector de tesis
Dr. Carlos Daniel García Beltrán

Cuernavaca, Morelos, México. Febrero de 2016.

Cuernavaca, Mor., a 28 de enero de 2016.

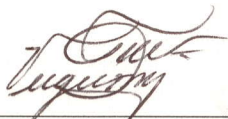
OFICIO No. DIE/021/2016

Asunto: Aceptación de documento de tesis

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Audomaro Durán Bautista** con número de control **M13CE068** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **“CONTROL DE MOTORES BRUSHLESS DE CORRIENTE DIRECTA PARA APLICACIÓN EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS”** y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS



Dr. Gerardo Vicente Guerrero Ramírez
Doctor en Ingeniería
Cédula profesional 3431842

CODIRECTOR DE TESIS



Dr. Carlos Daniel García Beltrán
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 8699605

REVISOR 1



Dr. Víctor Manuel Alvarado Martínez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica Cédula
profesional 8031070

REVISOR 2



Dra. Ma. Guadalupe López López
Doctora en Ciencias en Ingeniería Química
Cédula profesional 7980045

C.p. Lic. Guadalupe Garrido Rivera.- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Estudiante
Expediente

CMAZ/lrr

Cuernavaca, Mor., 29 de enero de 2016
OFICIO No. SAC/082.1/2016

Asunto: Autorización de impresión de tesis

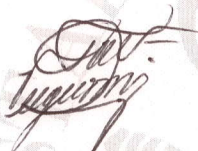
ING. AUDOMARO DURÁN BAUTISTA
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado **“Control de Motores Brushless de Corriente Directa para Aplicación en Vehículos Eléctricos”**, ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.


Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

ATENTAMENTE

“CONOCIMIENTO Y TECNOLOGIA AL SERVICIO DE MEXICO”



DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



CENTRO NACIONAL DE
INVESTIGACIÓN Y
DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADEMICA

C.p. Lic. Guadalupe Garrido Rivera.- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Expediente

GVGR/mcr

Dedicatoria

A Dios:

por guiarme en todo momento de mi vida.

A mis padres:

Audomaro Durán Ojeda y Felipa Neri Bautista del Angel

por su amor, apoyo y educación,

A mi hermano Felipe:

por sus incontables experiencias de vida.

Agradezco

A mi familia por otorgarme su apoyo incondicional en todo momento.

A mi asesor, Dr. Gerardo Guerrero por toda la paciencia que tuvo en lo personal y en lo académico, por guiarme y compartir sus conocimientos tan valiosos así como su amistad.

A mi codirector de tesis, Dr. Carlos Daniel por su valioso aporte para la realización de mi tesis, por su amistad y sus consejos siempre que los necesite.

A mis revisores, Dra, Ma. Guadalupe López López, Dr. Víctor Manuel Alvarado Martínez y el Dr. Manuel Adam Medina por sus valiosas aportaciones que enriquecieron mi trabajo académico y actitud profesional y personal.

A mis profesores del área de control, los Doctores Alejandro Rodríguez, Carlos Astorga, Juan Reyes, por compartir sus conocimientos y experiencias en el aula y en los pasillos del DIE.

También, de forma especial a los doctores del área de electrónica de potencia por el apoyo que me brindaron en momentos de incertidumbre durante el desarrollo de mi trabajo en el CENIDET.

Al grupo de trabajo de vehículos eléctricos, Miguel Durán, Saúl, Juan Francisco, Diego, Gabriel e Iván Alcalá, por todo su aporte y ayuda en la realización de mi trabajo de tesis.

A los controleros, Marcos, Abraham por su amistad y ayuda en aquellos momentos que compartíamos el mismo salón de clases.

A los potenciómetros Rodolfo, Nicolás por su amistad, su ayuda y por todos esos buenos momentos que hicieron de estos dos años de maestría una gran experiencia.

A todo el personal que apoyo del CENIDET, M.C. Alfredo González, Ing. Carlos Góngora, Sra. Maira Correa y Sra. Lorena Ruiz, por su atención y disposición cuando lo necesité.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por brindarme el apoyo económico durante mis dos años de ma

Resumen

En este trabajo se propone un controlador de velocidad junto a un controlador de corriente cuyo propósito es controlar un motor brushless trifásico de corriente directa MBLDC, el cual puede ser usado como sistema de propulsión en vehículos eléctricos.

El modelo matemático del VE generalmente está constituido por un subsistema eléctrico (banco de baterías, inversor trifásico y motor), así como de un subsistema mecánico (motor, transmisión mecánica y llantas). En este trabajo se considera un MBLDC, el cual forma parte de los dos subsistemas: mecánico y eléctrico, ya que se encarga de transformar la energía eléctrica a energía mecánica proporcionando la fuerza de tracción necesaria para que el VE se desplace.

Dentro de este trabajo de investigación se desarrolla el actuador (Inversor) mediante los módulos de SIMULINK MATLAB, además se considera que la batería es no ideal, para esto se utiliza un modelo básico que se encuentra en esta misma librería.

Los resultados en simulación muestran que el controlador realiza el seguimiento de velocidad ante un perfil de manejo propuesto, además se evalúa el control bajo perfiles de conducción normalizados como lo son (ECE-15 y SFUDS.). Además, se realizan pruebas en donde los parámetros del VE se modifican para evaluar al controlador, entre estos cambios se considera el cambio del ángulo de la superficie por la cual se desplaza el VE, se consideran cambios desde 10° hasta 20° .

Abstract

In this paper a speed controller coupled to a current controller is proposed whose purpose is to control a three-phase brushless DC motor, which can be used as propulsion system in electric vehicles. In this paper the mathematical model of the engine and the electric vehicle is presented.

The mathematical model of VE generally consists of an electrical subsystem (battery bank, phase inverter and motor) and a mechanical subsystem (motor, gear and tires). This work is considered a MBLDC, which is part of the two subsystems: mechanical and electrical; since it is responsible for transforming the mechanical energy to electrical energy to provide the traction force necessary for the VE you move.

In this research the actuator (inverter) is developed using MATLAB Simulink modules, it is also considered that the battery is not ideal for this basic model is in the same library is used.

The simulation results show that the controller keeps track of speed under the proposed management profile also control under standardized driving profiles as they are evaluated (ECE-15 and SFUDS.). Furthermore, tests where VE parameters are modified to evaluate the controller, among these changes is considered changing the angle of the surface which moves the VE are performed, they are considered changes from 10° to 20° .

Índice general

Introducción	1
1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Ubicación del problema.....	5
1.3 Justificación.....	6
1.4 Hipótesis.....	8
1.5 Objetivos.....	8
1.5.1 Objetivo General.....	8
1.5.2 Objetivos particulares.....	9
1.6 Estado del arte.....	9
1.7 Aportaciones.....	15
1.8 Organización del trabajo.....	15
Introducción al motor brushless de corriente directa	18
2.1 Construcción del motor brushless.....	19
2.2 Principio de operación del motor brushless de corriente directa	22
2.3 Circuito de operación para el MBLDC.....	23
2.4 Modo de conmutación de $2\pi/3$	23
Modelado dinámico del sistema	27
3.1 Baterías.....	28
3.2 Inversor trifásico de potencia	29
3.3 Modelado matemático del motor brushless de corriente directa.....	31
3.3.1 Modelo matemático del motor brushless de corriente directa.....	32

3.3.2 Modelo dinámico del subsistema eléctrico del motor	34
3.3.3 Modelo del subsistema mecánico del motor	37
3.4 Modelo matemático de la parte mecánica del vehículo eléctrico	39
3.5 Simulación en lazo abierto del sistema inversor-motor	42
3.6 Requerimientos de par, velocidad y potencia en el vehículo eléctrico.....	45
Control del motor brushless de corriente directa	50
4.1 Introducción.....	51
4.2 Planteamiento del problema.....	52
4.3 Diseño del controlador	52
4.3.1 Control PI de velocidad	53
4.3.2 Generador de referencia	54
4.3.3 Controlador de corriente	55
4.4 Resultados de simulación	56
4.4.1 Simulación bajo condiciones nominales de operación.....	57
4.4.2 Simulación bajo variaciones en el ángulo de superficie	60
4.4.3 Simulación bajo variaciones en el ángulo de superficie con el módulo de saturación activado	63
4.4.4 Prueba 1: Perfil ECE-15 con pendiente del terreno igual a cero.....	65
4.4.5 Prueba 2: Perfil ECE-15 con pendiente del terreno $\varphi = 20^\circ$	66
4.4.6 Prueba 3: Perfil ECE-15 con cambio en el coeficiente de fricción μ_r	67
4.4.7 Prueba 4: Perfil SFUDS nominal	69

Conclusiones y trabajos futuros	71
5.1 Del motor brushless de corriente directa	72
5.2. Trabajos futuros.....	73

Índice de Figuras

Figura 1. 1: Triciclo eléctrico de 1882.	2
Figura 1. 2: Clasificación de autos ecológicos.	4
Figura 1. 3: Fuerzas que actúan sobre el VE.	5
Figura 1. 4: Clasificación de los motores eléctricos.	7
Figura 2. 1: Diagrama del VE.	18
Figura 2. 2: Sección transversal de un motor BLDC trifásico.	19
Figura 2. 3: Diferentes configuraciones para los MBLDC.	21
Figura 2. 4: Diagrama a bloques básico de un MBLDC.	22
Figura 2. 5: Esquema básico del MBLDC.	23
Figura 2. 6: Señales de interés del MBLDC.	24
Figura 2. 7: Angulo α entre las señales e_a e i_a	24
Figura 3. 1: Diagrama del VE.	27
Figura 3. 2: Circuito equivalente del bloque de la batería.	29
Figura 3. 3: Topología del inversor.	30
Figura 3. 4: Señales de interés del MBLDC.	30
Figura 3. 5: Voltajes de alimentación de un MBLDC.	31
Figura 3.1. 1: Devanados del estator del MBLDC.	32
Figura 3.1. 2: Representación de la transmisión del VE.	39
Figura 3.1. 3: Fuerzas que actúan sobre el VE.	40
Figura 3.1. 4: Diagrama a bloques del motor BLDC en lazo abierto.	42
Figura 3.1. 5: Velocidad y Par electromagnético desarrollado por el motor BLDC.	43
Figura 3.1. 6: Corriente y voltaje de la fase A del motor BLDC.	44
Figura 3.1. 7: Fuerza contra electromotriz de la fase A.	44
Figura 3.1. 8: Requerimientos del VE de acuerdo al perfil ECE-15.	46
Figura 3.1. 9: Requerimientos del VE de acuerdo al perfil SFUDS.	47

Figura 4. 1: Esquema del controlador.....	53
Figura 4. 2: Fuerza contraelectromotriz y corrientes de la fase A.....	54
Figura 4. 3: Diagrama a bloques del controlador de corriente.....	56
Figura 4. 4: Seguimiento de velocidad bajo condiciones nominales de operación.....	58
Figura 4. 5: Par y corrientes desarrolladas por el motor bajo condiciones nominales de operación.....	58
Figura 4. 6: Esfuerzo de control y Voltaje trifásico bajo condiciones nominales de operación.....	59
Figura 4. 7: Corrientes desarrolladas por el motor bajo condiciones nominales de operación.....	60
Figura 4. 8: Cambio en el ángulo φ de la superficie sobre la cual circula el VE.	61
Figura 4. 9: Seguimiento de velocidad deseada con cambios en φ en el control de velocidad.....	61
Figura 4. 10: Par electromagnético desarrollado por el MBLDC bajo cambios en φ	62
Figura 4. 11: Corrientes desarrolladas por el MB bajo cambios en φ	63
Figura 4. 12: Cambio en el ángulo φ de la superficie sobre la cual circula el VE.....	64
Figura 4. 13: Seguimiento de velocidad deseada con cambios en φ en el control de velocidad.	64
Figura 4. 14: Seguimiento de velocidad con el perfil de conducción ECE-15.....	65
Figura 4. 15: par y corrientes desarrollados por el motor bajo el perfil de conducción ECE-15.	66
Figura 4. 16: Seguimiento de velocidad con el perfil de conducción ECE-15.....	67
Figura 4. 17: par y corriente desarrollado por el motor bajo el perfil de conducción ECE-15.....	67
Figura 4. 18: Seguimiento de velocidad bajo el perfil de conducción ECE-15.....	68
Figura 4. 19: par y corrientes desarrollados con el perfil de conducción ECE-15.	68
Figura 4. 20: Seguimiento de velocidad bajo el perfil de conducción SFUDS.....	69
Figura 4. 21: Par y corrientes desarrollados con al perfil de conducción SFUDS.	70
Figura 5. 1: Perfil de manejo propuesto.	71
Figura 5. 2: Perfiles de conducción nominales SFUDS y ECE-15.	72

Índice de tablas

Tabla 1. 1: Comparación cualitativa entre el VE y el auto de combustión interna.....	5
Tabla 1. 2: Diferencias entre el motor brushless de corriente directa y el motor de inducción.....	7
Tabla 3. 1: Parámetros de las baterías.	28
Tabla 3. 2: Parámetros del motor BLDC.	43
Tabla 4. 1 Corrientes de referencia.....	55
Tabla 4. 2: Parámetros del MBLDC y VE.	56

Introducción

En este capítulo se presenta la problemática objeto de este trabajo de tesis, así como los objetivos y alcances del mismo. Se presenta un panorama general de la evolución del vehículo eléctrico en las últimas décadas y de como el motor brushless de corriente directa es considerado como uno de los mejores sistemas de propulsión para el vehículo eléctrico. Este trabajo de tesis aborda el control de un motor brushless de corriente directa (MBLDC) trifásico con aplicación a vehículos eléctricos (VE).

1.1 Antecedentes

En los últimos años, el vehículo eléctrico ha tenido un gran impacto debido a sus ventajas en comparación con el vehículo convencional de combustión interna. El uso de estos vehículos es una alternativa para dar solución a los problemas de crisis energética y ambiental. El vehículo eléctrico beneficia a nuestro medio ambiente al no emitir CO (monóxido de carbono) y otros gases dañinos para la salud humana; las limitaciones energéticas y ambientales en el mundo muestran que el transporte eléctrico presenta parte de la solución a la contaminación global.

La construcción del primer vehículo eléctrico se le atribuye a Robert Anderson en 1839 en Aberdeen, Escocia, pero oficialmente se reconoce a Gustave Trouvé como el primero en construir un triciclo eléctrico, exhibido en París, Francia en 1881. Un año después, en 1882, W. Ayrton y J. Perry presentan en Inglaterra otro triciclo figura 1.1 ; el desarrollo subsecuente del auto eléctrico tenía la forma de un carruaje sin caballos. Este estilo fue desarrollado en muchos países de forma simultánea, particularmente en Francia, en 1902, por Jeantaud y Krieger [Bossche, 2003].

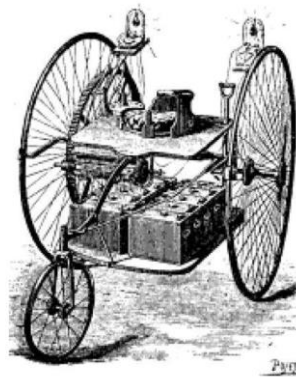


Figura 1. 1: Triciclo eléctrico de 1882.

A principios del siglo XX se mantenía una fuerte competencia por dominar el mercado automovilístico entre las compañías de autos eléctricos y autos de combustión interna. Se comercializaron algunos vehículos eléctricos, pero debido a sus limitantes, el largo periodo de carga de las baterías eléctricas y la incapacidad de superar los 30 km/h, propició que el consumidor se inclinara por el auto de combustión interna; esto dio como resultado una poca demanda de vehículos eléctricos, causando que el estudio y desarrollo tecnológico de estos mermara considerablemente.

Es hasta la década de los 70's que la compañía General Motors se inclina por el desarrollo de vehículos eléctricos, fecha que coincide con la crisis del petróleo. A principios de los años 80's General Motors inicia con un proyecto sólido que tuvo como resultado el EV-1, cuya producción empezó en 1996. Se vendieron un poco más de 1000 unidades, pero en el año 2003 se suspendió la comercialización del EV-1.

La necesidad mundial de petróleo en los años 80's, además de las fuertes emisiones a la atmósfera por los automóviles de combustión, lograron que el transporte eléctrico resurgiera como una solución barata y eficaz. El petróleo representa el 40% de la energía total que se consume en el planeta; se estima que en el año 2048 el crudo escasee debido a su alta demanda. En el 2008, México consumió 2 039 000 barriles y produjo 3 157 000 barriles de crudo por día; el transporte urbano y la generación de energía eléctrica, a partir del petróleo, representan el área de mayor consumo de crudo en el país [Hayward, 2009].

Las emisiones al medio ambiente impactan directamente en la salud y en la ecología. A finales del año 2014 en México circulaban 25 543 130 vehículos particulares, 345 883

autobuses de pasajeros y 9 864 064 camiones de carga: un total de 35 753 077 vehículos, de los cuales un porcentaje muy pequeño representó al transporte eléctrico. La contaminación generada por la quema del combustible de 3 500 000 de autos en la Ciudad de México ocasiona en la población ardor de ojos, tos seca, bronquitis, asma o padecimientos del corazón, cuando esta supera los 250 puntos IMECA (Índice Metropolitano de Calidad del Aire) [INEGI, 2014].

La secretaría de salud de México propone las siguientes soluciones para reducir la contaminación del aire:

Industria limpia: incremento en la vigilancia, fomento y créditos para la instalación de sistemas anticontaminantes, verificación anual de las emisiones, mejoramiento e incorporación de nuevas tecnologías que reduzcan el uso del combustible y aumente el uso de energía renovable.

Vehículos ecológicos: Mejoramiento en la eficiencia de los motores de combustión interna, verificación vehicular obligada, apoyo al uso de vehículos híbridos y eléctricos, uso de gas natural en el transporte público colectivo.

Orden urbano: programas de reforestación urbana y rural, promoción de consecuencia ambiental en la población, evitar la quema de basura y uso moderado de los automóviles de combustión interna.

Recuperación ecológica: reutilizar y reciclar materiales como plástico, vidrio y cartón.

En la figura 1.2 se muestran los diferentes tipos de vehículos amigables para el medio ambiente, entre ellos se encuentra el VE.

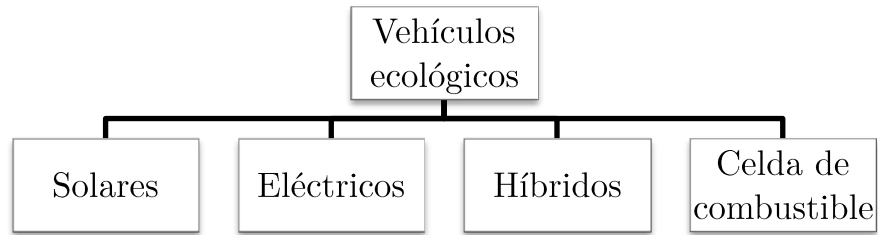


Figura 1. 2: Clasificación de autos ecológicos.

Los autos solares cuentan con rangos elevados de autonomía, cero costo de operación, baja capacidad de carga y costos elevados de celdas solares, esto al igual que los eléctricos cuentan con un motor eléctrico.

Los autos híbridos combinan un motor de combustión con uno eléctrico y logran altos niveles de eficiencia en consumo de combustible y baja emisión de monóxido de carbono.

Los autos con celdas de combustible que representan una nueva forma de generación de energía, en ellas se produce una corriente cuando se pone en contacto el oxígeno con el hidrógeno bajo un ambiente controlado, como resultado se obtiene emisiones de agua pura, también utilizan un motor eléctrico.

Los autos eléctricos son los llamados eléctricos puros, estos producen cero contaminaciones mientras se cargan con energía renovable, son fáciles de construir pero su costo es elevado, sin embargo su mantenimiento y operación es de bajo costo.

Con la intención de comparar las ventajas y desventajas del auto eléctrico con respecto al auto de combustión, se muestra la siguiente tabla:

Tabla 1. 1: Comparación cualitativa entre el VE y el auto de combustión interna.

Rubro	Auto eléctrico	Auto de combustión
<i>Emisiones a la atmosfera</i>	Ninguna	CO, SO_x, NO_x, HC, Pb
<i>Contaminación auditiva</i>	Casi nula	Si
<i>Costo de mantenimiento y operación</i>	Bajo	elevado
<i>Costo de compra</i>	Elevado	Moderado
<i>Autonomía</i>	Corta	Larga
<i>Velocidad máxima</i>	120-160 Km / Hr .	150-230 Km / Hr .
<i>Peso</i>	Bajo	Medio
<i>Eficiencia energética del motor</i>	Alta	Baja
<i>Capacidad de carga</i>	Media	Muy alta

1.2 Ubicación del problema

El VE como cualquier otro automóvil, se somete a diferentes fuerzas las cuales actúan en contra y a favor de su movimiento. En este trabajo de tesis se consideran las siguientes fuerzas: F_{ad} es la fuerza de fricción con el viento, F_{rr} es la fuerza de fricción con la superficie, F_{hc} es la componente del peso total del auto, F_{te} es la fuerza de tracción del auto, además, se considera que φ es el ángulo de inclinación con respecto a la horizontal, m es la masa del auto, g es la aceleración gravitacional, $9.81 m/s^2$, v es la velocidad lineal en m/s y a es la aceleración del vehículo en m/s^2 .

La siguiente figura muestra como se relacionan las fuerzas involucradas en el movimiento del VE:

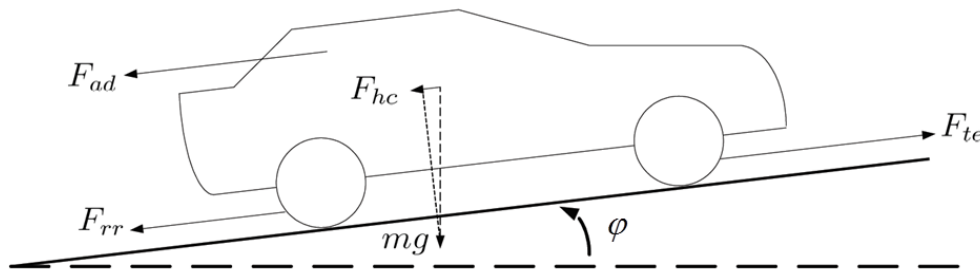


Figura 1. 3: Fuerzas que actúan sobre el VE.

De acuerdo a la segunda ley de Newton expresada por la siguiente ecuación:

$$\Sigma F = ma, \tag{1.1}$$

Se puede decir que:

$$F_{te} = ma + F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} \tag{1.2}$$

La fuerza de tracción F_{te} está dada por el sistema de propulsión que en este caso es el motor brushless trifásico, además, la señal de referencia de velocidad del vehículo es impuesta por el conductor sobre el pedal, entonces el problema a resolver es de seguimiento de trayectoria.

Por lo tanto, se requiere el diseño de un controlador para el sistema completo (motor y vehículo), el cual cumpla con el objetivo de control de seguimiento de trayectoria de velocidad ante un perfil de manejo propuesto.

1.3 Justificación

En los últimos años el desarrollo de vehículos eléctricos se ha incrementado considerablemente, así también, el desarrollo de motores eléctricos capaces de integrar los requerimientos de tracción. Una clasificación general de los motores eléctricos se muestra en la figura 1.4; el motor de inducción y el motor brushless se destacan como los más utilizados como sistemas de tracción para vehículos eléctricos.

En la tabla 1.2 se muestran las diferencias entre el motor brushless y el motor de inducción; la información presentada indica que el motor brushless ofrece tanto ventajas como desventajas para su aplicación como sistema de propulsión.

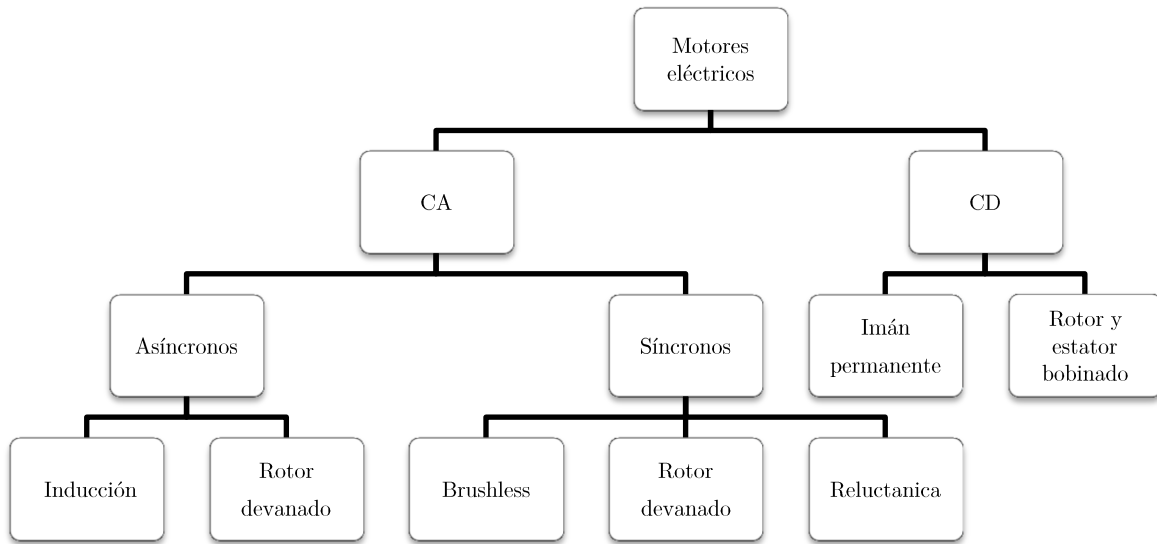


Figura 1. 4: Clasificación de los motores eléctricos.

Es necesario remarcar que no existe deslizamiento entre las frecuencias del estator y rotor en el motor brushless; esto representa una de las principales ventajas sobre el motor de inducción.

Tabla 1. 2: Diferencias entre el motor brushless de corriente directa y el motor de inducción.

Rubro	Motor brushless	Motor de inducción (jaula de ardilla)
<i>Características Velocidad/par</i>	Operación en todo el rango De velocidad a par nominal.	No lineal, par bajo a velocidades bajas.
<i>Inercia del rotor</i>	Baja. Mejores características dinámicas	Alta. Características dinámicas pobres.
<i>Corriente de arranque</i>	Nominal.	Arriba de 7 veces la corriente nominal
<i>Requerimientos de control</i>	Siempre se requiere un controlador para mantener la operación del motor.	A velocidad constante no se requiere controlador, a velocidad variable sí se requiere
<i>Deslizamiento</i>	No existe deslizamiento entre rotor y estator.	La frecuencia del rotor es menor a la del estator; el deslizamiento aumenta con la carga.

Las recientes metodologías de diseño de controladores para motores brushless de corriente directa consideran topologías de controladores PI en cascada o control por medio de histéresis, como complemento cuentan con algoritmos de optimización para la sintonización de estos controladores.

En este trabajo de tesis se elige un controlador de velocidad junto a un controlador de corriente cuyo propósito es controlar un motor brushless trifásico de corriente directa, el cual puede ser usado como sistema de propulsión en vehículos eléctricos.

1.4 Hipótesis

Después de hacer un estudio acerca del motor brushless y sus diferentes formas de controlarlo, se propone la siguiente hipótesis:

Se propone un controlador de velocidad junto a un controlador de corriente cuyo propósito es controlar un motor brushless trifásico de corriente directa para hacer frente al seguimiento de trayectoria de velocidad ante un perfil de manejo propuesto. Además, en el diseño del controlador se considera un módulo de saturación de corriente con la intención de brindar protección al motor.

1.5 Objetivos

1.5.1 Objetivo General

En el control de máquinas eléctricas se han desarrollado distintos enfoques y esquemas; en este trabajo de tesis se propone un esquema de control que integra un controlador de velocidad junto a un controlador de corriente cuyo objetivo es:

El diseño del controlador del sistema completo (motor y vehículo), el cual cumple con el objetivo de control de seguimiento de trayectoria de velocidad ante un perfil de manejo propuesto.

1.5.2 Objetivos particulares

Los objetivos particulares que guían el desarrollo del tema de tesis se basan en primer lugar en un estudio detallado del MBLDC y una revisión del estado del arte sobre los esquemas de control, posteriormente en obtener el modelo matemático de los convertidores de potencia así como el sistema electromecánico en cuestión y por último los esquemas analizados se aplican al motor para evaluar su desempeño.

Los objetivos son los siguientes:

1. Obtener el modelo matemático del MBLDC.
2. Estudio sobre los convertidores electrónicos de potencia.
3. Definir el sistema electromecánico a utilizar y obtener su modelo matemático.
4. El diseño de un controlador para el seguimiento de trayectoria deseada.
5. Simulación en computadora del comportamiento del sistema completo.

1.6 Estado del arte

Algunas de las investigaciones reportadas en la literatura acerca del motor brushless de corriente directa comprenden el estudio de topologías que permiten un mejor desempeño del motor y una buena disposición de la energía. También se abordan propuestas para dar solución a fenómenos indeseables que se presentan en la operación del motor, tales como el rizado de par. En cuanto a las soluciones de control, diferentes técnicas se han planteado: como el control inteligente, control difuso, controladores PI y controladores basados en algoritmos de optimización.

Debido a su naturaleza de construcción, para controlar el MBLDC es necesario conocer la posición del rotor; en este proceso a menudo se utilizan sensores de efecto hall, que regularmente se incluyen en el motor y no es necesario adaptar o situar uno en el motor.

En [Guzzella et al., 2007], [M. Ehsani et al., 2004], [Chan et al., 2001] y en [Larminie et al., 2003] se presentan aspectos generales de la construcción de un VE: las baterías a utilizar, las configuraciones usadas en la construcción de un VE, los controladores y motores disponibles, el modelo de la dinámica del auto y otros conceptos básicos acerca del consumo de energía.

En [Hori, 2004] se presenta un vehículo eléctrico experimental llamado UOT March II construido en el 2001; se exploran varias técnicas de control de vehículo: control de adhesión al suelo, control de frenado de alto desempeño, control de comportamiento bidimensional y

estimación de condiciones de superficie de camino. El auto cuenta con un motor de imán permanente por cada neumático, lo que permite controlar de forma independiente el par generado en cada llanta; incorpora el frenado regenerativo para el uso eficiente de la energía.

En [Haddoun et al., 2007] se muestra el modelo de la dinámica del VE usada en este trabajo de tesis. Se considera que el motor se acopla a las llantas mediante una transmisión sencilla, además, mediante la segunda ley de Newton, se relacionan las fuerzas que actúan sobre el VE.

En [Wang et al., 2008] se muestran los motores que se utilizan en los VE, dentro de los cuales destacan:

1. Motor de corriente directa: famoso por sus características de velocidad/par y control sencillo, como desventaja presenta un mantenimiento constante, baja eficiencia y la necesidad de un conmutador mecánico.
2. Motor de inducción: presenta bajo mantenimiento, costo y la habilidad de ser operados en ambientes hostiles.
3. Motor brushless: por su operación este tipo de motores se dividen en motor de corriente directa y de corriente alterna. La diferencia principal entre estos reside en que el primero trabaja con corrientes de estator tipo escalón y la segunda trabaja con corrientes tipo senoidal lo que permite un menor rizado de par generado por el motor. Además, el flujo en el entrehierro para el motor de corriente directa es de forma trapezoidal, mientras que en la máquina de corriente alterna es de forma senoidal.

Existen diversos libros donde se tratan las características del motor brushless de corriente directa, de los cuales se revisaron los siguientes:

En [Bose, 2002] se presenta las características principales de un motor brushless de corriente directa, por otra parte muestra que el flujo en el entrehierro es de forma de onda trapezoidal, además presenta el circuito de control para el funcionamiento del motor. En estos textos se presenta un análisis cualitativo y cuantitativo de su principio de funcionamiento además de presentar el modelo matemático, mismo modelo que se usó en este trabajo de tesis.

En [Krause et al., 2002] se presentan brevemente las características constructivas así como el principio de funcionamiento del motor. Por otra parte recalca las diferencias entre el motor brushless de corriente directa y el de corriente alterna.

En [Dian-sheng., et al 2010] se presenta el modelo del motor brushless de corriente directa además de mostrar un método de simulación en MATLAB considerando el flujo magnético en el entrehierro de forma trapezoidal. Así mismo muestra un controlador PI de velocidad junto a un controlador de corriente; se presentan los resultados garantizando la regulación de la velocidad del motor. En este documento el autor no considera ninguna carga o perturbación.

En [Chowdhury et al., 2013] se presenta el modelo del motor en ecuaciones diferenciales representado en espacio de estados; se muestran las topologías de conexión de inversores al motor, así como su conexión con bloques no ideales en MATLAB. Además, se muestra un controlador PI de velocidad el cual manipula la magnitud del voltaje del bus de cd.

En [Rambabu, 2007] se presenta el modelo y control de un motor brushless de corriente directa, en este documento se utiliza un controlador PI de velocidad y un control difuso, además se aborda el modelo en ecuaciones diferenciales del MBLDC y se explica la relación que existe entre la posición del rotor y los pulsos que deben de ser enviados a los interruptores de potencia que conforman al inversor.

A continuación se presentan algunos trabajos sobre el control de MBLCD aplicados a dispositivos electromecánicos, en particular a un vehículo eléctrico; el estudio de estos motores se debe primariamente a sus características dinámicas y a sus características de construcción que debido a la falta de escobillas presenta menores pérdidas de potencia y carece de un mantenimiento continuo. En [Kumar et al., 2014], [Fang Lin et al., 2000], [Chu et al., 2001], [Hing-xin et al., 2005], [Jainbo et al., 2008], [Peng Xu et al., 2008], [Gupta et al., 2009], [Wang et al., 2011], [Tсотoulidis et al., 2013], [Azam et al., 2013] muestran trabajos que estudian el MBLDC y aplican técnicas de control orientadas al mejoramiento del desempeño dinámico del motor ante diferentes circunstancias de operación que presenta un VE. Además, en [Fang Lin et al., 2000],[Hing-xin et al., 2005], [Jianbo et al., 2008], [Hua, 2008],[Xionghui, 2010],[Sun et al., 2010] y [Nikolic et al., 2013] se presenta brevemente el modelo matemático del MBLDC.

A continuación se describen algunas técnicas de control aplicadas a los MBLDC en general.

[Fang Lin et al., 2000] presentan un controlador tipo cascada para controlar la velocidad de un MBLDC utilizando un DSP que manipula un controlador Chopper con topología C-dump para un vehículo eléctrico. Además presenta brevemente el modelo del motor y menciona la ventaja que presenta el motor al ser alimentado con señales trapezoidales.

[Chu et al., 2001] presentan el control de par de alto desempeño para un MBLDC aplicado a un vehículo eléctrico, donde utilizan las técnicas de debilitamiento de campo y control avanzado de fase. Además, se utiliza un esquema donde solo se necesita un sensor de corriente para determinar la corriente del bus de cd y con ello lograr el control de par en vez de dos sensores para un sistema de corriente de tres fases y con esto alcanzar un desempeño aceptable.

[Hing-xin et al., 2005] presentan el control de un motor brushless de corriente directa para un vehículo eléctrico. En este trabajo se desarrolla un controlador en base al modelo matemático del MBLDC además se analiza una estrategia de control de campo debilitado para manejar el motor a altas velocidades. Por otra parte, este artículo analiza con detenimiento la estructura del “hardware” así como algunas estrategias de control como lo son: “Arithmetic of Variable Velocity Prelabeled Value” donde se calcula la velocidad utilizando una variable temporizada de valores pre-marcados, controlador PI de velocidad, control de corriente y regeneración de frenado del vehículo eléctrico.

[Jianbo et al., 2008] presentan un control por redes neuronales de un vehículo eléctrico basado en MBLDC sin sensor de posición. En este artículo se presenta una técnica de control utilizando el método de “fuerza contra electromotriz” y para mejorar la estabilidad y confiabilidad del sistema se proponen algoritmos de control PID basados en redes neuronales: Back Propagation y Radial Basis Function estos se utilizan para adaptar y ajustar los parámetros del controlador PID en línea.

[Peng Xu et al., 2008] presentan una estructura de red neuronal Back Propagation para reajustar los parámetros de controlador PID (al igual que en [Jianbo et al., 2008]) en base a la minimización del error de seguimiento de un vehículo eléctrico con dos llantas actuadas independientemente.

[Gupta et al., 2009] presentan un artículo de investigación donde se aplica un red neuronal para el control de par directo de un MBLDC con fuerzas contra electromotrices no sinusoidales. El control convencional de control de par directo asigna las correctas conmutaciones a partir de una tabla predefinida en base al error del par, enlaces de flujo y el

ángulo del mismo. Todo esto aplicado a un vehículo eléctrico resulta contraproducente ya que se presenta rizado de par y pérdidas de potencia debido a las limitaciones del propio sistema, por lo que se introduce un red neuronal basada en control de par directo para controlar al MBLDC y con ello disminuir el rizado del par.

[Wang et al, 2011] proponen un esquema de control eficiente y robusto para un vehículo eléctrico con un motor brushless de corriente directa sin medición de la posición del rotor. Se utiliza la detección de la fuerza electromotriz para llevar a cabo el control del motor; además se describen los circuitos equivalentes y los modelos matemáticos del MBLDC. Por otra parte se combinan dos esquemas de modos deslizantes; “nonsingular terminal sliding mode” y “high-order sliding mode method”, para garantizar tanto el desempeño como la robustez del sistema. Además, se llevan a cabo las pruebas experimentales; mostrando que el esquema puede ser implementado perfectamente sin la necesidad de sensores de “efecto hall” para la detección de la posición del rotor. Este método propuesto tiene mejor desempeño y mayor eficiencia que un controlador PID para esta aplicación.

[Tsotoulidis et al., 2013] proponen una estructura de control para un MBLDC aplicado a un vehículo eléctrico que consiste en dos PID multi-resolución interrelacionados (MRPID) que regulan el par del motor a través de las corrientes de CD y la velocidad del rotor.

[Azam et al., 2013] presentan una estrategia de bloqueo de corriente para los manejadores de un MBLDC con aplicación en vehículos eléctricos, con esta estrategia prolonga la carga en las baterías, además se presenta un control por histéresis del par el cual puede ofrecer control robusto y un rápido desempeño dinámico del par.

[Hua et al., 2008] presentan un método de simulación modular del diseño de un MBLDC basado en el modelo matemático del mismo. Además, se presentan bloques del controlador del PI de velocidad, Control de histéresis, referencia de corriente y un módulo de conmutación de un inversor, todos modelados en Matlab/Simulink. De este artículo se basó para proponer el controlador de este trabajo de tesis.

[Xionghui et al., 2010] presentan el control de velocidad de un MBLDC utilizando la fuerza contra electromotriz como en [Jianbo et al., 2008], [Gupta et al., 2009]. Además [Sun et al., 2010] describen el modelado y simulación de un MBLDC con un enfoque de un sistema de control dependiente del análisis del modelo matemático; además presenta el modelo matemático de un circuito inversor para alimentar el MBLDC cuyo control está basado en el método de “fuerza contra electromotriz” la cual es calculada en base a las ecuaciones del

sistema. Este sistema también cuenta con un controlador de velocidad PID; esta estructura de control es de doble lazo cerrado los cuales ajustan la corriente del motor y la velocidad respectivamente.

[Nikolic et al., 2013] presentan una técnica de control para un motor BLDC usando solo una señal de corriente para llevar a cabo el control. Este esquema se presenta como un método de implementación de bajo costo y efectivo. Además, se presenta el modelo del MBLDC así como un esquema de conmutación para alimentar al mismo.

[Matsui et al., 1992] presenta el control de un MBLDC sin la medición de la posición y velocidad del rotor. El control se realiza con un DSP-TMS320C25 en este caso se utilizó un motor con cuatro polos de 1.5 Kw, 154 volts y 2000 rpm donde se asumen una distribución de flujo sinusoidal y se presenta un algoritmo que puede estimar la posición del rotor en base a la información del voltaje aplicado por el PWM y así cerrar el lazo de control.

[Ozturk et al., 2007] presentan un algoritmo para la corrección del factor de potencia de un motor controlado por par en la región de par constante. El controlador de par directo introduce un enfoque a un modo de conducción de dos fases en vez de la conducción convencional de 3 fases, y a diferencia de los controladores de corriente convencionales con PWM de seis-pasos, se selecciona el voltaje adecuado en una tabla de vectores con modo de conducción de 2 fases y con esto se obtienen las corrientes deseadas casi-cuadradas. Además, para eliminar las oscilaciones de baja frecuencia causadas por la forma de onda de la señal trapezoidal se diseña un sistema de búsqueda tabular de una fuerza contra electromotriz que se mantiene almacenada para contrarrestar a la fuerza contra electromotriz que es generada por la señal trapezoidal.

[Xia et al., 2012] presentan el diseño de un controlador para un motor brushless de corriente directa sin sensor de posición del rotor; del sistema se extrae directamente la verdadera fuerza contra electromotriz de cruce por cero, utilizando un método diferente para determinar la fuerza contra electromotriz en comparación a los trabajos [Xionghui et al., 2010], [Jianbo et al., 2008], [Gupta et al., 2009] y [Nikolic et al., 2013].

[Xue et al., 2012] presentan el diseño de un sistema de control PID de un MBLDC basado en lógica difusa; esta metodología se utiliza debido a las complicaciones que presenta sintonizar el controlador PID para un sistema no lineal variante en el tiempo.

[Hassan et al., 2013] presentan una comparativa de un controlador PID para un MBLDC sintonizado por PSO (Particle Swarm Optimization) y BFO (Bacterial Foraging Optimization); cada algoritmo de optimización tiene como resultado las tres ganancias asociadas al controlador, posteriormente se realizan las pruebas experimentales y se compara la respuesta dinámica de cada uno. En este caso el PSO resulta ser el que genera un mejor desempeño dinámico.

[Demirtas, 2010] propone un nuevo método de sintonización para determinar los coeficientes de un controlador PI para controlar un MBLDC. Además, se utiliza una red neuronal artificial para identificar a todo el sistema utilizando un máximo sobre tiro y un tiempo de asentamiento asignado por los diferentes valores de K_p y K_i . Por último se obtienen los valores óptimos de los coeficientes del controlador PI usando algoritmos genéticos.

1.7 Aportaciones

El uso de un motor brushless de corriente directa como sistema de propulsión en un vehículo eléctrico el cual considera que el flujo que circula en el entrehierro es de forma de onda trapezoidal no es muy común encontrarlo en la literatura. Además, en la simulación del sistema completo motor y vehículo eléctrico se considera que el actuador (Convertidor electrónico de potencia) es no ideal, así como la batería; esto se logra al considerar módulos no ideales de la librería powersystems de Simulink MATLAB, lo que permite obtener simulaciones más apegadas a la realidad.

1.8 Organización del trabajo

En el capítulo 2 se presenta el motor brushless de corriente directa. En la primera parte se muestran aspectos generales de la construcción de esta máquina, la obtención del circuito equivalente y sus características dinámicas.

En el capítulo 3 se muestra el modelado del sistema motor-vehículo. En primera instancia se muestra el modelo matemático del motor brushless de corriente directa a partir del método tradicional de ecuaciones diferencial. En este caso se considera que el flujo magnético que circula en el entre-hierro es de forma de onda trapezoidal. Como siguiente parte se define la fuerza contraelectromotriz en función de la onda trapezoidal generada en el entrehierro. Para finalizar se presenta el modelo del vehículo eléctrico el cual considera una transmisión simple.

En el capítulo 4 se presenta el controlador de velocidad junto a un controlador de corriente cuyo propósito es controlar un motor brushless trifásico de corriente directa. Al principio de capítulo se presenta la justificación de por qué usar esta técnica de control y se plantea el esquema de control. Al final del capítulo se muestran los resultados obtenidos en simulación para este controlador. Por último, en el capítulo 5, se presentan las conclusiones y trabajos futuros de la tesis.

Introducción al motor brushless de corriente directa

El MBLDC es un motor síncrono de imanes permanentes, recibe el nombre de motor síncrono ya que la velocidad angular del rotor se sincroniza con la velocidad angular del campo magnético giratorio del estator y no existe deslizamiento entre estas dos velocidades. El estator de este motor es en principio como cualquier motor trifásico.

Las ventajas del MBLDC ante motores de CD, el de inducción o el motor síncrono son las siguientes:

- No se absorbe energía eléctrica por el sistema de excitación de campo (uso de imán permanente); es por esto que no hay pérdidas de excitación, de modo que existe un aumento substancial en la eficiencia.
- Al hacer uso de imanes permanentes, el mantenimiento es nulo, dado que no se utilizan escobillas.
- Presenta alta densidad de potencia.

El modelo matemático del VE generalmente está constituido por un subsistema eléctrico (banco de baterías, inversor trifásico y motor), así como de un subsistema mecánico (motor, transmisión mecánica y llantas), como se ilustra en la figura 2.1.

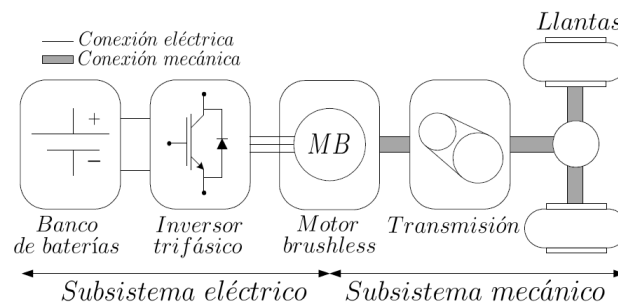


Figura 2. 1: Diagrama del VE.

El motor MBLDC, forma parte de los dos subsistemas: mecánico y eléctrico; ya que se encarga de transformar la energía eléctrica a energía mecánica proporcionando la fuerza de tracción necesaria para que el VE se desplace. Se asume que el banco de baterías es una fuente de voltaje ideal capaz de suministrar la cantidad de corriente que el motor le demande.

2.1 Construcción del motor brushless

El MBLDC tiene una construcción similar a la de cualquier motor, cuenta con un estator, un rotor y una carcasa. El estator contiene varias bobinas por cada devanado de fase, distribuidas en ranuras alrededor de él. El rotor está formado por uno o varios imanes permanentes con la intención de generar el campo magnético del rotor. La vida útil de estos imanes se ve afectada por temperaturas elevadas o por la presencia de un campo magnético externo mucho mayor que el de los imanes. La carcasa cumple con el objetivo de proteger contra el medio ambiente y la corrosión al motor; además, sobre la carcasa se montan los soportes del eje del rotor, dispositivos de medición de velocidad y demás elementos que brindan una correcta instalación del motor.

El MBLDC conceptualmente tiene una estructura como la mostrada en la figura 2.2. Aquí se muestra un motor de 2 polos y 3 fases; los devanados del estator (a, b, c) son idénticos pero separados entre sí 120° ($2\pi/3$ radianes), cada uno con N_s vueltas y resistencia r_e ; para nuestro análisis se asume que el flujo magnético que circula por el entrehierro del motor es de forma de onda trapezoidal.

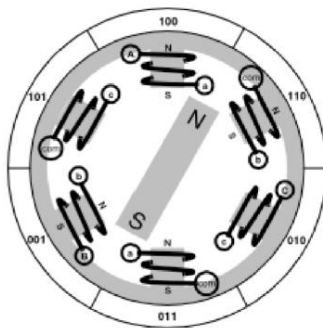


Figura 2. 2: Sección transversal de un motor BLDC trifásico.

El motor se alimenta de los voltajes trifásicos aplicados a los devanados del estator, estos voltajes crean un campo magnético giratorio con una velocidad angular ω_e dada por:

$$\omega_e = 2\pi f, \quad (1)$$

donde f es la frecuencia de los voltajes en Hz , ahora, ω_e se relaciona con la velocidad angular mecánica ω_m con:

$$\omega_e = n_p \omega_m, \quad (2)$$

con n_p el número de pares de polos. De esta última expresión se puede decir que los motores con pocos pares de polos se utilizan para velocidad elevadas y los que cuentan con muchos pares de polos en aplicaciones de baja velocidad.

Si se desea conocer las revoluciones por minuto (rpm) de rotor η_m , se tiene la siguiente expresión:

$$\eta_m = \frac{60f}{n_p}, \quad (3)$$

De aquí se deduce que después del arranque el rotor gira a la velocidad η_m . Esta ecuación (3), relaciona la velocidad del rotor con la frecuencia de los voltajes aplicados al estator y el número de pares de polos de la máquina. Esta última ecuación establece la característica fundamental de las máquinas síncronas.

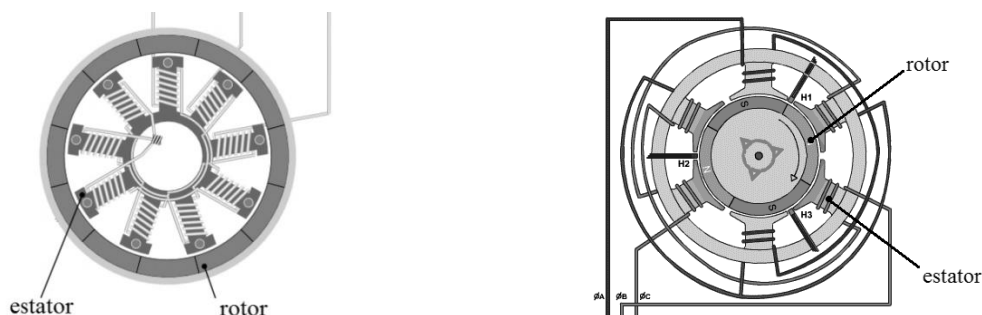
El principal objetivo en el diseño de un MBLDC es remplazar el conmutador mecánico (anillo partido a la mitad, donde el flujo de corriente se invierte cada media vuelta 180°) que se encuentra en un motor de corriente directa convencional por un conmutador con interruptores eléctricos. En motores de corriente directa (motor de CD) tradicionales, las escobillas son usadas para la conmutación, las cuales hacen contacto con el anillo deslizante para suministrar la corriente a los devanados del rotor que se encuentra en movimiento. El MBLDC es también conocido como el motor de CD invertido, debido a que en el estator se encuentra el devanado eléctrico y en el rotor los imanes permanentes, además el uso de las escobillas y el conmutador mecánico desaparecen. Para que el motor opere es necesario un sensor de posición, un circuito controlador, que en conjunción con un convertidor electrónico de potencia suministren el voltaje adecuado al MBLDC.

Comparado con otros tipos de motores, el MBLDC es excitado con un voltaje de tipo de onda cuadrada, debido a esto el motor presenta mayores ventajas; menor tamaño, mejor

eficiencia, un mayor par y confiabilidad. Es por esto que el MBLDC juega un papel importante como producto de mejoramiento de calidad, vida útil y conservación de energía.

La estructura del estator del MBLDC es muy similar a la mayoría de las máquinas síncronas o de inducción. Uno o múltiples devanados de fase se encuentran enrollados en el núcleo de hierro en el estator, los cuales pueden estar conectados en “Y” o “ Δ ”. Considerando el desempeño y costo del sistema, la conexión “Y” es utilizada con mayor frecuencia, en donde las tres fases se encuentran conectadas simétricamente y no se tiene acceso al punto neutro.

El rotor del MBLDC está constituido por imanes permanentes con un cierto número de pares de polos embebidos dentro (ME, por sus siglas en Inglés) o fuera (SMPM, por sus siglas en Inglés) del núcleo de hierro, en la figura 2.3 se ilustra lo anterior.



(a) Rotor SMPM

(b) Rotor ME

Figura 2. 3: Diferentes configuraciones para los MBLDC.

El rotor SMPM está montado en la superficie del estator y contiene pequeños imanes con forma rectangular esto para disminuir el costo del motor. Por otra parte en el rotor ME los imanes permanentes se encuentran embebidos en el rotor en la parte central de la máquina.

La mayoría de los MBLDC ya incorporan un sensor de posición; existen varios tipos de sensores de posición, cada uno con diferentes características. En la actualidad, una gran gama de sensores electromagnéticos, fotoeléctricos y magnéticos han sido utilizados en MBLDC. El sensor de efecto Hall, el cual pertenece a los sensores magnéticos, tiene la ventaja de poseer un volumen compacto y un bajo costo.

2.2 Principio de operación del motor brushless de corriente directa

Un motor brushless de corriente directa está definido como un motor síncrono de imanes permanentes. El MBLDC generalmente está controlado por un convertidor electrónico de potencia (inversor) .El motor necesita conocer la posición del rotor para el arranque y posteriormente para enviar la secuencia de conmutación correcta al inversor. En función de la posición del rotor, los dispositivos electrónicos de potencia que conforman el inversor conmutan cada 60 grados; en vez de conmutar la armadura usando escobillas y el anillo deslizante como en un motor de CD convencional, se utiliza el inversor para lograr el mismo efecto. Lo anterior elimina los problemas asociados con las escobillas y el anillo deslizante, por ejemplo; chisporroteo y tener que remplazar las escobillas, logrando así que el MBLDC tenga mayor robustez en comparación al motor de CD.

El diagrama a bloques básico para un sistema de control de un MBLDC es el que se muestra en la figura 2.4 y consiste en cuatro partes principales; inversor, motor, sensor de posición, algoritmo de control. El inversor transforma la energía de alimentación de CD en una señal eléctrica con forma de onda cuadrada alterna para energizar las bobinas de la máquina. Una de las variables a medir en el motor es la posición y en función de esta variable el algoritmo de control designa un patrón de conmutación que es enviado a los dispositivos de conmutación dentro del inversor para que el motor empiece a girar.

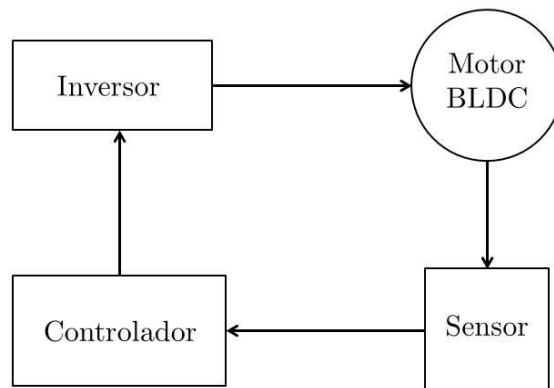


Figura 2. 4: Diagrama a bloques básico de un MBLDC.

2.3 Circuito de operación para el MBLDC

Los MBLDC regularmente se venden con sensores de posición instalados dentro o fuera de la carcasa del mismo, ya que es necesario para su funcionamiento; por otra parte, el inversor que es parte esencial para que el motor opere, no es incluido en muchos ocasiones. Los inversores más utilizados para esta aplicación son los inversores de puente completo, en la figura 2.5 se muestra el diagrama básico de un MBLDC.

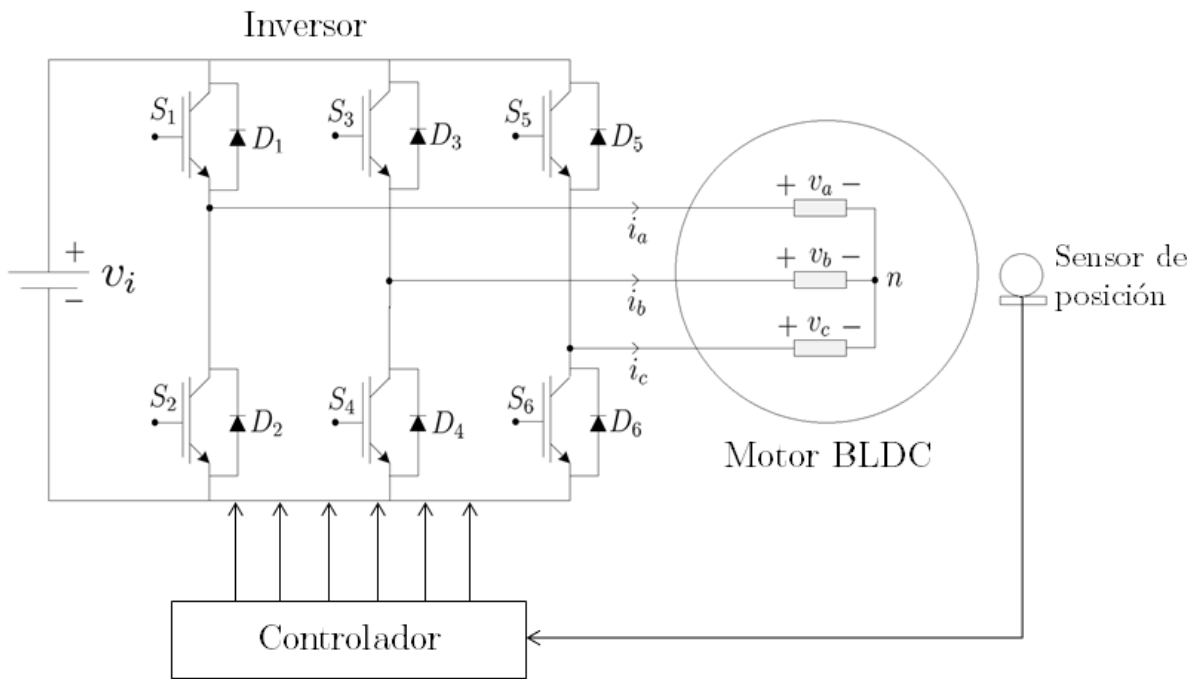


Figura 2. 5: Esquema básico del MBLDC.

2.4 Modo de conmutación de $2\pi/3$

En esta sección se explica el funcionamiento del inversor: en la figura 2.6 se muestra la fuerza contraelectromotriz la cual tiene una forma de onda trapezoidal, mientras que la forma de onda cuadrada es la corriente generada por los devanados del motor por fase. En este caso se considera un módulo inversor compuesto por seis IGBT como los interruptores de potencia. Para que el motor pueda empezar a girar, un par de devanados deben ser energizados de tal manera que se genere un campo magnético tal que por medio de atracción magnética desarrolle un par electromagnético y así el rotor empiece a desplazarse; el rotor

cuenta con imanes permanentes los cuales serán atraídos por campo magnético generado por el estator.

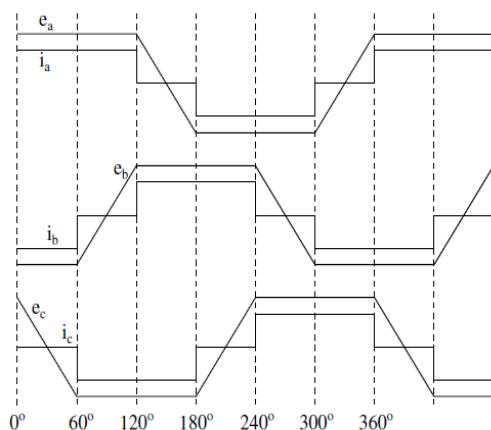


Figura 2. 6: Señales de interés del MBLDC.

Es necesario que la fuerza contraelectromotriz esté en fase con la corriente, es decir; que la parte plana tanto superior como inferior coincidan con la parte plana de la corriente generada respectivamente. Esto garantiza que el motor está generando la potencia máxima permitida por el motor. Para que se cumpla esta condición es necesario medir la posición del rotor ya que la fuerza contraelectromotriz está relacionada con la posición de rotor. Al conocer la posición actual de rotor es posible mandar a energizar las terminales las fases necesarias para poner en sincronía estas dos señales.

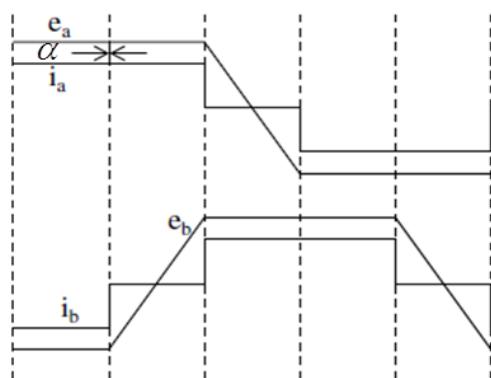


Figura 2. 7: Angulo α entre las señales e_a e i_a .

Los seis interruptores del inversor (S1-S6) operan de tal manera que la corriente de cada devanado i_a, i_b e i_c se posiciona en el centro de la fuerza contraelectromotriz generada. El ángulo α mostrado en la figura 2.7 es el ángulo de la corriente con respecto a la fuerza electromotriz, en este caso se pretende que su valor sea cero.

Al lograr eso se asegura que el par desarrollado por la máquina sea máximo. La secuencia para lograr activar los interruptores del inversor en el momento adecuado se puede obtener de manera experimental o a partir de la hoja de datos del fabricante o con ayuda de los sensores de posición. En la figura se aprecia tres señales las cuales provienen de un sensor de efecto hall, se puede observar que cada 60° existe un cambio en la corriente de cada devanado en un ciclo de 360° es decir; en una vuelta se realizan seis cambios en el estado de la corriente y en los interruptores del inversor, es por esto que el modo de operación es conocido como **$2\pi/3$ o six-step.**

Modelado dinámico del sistema

En este capítulo se presenta el desarrollo del modelo matemático para el vehículo eléctrico, generalmente constituido por un subsistema eléctrico (banco de baterías, inversor trifásico y motor), así como de un subsistema mecánico (motor, transmisión mecánica y llantas), como se ilustra en la figura 3.1. En este trabajo se considera un MBLDC, el cual forma parte de los dos subsistemas: mecánico y eléctrico, ya que se encarga de transformar la energía eléctrica a energía mecánica proporcionando la fuerza de tracción necesaria para que el VE se desplace.

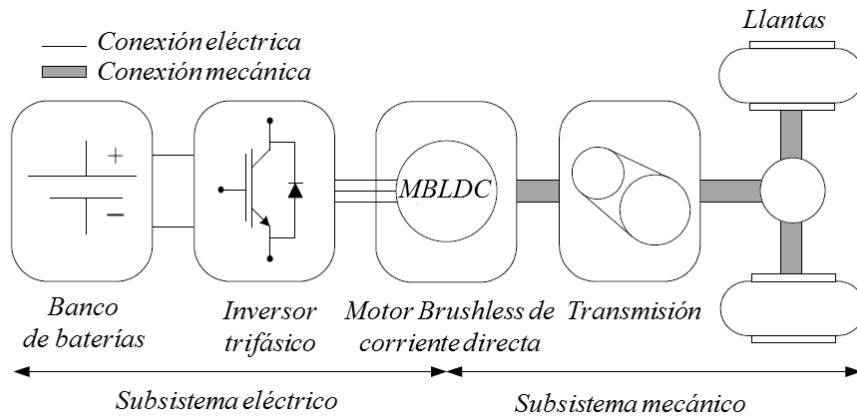


Figura 3. 1: Diagrama del VE.

El banco de baterías considera con un modelo simple, para esto se utiliza un módulo de baterías de la librería Simulink/Matlab. El inversor considera dispositivos de conmutación (IGBT) no ideales. El módulo del inversor considerado son módulos IGBT de la librería Simulink/ Matlab. Para el modelo del MBLDC se obtiene el modelo a partir del análisis tradicional de circuitos eléctricos. Finalmente se obtiene el modelo de la parte mecánica con la segunda ley de Newton considerando las propiedades físicas de la transmisión y de las llantas.

3.1 Baterías

Una de las limitantes de los VE se encuentra en la autonomía que estos pueden ofrecer contra la que ofrecen los vehículos de combustión interna. La autonomía de todo vehículo de combustión interna está en función del rendimiento del combustible que utilizan; las baterías o acumuladores eléctricos hacen la función de combustible en los VE.

Algunos vehículos cuentan con sistemas de administración de energía [Ehsani et al., 2004] que se encargan de controlar y regular el flujo de energía en las diferentes partes del VE, incluyendo en ciertos casos servicios de lujo (aire acondicionado). Todo este sistema ayuda a maximizar el aprovechamiento de la carga de las baterías.

Los parámetros de las baterías determinan las prestaciones que finalmente tendrá el vehículo eléctrico, dentro de estos encontramos la energía específica (Wh/kg) que condiciona la autonomía, potencia específica (W), y la duración de la batería que determina el número de ciclos de carga y descarga que podrán efectuarse asegurando un rendimiento energético aceptable.

En la actualidad existen diversas baterías que mejoran la energía específica que se les puede demandar de acuerdo con el material del que están hechas; en la tabla 3.1 se muestran los parámetros más importantes de las baterías construidas con diferentes materiales.

Tabla 3. 1: Parámetros de las baterías.

Tipo	Energía/peso	Tensión por elemento (V)	Duración (Número de recargas)	Tiempo de carga	Auto-descarga por mes (% del total)
Pb-Ácido	30-50 Wh/kg	2V	1000	8-16h	5%
Ni-Cd	48-80 Wh/kg	1.25V	500	10-14h	30%
Ni-Mh	60-120 Wh/kg	1.25V	1000	2-4h	20%
Li-ion	110-160 Wh/kg	3.16V	4000	2-4h	25%
Li-Po	100-130 Wh/kg	3.7V	5000	1-1.5h	10%

Hoy en día, las baterías de níquel cadmio y las de plomo ácido son las de mayor popularidad para transformaciones de vehículos debido a su bajo costo y mayor disponibilidad en el mercado; por otra parte la baja energía específica de estas baterías disminuyen la

autonomía de los VE. Sin embargo, el desarrollo que puede tener este elemento en el futuro es esencial para la evolución del vehículo eléctrico.

Para propósitos de modelado, en la literatura se pueden encontrar diferentes modelos de las baterías, para este trabajo se utilizan los módulos (Battery: Implement generic battery model) de la librería: Electric Sources, Electric Drives/Extra Sources de Simulink MATLAB.

El bloque Battery representa el modelo parametrizado de las baterías recargables más populares . El circuito equivalente de esta batería se muestra a continuación:

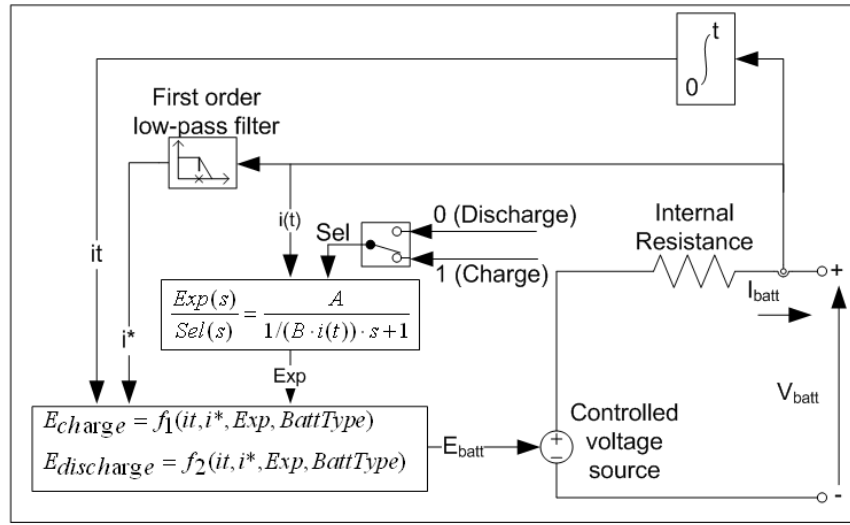


Figura 3. 2: Circuito equivalente del bloque de la batería.

En este caso el tipo de batería que se utilizó fue Nickel-Metal-Hydride Model.

3.2 Inversor trifásico de potencia

Para operar al MBLDC con frecuencia y voltajes variables se requiere un convertidor CD-CA también llamado inversor. Los inversores trifásicos cubren aplicaciones de media y alta potencia. El propósito general de esta topología es controlar la frecuencia del voltaje trifásico generado a partir de una fuente de voltaje de corriente directa [Rashid, 1993]. Se considera un inversor con dispositivos no ideales de conmutación. La figura 3.3 muestra la topología estándar de este convertidor.

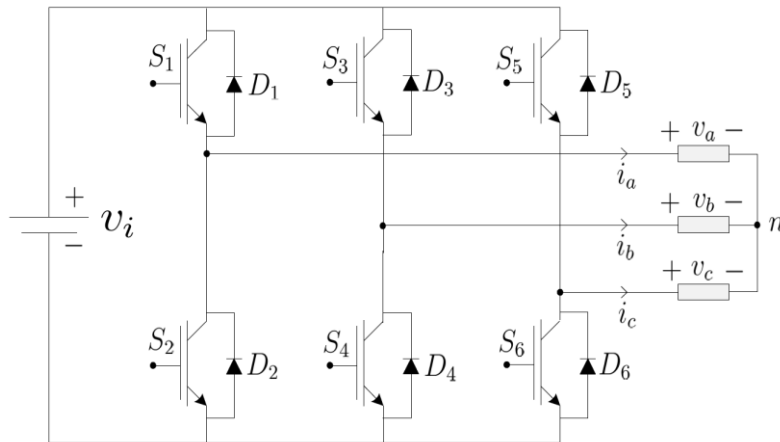


Figura 3. 3: Topología del inversor.

El inversor está formado por seis interruptores de conmutación ordenados por ramas (S_1 y S_2), (S_3 y S_4) y (S_5 y S_6) que pueden ser IGBT's, MOSFET's, BJT's u otros dispositivos y seis diodos de conducción libre que aseguran que las corriente a causa del fenómeno de atraso en los devanados del MBLDC no circulen de regreso por los dispositivos de conmutación. El voltaje v_i es el voltaje de salida del banco de baterías también llamado bus de CD, v_a, v_b y v_c son los voltajes de fase, i_a, i_b y i_c son las corrientes de fase del motor, n es el neutro en conexiones tipo estrella.

En este caso la secuencia de conmutación se obtiene a partir de la posición del rotor, ya que la fuerza contra electromotriz necesita estar en fase con la corriente desarrollada por el motor.

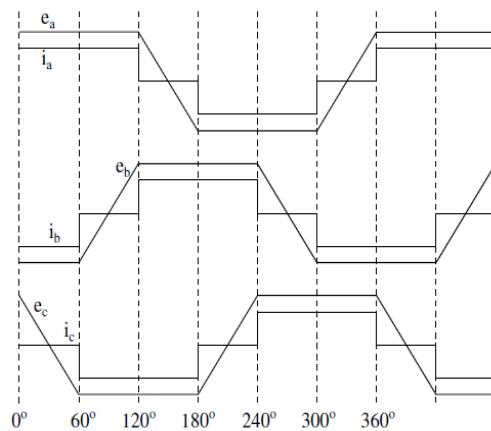


Figura 3. 4: Señales de interés del MBLDC.

Para lograr esto se utiliza un sensor de posición; las corrientes de fase de un MBLDC ideal son controladas de tal manera que tengan una forma de onda cuadrada, en este caso que coincidan con la parte plana de la forma de onda trapezoidal de la fuerza contraelectromotriz, lo anterior se muestra en la figura 3.4.

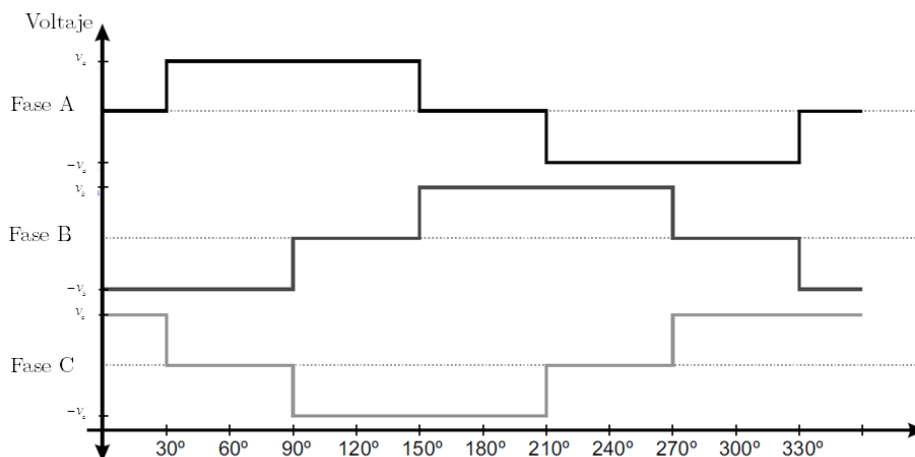


Figura 3. 5: Voltajes de alimentación de un MBLDC.

El motor es excitado en dos de sus tres fases seis veces cada ciclo eléctrico, como se muestra en la figura 3.5, este modo de operación es denominado 6-STEP.

Este modo de operación excita dos fases diferentes del motor, lo que genera un conjunto de corrientes que en principio deben de ser de forma de onda cuadrada; considerando que el flujo que circula en el entrehierro es de forma de onda trapezoidal, la fuerza contra electromotriz también tendrá esta forma de onda, con defasamientos de 120° entre fases.

Para la operación del correcta del motor, la corriente debe estar en fase con la fuerza contraelectromotriz, como se muestra en la figura 3.4; esta condición es necesaria para que el motor opere de manera eficiente y logre el máximo par posible [Chang-liang, 2012.] y [Bose, 2002]. Para lograr lo anterior se utiliza un inversor, el cual recibe la lógica de conmutación a partir de la información de la posición del rotor, el cual garantiza que la corriente esté en fase con la fuerza contraelectromotriz.

3.3 Modelado matemático del motor brushless de corriente directa

En esta sección se muestra el desarrollo del modelo del motor usando ecuaciones diferenciales.

3.3.1 Modelo matemático del motor brushless de corriente directa

El análisis considera un MBLDC con distribución de flujo magnético en el entrehierro con forma de onda trapezoidal dado en [Chang-liang, 2012], [Krishnan., 2001], [Bose, 2002].

Las siguientes suposiciones se consideran para obtener el modelo del MBLDC:

- Se ignora la saturación del núcleo, al igual que las pérdidas por corriente de eddy e histéresis.
- Se ignoran los efectos debido a la reacción de la armadura, y la distribución del flujo magnético en el entrehierro se considera con forma de onda trapezoidal.
- Se considera un motor con la estructura mostrada en la figura 2.3 a.

En la figura 3.1.1 se muestra el circuito equivalente de un MBLDC, en general se conecta en estrella y cada devanado se representa por una resistencia y una inductancia. i_a, i_b, i_c son las corrientes que circulan a través de los devanados, r_e la resistencia de fase y v_a, v_b, v_c los voltajes aplicados a cada fase del estator. Además, el rotor tiene una estructura de polos no salientes.

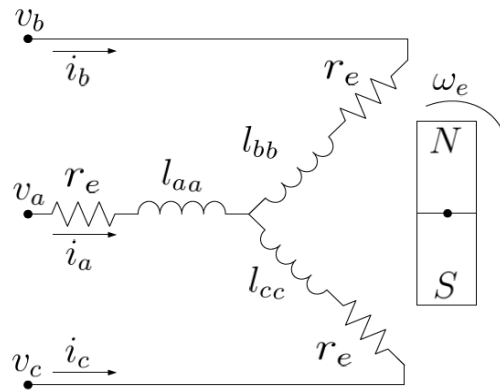


Figura 3.1. 1: Devanados del estator del MBLDC.

A continuación se obtienen los enlaces de flujo magnético de cada fase del estator del motor los cuales están definidos como la suma de los enlaces de flujo producidos por las corrientes de fase del estator (producto de las inductancias por las corrientes) más los enlaces de flujo establecidos por el rotor.

$$\begin{aligned}
\lambda_a &= l_{aa}i_a + l_{ab}i_b + l_{ac}i_c + \lambda_{am}, \\
\lambda_b &= l_{ba}i_a + l_{bb}i_b + l_{bc}i_c + \lambda_{bm}, \\
\lambda_c &= l_{ca}i_a + l_{cb}i_b + l_{cc}i_c + \lambda_{cm},
\end{aligned} \tag{3.1}$$

donde $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ son los enlaces de flujo correspondientes a cada uno de los devanados y l son las inductancias. Si los subíndices de las inductancias son iguales indican que son inductancias propias y si son diferentes indican que es una inductancia mutua entre los devanados; $\lambda_{am}, \lambda_{bm}, \lambda_{cm}$ son los enlaces de flujo establecidos por los imanes permanentes del rotor, estos enlaces están en función del ángulo eléctrico θ_e y se representan como:

$$\begin{aligned}
\lambda_{am} &= \lambda_m f(\theta_e), \\
\lambda_{bm} &= \lambda_m f\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right), \\
\lambda_{cm} &= \lambda_m f\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right),
\end{aligned} \tag{3.2}$$

la ecuación 3.1 se puede reescribir matricialmente como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{aa} & l_{ab} & l_{ac} \\ l_{ba} & l_{bb} & l_{bc} \\ l_{ca} & l_{cb} & l_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{am} \\ \lambda_{bm} \\ \lambda_{cm} \end{bmatrix}, \tag{3.3}$$

definiendo

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix}, L = \begin{bmatrix} l_{aa} & l_{ab} & l_{ac} \\ l_{ba} & l_{bb} & l_{bc} \\ l_{ca} & l_{cb} & l_{cc} \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \Lambda_m = \begin{bmatrix} \lambda_{am} \\ \lambda_{bm} \\ \lambda_{cm} \end{bmatrix}. \tag{3.4}$$

Las ecuaciones de los enlaces de flujo pueden expresarse de la siguiente forma:

$$\Lambda = LI + \Lambda_m, \tag{3.5}$$

con Λ como el vector de enlaces de flujo del motor, L como la matriz de inductancias, I el vector de corrientes y Λ_m como el vector de enlaces de flujo generados por los imanes permanentes del rotor.

3.3.2 Modelo dinámico del subsistema eléctrico del motor

Aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff al diagrama eléctrico de la figura 3.1, se obtienen las ecuaciones diferenciales de los voltajes para cada uno de los devanados del estator, estas son:

$$\begin{aligned} v_a &= r_e i_a + \frac{d\lambda_a}{dt}, \\ v_b &= r_e i_b + \frac{d\lambda_b}{dt}, \\ v_c &= r_e i_c + \frac{d\lambda_c}{dt}, \end{aligned} \tag{3.6}$$

reescribiendo la ecuación anterior en forma matricial se tiene:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_e & 0 & 0 \\ 0 & r_e & 0 \\ 0 & 0 & r_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix}, \tag{3.7}$$

Definiendo

$$V = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} r_e & 0 & 0 \\ 0 & r_e & 0 \\ 0 & 0 & r_e \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

y

$$p = \frac{d}{dt}. \tag{3.9}$$

La ecuación (3.7) puede expresarse como:

$$V = RI + \frac{d\Lambda}{dt}, \quad (3.10)$$

considerando un circuito magnético lineal se tiene que:

$$\Lambda = LI + \Lambda_m, \quad (3.11)$$

ahora se derivan los enlaces de flujo, es decir:

$$\frac{d\Lambda}{dt} = L \frac{dI}{dt} + \frac{dL}{dt} I + \frac{d\Lambda_m}{dt}. \quad (3.12)$$

Ahora bien se considera que las inductancias son constantes, dado que la máquina es de polos no salientes y el flujo es de forma de onda trapezoidal, por lo que:

$$\frac{dL}{dt} = 0, \quad (3.13)$$

por tanto, la ecuación para la parte eléctrica del MBLDC son descritas por:

$$V = RI + L \frac{dI}{dt} + \frac{d\Lambda_m}{dt}. \quad (3.14)$$

De la Ley de Faraday de los voltajes inducidos:

$$\frac{d\Lambda_m}{dt} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

entonces, la ecuación (3.14) puede reescribirse como:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_e & 0 & 0 \\ 0 & r_e & 0 \\ 0 & 0 & r_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{aa} & l_{ab} & l_{ac} \\ l_{ba} & l_{bb} & l_{bc} \\ l_{ca} & l_{cb} & l_{cc} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

donde $l_{aa} = l_{bb} = l_{cc} = L$ y $l_{ac} = l_{ab} = l_{bc} = l_{ba} = l_{ca} = l_{cb} = M$, siendo la inductancia propia y la inductancia mutua respectivamente. Además, considerando que se tiene un sistema balanceado de voltajes que a su vez generan corrientes balanceadas, es decir:

$$-i_a = i_c + i_b, \quad (3.17)$$

entonces:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_e & 0 & 0 \\ 0 & r_e & 0 \\ 0 & 0 & r_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

el vector $[e_a \ e_b \ e_c]^T$ representa el voltaje generado en los devanados del estator debido al movimiento relativo respecto al rotor. Debido a la construcción del motor y al tipo de embobinado, el flujo que circula a través del entrehierro es de forma de onda trapezoidal, generando así un voltaje $e_{a,b,c}$ de la misma forma de onda trapezoidal en los devanados del estator, estos voltajes están en función del ángulo eléctrico del motor y se representan como:

$$\begin{aligned} e_a &= \lambda \omega_r f(\theta_e) \\ e_b &= \lambda \omega_r f\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c &= \lambda \omega_r f\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Donde λ es el enlace de flujo establecido por el imán permanente del rotor y ω_r la velocidad eléctrica del rotor. Las funciones $f(\theta_e)$, $f(\theta_e - \frac{2\pi}{3})$, $f(\theta_e - \frac{4\pi}{3})$ representan la forma de una trapezoide acotada en el intervalo cerrado $[-1,1]$, las cuales son generadas a través de código en MATLAB y su modelo se describe por:

$$\begin{aligned}
f(\theta_e) &= \begin{cases} \theta_e \frac{6}{\pi}, & 0 \leq \theta_e < \frac{\pi}{6} \\ 1, & \frac{\pi}{6} \leq \theta_e < \frac{5\pi}{6} \\ (\pi - \theta_e) \frac{6}{\pi}, & \frac{5\pi}{6} \leq \theta_e < \frac{7\pi}{6} \\ -1, & \frac{7\pi}{6} \leq \theta_e < \frac{11\pi}{6} \\ (\theta_e - 2\pi) \frac{6}{\pi}, & \frac{11\pi}{6} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} & f(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) &= \begin{cases} -1, & 0 \leq \theta_e < \frac{\pi}{2} \\ (\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \frac{6}{\pi}, & \frac{\pi}{2} \leq \theta_e < \frac{5\pi}{6} \\ 1, & \frac{5\pi}{6} \leq \theta_e < \frac{3\pi}{2} \\ (\frac{5\pi}{3} - \theta_e) \frac{6}{\pi}, & \frac{3\pi}{2} \leq \theta_e < \frac{11\pi}{6} \\ -1, & \frac{11\pi}{6} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} \\
f(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) &= \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta_e < \frac{\pi}{6} \\ (\frac{\pi}{3} - \theta_e) \frac{6}{\pi}, & \frac{\pi}{6} \leq \theta_e < \frac{\pi}{2} \\ -1, & \frac{\pi}{2} \leq \theta_e < \frac{7\pi}{6} \\ (\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \frac{6}{\pi}, & \frac{7\pi}{6} \leq \theta_e < \frac{3\pi}{2} \\ -1, & \frac{3\pi}{2} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} & &
\end{aligned} \tag{3.20}$$

3.3.3 Modelo del subsistema mecánico del motor

Para obtener la ecuación que define el comportamiento dinámico del subsistema mecánico, se parte de la segunda Ley de Newton la cual establece que la sumatoria de fuerzas es igual al producto de la masa por la aceleración, es decir:

$$F = ma \tag{3.21}$$

En este caso el motor eléctrico presenta un movimiento angular, por lo cual la ecuación anterior se expresa como:

$$\tau = J \frac{d\omega_m}{dt}, \tag{3.22}$$

donde J es la inercia del rotor y ω_m la velocidad angular que presenta el motor y τ son las pares aplicados en la flecha de la máquina, además se consideran las fuerzas de disipación, por lo cual se toma en consideración la fricción viscosa y el par de carga. A continuación se expresa la ecuación (3.22) considerando todas las fuerzas que actúan sobre el rotor:

$$\tau_{em} - \tau_{load} - B\omega_m = J \frac{d\omega_m}{dt}, \quad (3.23)$$

Donde τ_{em} es el par electromagnético producido por el motor, τ_{load} el par de carga y B el coeficiente de fricción viscosa.

El par electromagnético se define como:

$$\tau_{em} = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) / \omega_m \quad (3.24)$$

al sustituir (3.19) en (3.24) el par electromagnético puede expresarse como:

$$\tau_{em} = \lambda \omega_r (i_a f(\theta_e) + i_a f(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) + i_a f(\theta_e - \frac{4\pi}{3})) / \omega_m \quad (3.25)$$

De esta última ecuación se requiere el conocimiento de una velocidad inicial y que sea diferente de cero. Considerando que $\theta_e = n_p \theta_m$, $\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_r$ y $\omega_r = n_p \omega_m$, la ecuación (3.25) puede expresarse como:

$$\tau_{em} = n_p \lambda (i_a f(\theta_e) + i_a f(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) + i_a f(\theta_e - \frac{4\pi}{3})) \quad (3.26)$$

donde n_p es el número de pares de polos, por tanto, el par electromagnético (3.26) no depende directamente de la velocidad del motor.

3.4 Modelo matemático de la parte mecánica del vehículo eléctrico

El modelo presente en este documento se encuentra reportado en [Langarica, 2010] y [Durán, 2013]. El objetivo de este desarrollo es encontrar la expresión del par que integre las variables asociadas al VE. La transmisión que se considera relaciona el par generado por el motor y la fuerza de tracción que experimenta el VE, esta relación se expresa como:

$$\tau = \frac{r}{n_g G} F_{te} \quad (3.27)$$

donde r es el radio de la llanta, n_g es la eficiencia de la transmisión, G es el cociente de reducción de velocidad angular de la transmisión, τ es el par generado en la flecha del motor, F_{te} es la fuerza de tracción que impulsa al VE. Cabe mencionar que la ecuación (3.27) se utiliza cuando el motor entrega potencia y no cuando recibe, es decir cuando el motor opera como generador (frenado regenerativo). El frenado regenerativo no se aborda en este trabajo de tesis.

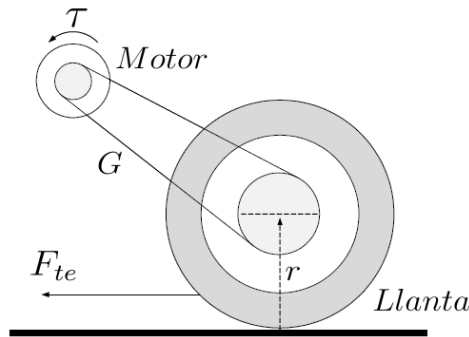


Figura 3.1. 2: Representación de la transmisión del VE.

De la figura 3.1.2 se obtiene la relación entre la velocidad angular del motor ω_m y la velocidad lineal v del VE con la siguiente expresión:

$$\omega_m = G \frac{v}{r}, \quad (3.28)$$

Las fuerzas que actúan sobre el vehículo se muestran en la figura 3.1.3; la fuerza F_{te} es la fuerza de tracción que impulsa al VE y es proporcionada por el MBLDC a través de la

transmisión. La fuerza de fricción entre los neumáticos y la superficie sobre la cual se mueve el auto está dada por:

$$F_{rr} = \mu_{rr} mg \cos(\varphi), \quad (3.29)$$

donde μ_{rr} es el coeficiente de fricción; m es la masa total del vehículo en kg , $g = 9.8m/s^2$ es el coeficiente de aceleración gravitacional y φ es el ángulo de inclinación de la superficie donde se desplaza el vehículo.

La fuerza de fricción del viento está dada por:

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho A C_d v^2, \quad (3.30)$$

donde $\rho = 1,25 kg/m^3$ es la densidad del aire, A es el área frontal del VE en m^2 , C_d es el coeficiente aerodinámico y v es a velocidad lineal del VE en m/s . La fuerza F_{hc} es la necesaria para mover el auto por una pendiente con un ángulo de inclinación φ , es una componente del peso total del vehículo y está representada por:

$$F_{hc} = mg \sin(\varphi). \quad (3.31)$$

Aplicando la segunda ley de Newton al VE se tiene:

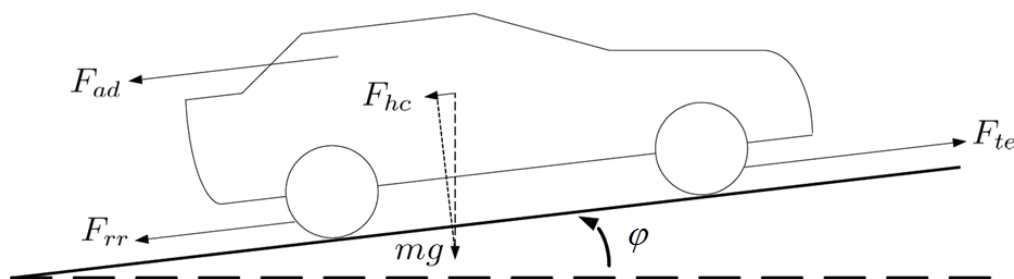


Figura 3.1. 3: Fuerzas que actúan sobre el VE.

$$F_{te} - F_{rr} - F_{ad} - F_{hc} = ma \quad (3.32)$$

donde a es la aceleración del auto en m/s^2 . Despejando la fuerza de tracción F_{te} de (3.32) y sustituyendo las expresiones correspondientes a cada fuerza que actúa sobre el VE, se obtiene la expresión:

$$F_{te} = ma + \mu_{rr}mg \cos(\varphi) + \frac{1}{2}\rho AC_d v^2 + mg \sin(\varphi), \quad (3.33)$$

esta última ecuación no incluye parámetros relacionados con el motor ni la transmisión.

A partir del subsistema mecánico expresado en (3.23), se despeja el par electromagnético τ_{em} del motor:

$$\tau_{em} = \tau_{load} + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt}, \quad (3.34)$$

la inercia total en el subsistema mecánico del motor es la suma de la inercia de rotor del MBLDC y la inercia del VE:

$$J = J_{MB} + J_{VE}, \quad (3.35)$$

por su parte, la inercia del VE es $J_{VE} = \frac{1}{2}m \frac{r^2}{G^2}$. Al sustituir la ecuación (3.27) y (3.35) en (3.34) se obtiene:

$$\tau_{em} = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + \frac{r}{n_g G} F_{te}, \quad (3.36)$$

así mismo sustituyendo (3.33) en (3.36),

$$\tau_{em} = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + \frac{r}{n_g G} (ma + \mu_{rr}mg \cos(\varphi) + \frac{1}{2}\rho AC_d v^2 + mg \sin(\varphi)). \quad (3.37)$$

El par electromagnético resultante contiene tanto a la velocidad angular del rotor ω_m como a la velocidad lineal v del VE.

El modelo del subsistema mecánico se determina a partir de reescribir la ecuación (3.37) en términos de ω_m . Esto se logra haciendo uso de (3.28) y a través de despejar la derivada de ω_m , por tanto, la expresión concerniente al subsistema mecánico es:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{n_g G^2}{J n_g G^2 + m r^2} \left[\tau_{em} - B \omega_m - \frac{r}{n_g G} \left(\mu_{rr} m g \cos(\varphi) + \frac{1}{2} \rho A C_d \left(\frac{r}{G} \right)^2 \omega_m^2 + m g \sin(\varphi) \right) \right]. \quad (3.38)$$

3.5 Simulación en lazo abierto del sistema inversor-motor

En esta sección se presenta la simulación en del MBLDC en operación en vacío en donde solo se considera el inversor trifásico de potencia representado en la figura 3.3 y el motor dado por las ecuaciones (3.18), y (3.26).

La figura 3.1.4 ilustra el diagrama a bloques del sistema inversor-motor usado para la simulación. En este caso, con la posición del rotor se genera un patrón de conmutación que es enviado al controlador, este envía los pulsos de encendido y apagado a los interruptores de potencia los cuales excitan las terminales del motor y produce un campo magnético giratorio y el rotor trata de alinearse a este.

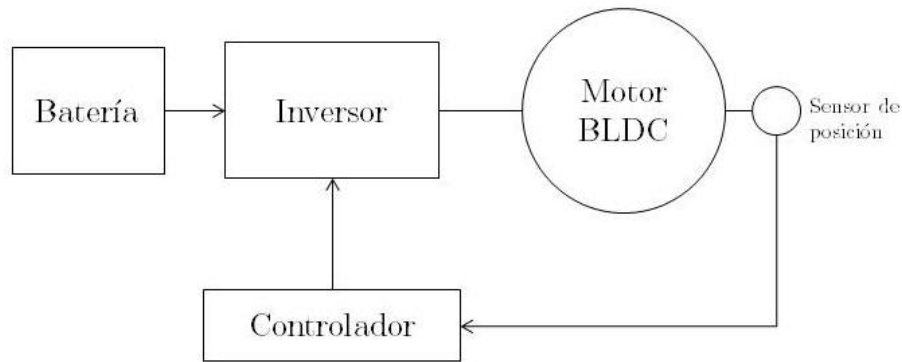


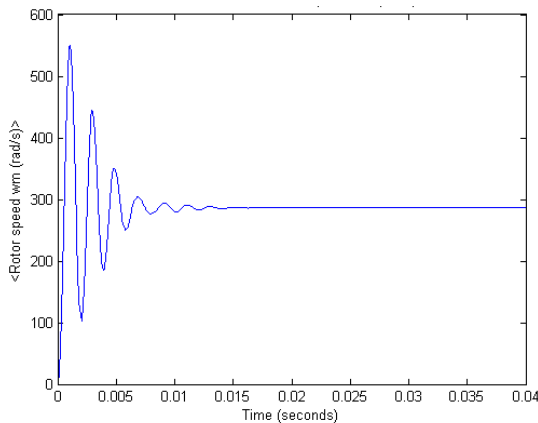
Figura 3.1. 4: Diagrama a bloques del motor BLDC en lazo abierto.

El motor brushless usado en la simulación es el B26S. Este motor se encuentra conectado en estrella y lo fabrica la empresa italiana HDT. Sus parámetros se listan en la tabla 3.2.

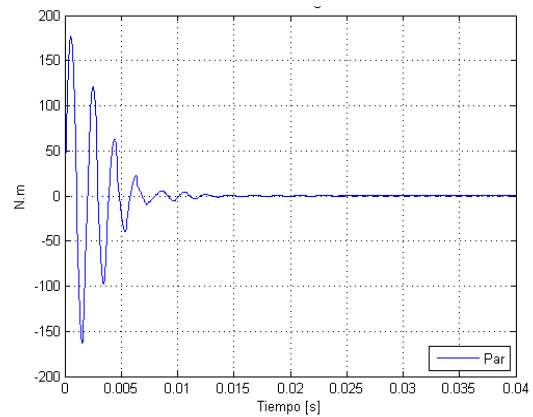
Tabla 3. 2: Parámetros del motor BLDC.

Parámetro	Magnitud
λ	0.262 Vs/rad.
B	0.00001 Nms/rad.
n_p	4
$L - M$	0.0012 H
J	0.022 Kgm^2
r_e	0.121 Ohms
Bus de cd	600 V

La figura 3.1.5 muestra las gráficas de las variables de interés en la simulación. En la figura 3.1.5(a) se muestra la velocidad angular que desarrolla el MBLDC, que inicialmente presenta grandes oscilaciones debido a que el rotor le es difícil sincronizarse con la frecuencia del campo magnético del estator. Alrededor del instante $t = 0.15$ seg. la velocidad se establece a una velocidad de 289 rad / seg .



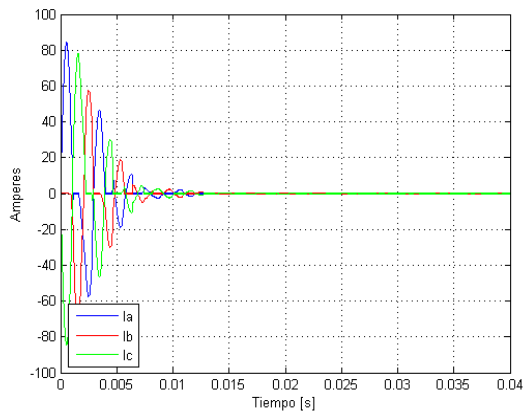
(a) Velocidad angular



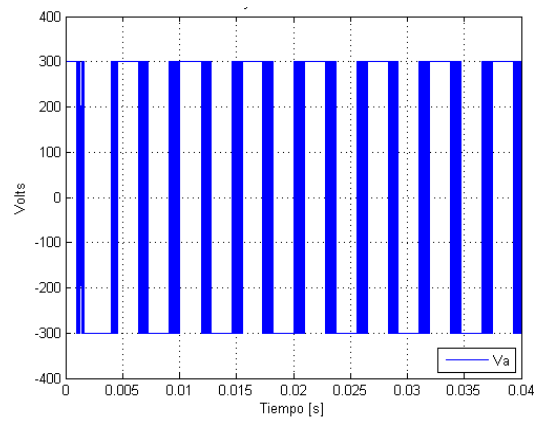
(b) Par electromagnético

Figura 3.1. 5: Velocidad y Par electromagnético desarrollado por el motor BLDC.

En la figura 3.1.5(b) se observa que el par electromagnético τ_{em} tarda en establecerse aproximadamente 0.15 seg. en un valor medio a 0 Nm como es de esperarse ya que el motor está operando en vacío.



(a) Corrientes trifásicas



(b) Voltaje v_a aplicado al motor

Figura 3.1. 6: Corriente y voltaje de la fase A del motor BLDC.

Las corrientes trifásicas son mostradas en la figura 3.1.6(a). y en estado estacionario tiene una amplitud de 80A. El voltaje de alimentación v_a se muestra en la figura 3.1.6 (b), la amplitud es de 300 V.

En la figura 3.1.7 se muestra la fuerza contraelectromotriz generada por el devanado de la fase A, el cual tiene forma de onda trapezoidal como se requiere en el motor BLDC.

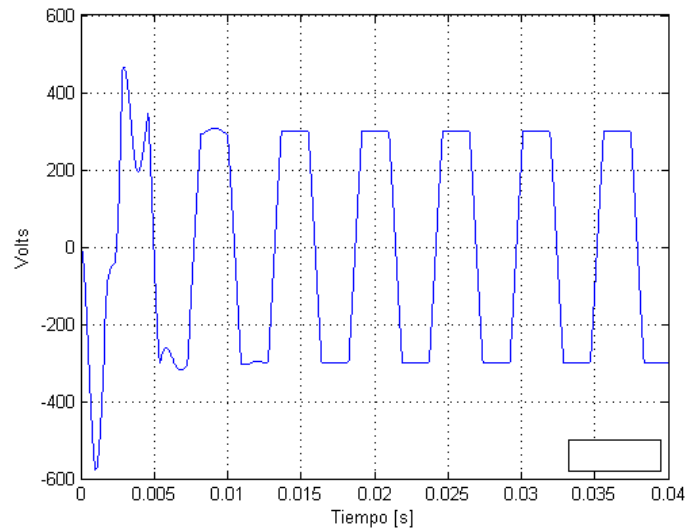


Figura 3.1. 7: Fuerza contra electromotriz de la fase A.

3.6 Requerimientos de par, velocidad y potencia en el vehículo eléctrico

Antes de establecer las características de desempeño del motor eléctrico, se deben conocer los requerimientos que el VE necesita. Es decir, cual es la potencia mínima que el motor debe desarrollar, la magnitud del par requerido para mover al VE y la velocidad angular que debe alcanzar.

Las exigencias que demanda un VE van acorde a los patrones de conducción que se deseen seguir. Distintos ciclos o perfiles de conducción se encuentran reportados en la literatura. Estos tratan de emular los patrones típicos de manejo de vehículos en zonas urbanas. En la mayoría de los perfiles de conducción la velocidad del VE es variable durante intervalos de tiempo fijos, existen periodos de aceleración y desaceleración, así como velocidad cero. Esta característica de velocidad variable demanda un par y potencia determinados que el motor eléctrico debe ser capaz de suministrar.

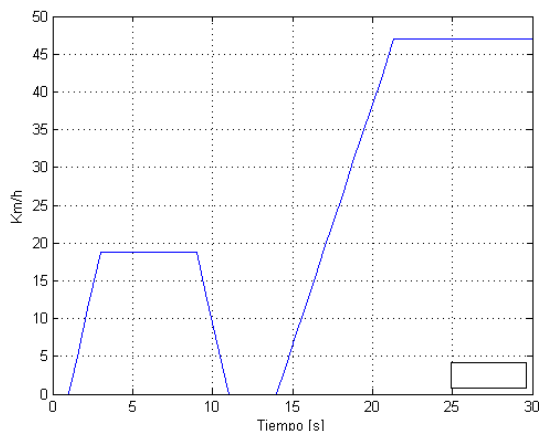
Uno de los perfiles de conducción desarrollado para probar el desempeño de un VE es el *Federal Urban Driving Schedule* (FUDS), el cual tiene una duración de 1500 segundos; se realizó una versión reducida de éste, el *Simplified Federal Urban Driving Schedule* (SFUDS) con una duración de 360 segundos. Para evaluar el desempeño del vehículos pequeños se hace uso del ciclo de conducción Europeo (ECE-15), el cual es un perfil más simple con periodos a velocidad constante y aceleración constante [Larmine y Lowry, 2003].

A manera de cuantificar la magnitud de los requerimientos del VE de acuerdo a un ciclo de conducción determinado, se realizó la simulación de la dinámica del VE considerando los patrones de conducción ECE-15 y SFUDS. Cabe mencionar que estas pruebas se realizaron considerando que a lo largo de la trayectoria de velocidad, el ángulo de la pendiente del terreno es cero.

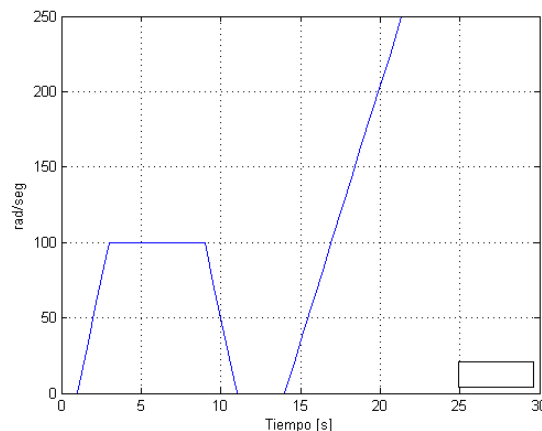
De acuerdo al modelado del VE, se puede determinar la fuerza de tracción requerida para moverlo, y posteriormente obtener el par, potencia y velocidad angular que debe desarrollar el motor eléctrico. EL par requerido se obtiene a partir de las ecuaciones (3.38). Con las ecuaciones (3.28) se obtienen la velocidad angular.

En la figura 3.1.8 se muestra los resultados obtenidos considerando el ciclo de conducción ECE-15. Como se puede observar, este perfil de conducción tiene períodos de aceleración y desaceleración constantes, así como periodos a velocidad constante y velocidad cero.

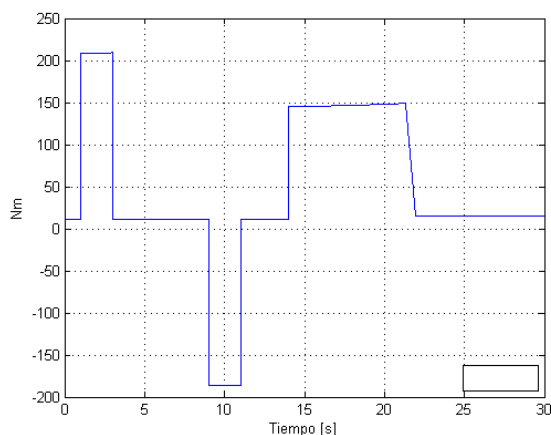
Para que el VE pueda acelerar y desacelerar, es necesario que el motor eléctrico proporcione la potencia mecánica y el par adecuado para lograrlo. Es por esto que, de acuerdo a la gráfica mostrada en la parte inferior izquierda de la figura 3.1.8, en los periodos de aceleración, el motor debe proporcionar un par electromagnético que vaya en el mismo sentido de giro del rotor, esto es, un par electromagnético positivo y así trabajar en el modo motor. Debido a que la aceleración es constante, así también lo es el par electromagnético requerido.



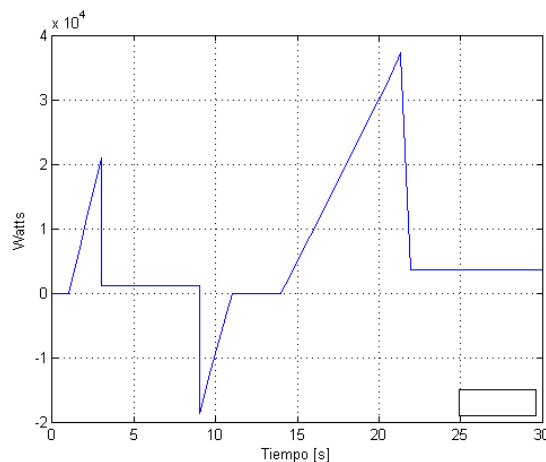
(a) Perfil de conducción ECE-15 en Km/h



(b) Perfil de conducción ECE-15 en Rad/seg



(c) Par de carga



(d) Potencia mecánica

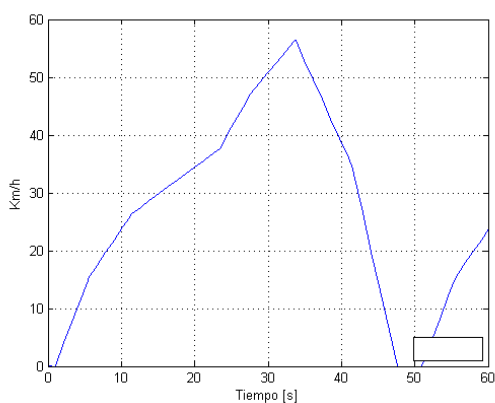
Figura 3.1. 8: Requerimientos del VE de acuerdo al perfil ECE-15.

En los periodos de desaceleración, el motor eléctrico debe proporcionar una fuerza tal que se oponga a que el rotor continúe girando a la misma velocidad y empezar a reducirla paulatinamente hasta que llegue a cero de acuerdo al perfil de conducción requerido. Al

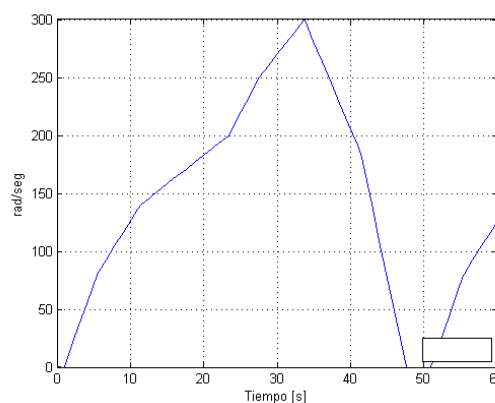
generar un par electromagnético en sentido contrario al giro del rotor, esta fuerza se opone al movimiento hasta que detiene el VE.

En los periodos de velocidad constante, llamada también velocidad crucero [Durán, 2004], el par electromagnético requerido es también constante y de magnitud menor comparado con los periodos de aceleración y desaceleración. Esto es debido a que la fuerza de tracción F_e depende de la razón de cambio de la velocidad del VE; si esta razón de cambio es cero, entonces la fuerza de tracción será menor y así también el par electromagnético requerido.

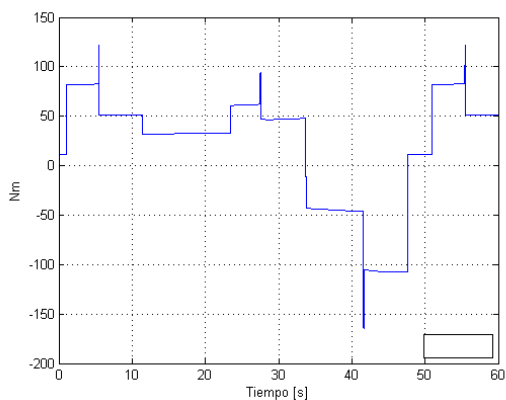
Con este perfil de conducción, y de acuerdo a las características de construcción del VE, la velocidad máxima que debe alcanzar el VE es de 47 Km/h y de acuerdo a la razón de transmisión y radio de la llanta, el motor eléctrico debe desarrollar una velocidad máxima de 250 rad/s .



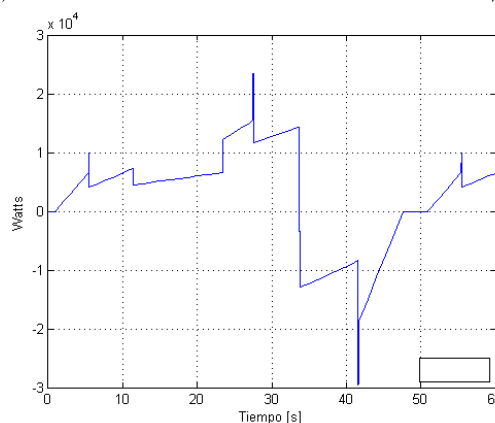
(a) Perfil de conducción SFUDS en Km/h



(b) Perfil de conducción SFUDS en Rad/seg



(c) Par de carga



(d) Potencia mecánica

Figura 3.1. 9: Requerimientos del VE de acuerdo al perfil SFUDS.

EL par electromagnético máximo que el motor eléctrico requerido es de 210 Nm para el modo motor y 185 Nm para el modo frenado. La potencia máxima que el motor eléctrico debe entregar es de 37 KW.

En la figura 3.1.9 se muestra en la esquina superior izquierda el perfil de conducción SFUDS, el cual tiene una duración de 60 segundos con una velocidad máxima de 56 *Km/h*. Para lograr esta velocidad, el motor eléctrico debe desarrollar una velocidad angular de 300 *rad/s* de acuerdo al sistema de transmisión de las llantas.

El perfil SFUDS presenta periodos de aceleración y desaceleración y no tiene intervalos de velocidad constante. Además, existen períodos de inactividad en el VE, esto es, velocidad cero.

En la parte inferior izquierda de la figura 3.1.9 se muestra el perfil de par que debe desarrollar el motor eléctrico, siendo el par máximo requerido 82 Nm en modo motor y 105 Nm en modo frenado. Cabe mencionar que si el periodo de tiempo del ciclo de conducción es disminuido, entonces el par requerido será mayor, de la misma manera aumentará la potencia mecánica requerida. Por último la potencia requerida para este ciclo de conducción tiene un valor máximo de 29.6 KW.

Control del motor brushless de corriente directa

En los capítulos anteriores se abordó la teoría relacionada con la operación y construcción del motor brushless de corriente directa, del convertidor electrónico de potencia y de la dinámica del vehículo eléctrico. En este capítulo se presenta el estudio de la técnica de control a utilizar, también se presenta el diseño de los esquemas de control en donde se utilizan esquemas de control PI e Histéresis. Finalmente se describen los resultados de las pruebas en simulación realizadas.

En el pasado, los motores de CD fueron utilizados en muchas aplicaciones en donde se requería una velocidad variable, en particular los motores de CD de excitación separada han sido usados principalmente donde se requiere una respuesta rápida de par. Sin embargo los motores de CD tienen desventajas, debido a que usan un conmutador y escobillas requieren de mantenimiento periódico, además, no se pueden utilizar en ambientes explosivos o corrosivos.

Todos estos problemas se solucionan utilizando motores de CA los cuales tienen una estructura simple y robusta, casi no requieren mantenimiento, son económicos y de menor tamaño que los motores de CD. Por otra parte, los motores brushless de corriente directa son motores que comporten características tanto de los motores de CA como de CD, Al tener una estructura muy similar a los motores de CA síncronos poseen características constructivas similares y de funcionamiento, además de no utilizar escobillas, por otra parte, sus características dinámicas y de potencia se asimilan a un motor de CD.

El control de MBLDC al tener un flujo magnético de forma de onda trapezoidal no comparte muchas de las técnicas de control de motores de CA, debido a que en su mayoría el flujo magnético que circula en el entrehierro es de forma de onda senoidal. Es por esto que la mayoría de las técnicas de control del MBLDC resultan en su mayoría menos complejas de aplicar.

4.1 Introducción

Un controlador integral, proporcional y derivativo en un mecanismo de lazo cerrado muy utilizado en sistemas de control industriales. Un controlador PID es capaz de corregir el error entre la señal medida y la deseada o el valor de referencia, calculando y posteriormente suministrando una señal de control que ajusta el proceso adecuadamente manteniendo el objetivo de control. Actualmente es uno de los controladores más utilizados como primer lazo de control en MBLDC [Chang-Lian, 2012].

Los cálculos que lleva a cabo el controlador PID se separan en tres partes, proporcional, integral y derivativa; la parte proporcional reacciona en proporción a la magnitud del error entre la señal medida y la deseada, la parte integral determina el área bajo la curva del error conservando información pasada del error y así reaccionar ante el error actual y la parte derivativa se anticipa al error.

La ley de control correspondiente al controlador PID se expresa como:

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (4.39)$$

donde, $e(t)$ es igual a la diferencia entre el valor de referencia y la señal medida.

Por otro lado el control por histéresis es uno de los esquemas de control en lazo cerrado más sencillos donde el valor de la variable controlada es forzado a permanecer entre ciertos límites alrededor de su valor deseado. Por ejemplo, para controlar la velocidad de un motor, el motor es apagado si la velocidad excede el valor de referencia y se enciende cuando la velocidad del motor está por debajo de esta. Las desventajas del controlador de histéresis son las altas e incontrolables frecuencias de conmutación cuando una banda muy estrecha es propuesta.

4.2 Planteamiento del problema

Se considera que el MBLDC es alimentado por un inversor trifásico, el modelo del MBLDC está dado por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_e & 0 & 0 \\ 0 & r_e & 0 \\ 0 & 0 & r_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (4.40)$$

Estas ecuaciones representan el modelo matemático de la parte eléctrica del motor, para la parte mecánica se tiene:

$$\tau_{em} - \tau_{load} - B\omega_m = J \frac{d\omega_m}{dt}, \quad (4.41)$$

Donde la carga τ_{load} es el vehículo eléctrico, el VE está representado por el siguiente modelo:

$$\tau_{em} = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + \frac{r}{n_g G} (ma + \mu_{rr} mg \cos(\varphi) + \frac{1}{2} \rho AC_d v^2 + mg \sin(\varphi)). \quad (4.42)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{n_g G^2}{J n_g G^2 + m r^2} \left[\tau_{em} - B\omega_m - \frac{r}{n_g G} \left(\mu_{rr} mg \cos(\varphi) + \frac{1}{2} \rho AC_d \left(\frac{r}{G} \right)^2 \omega_m^2 + mg \sin(\varphi) \right) \right]. \quad (4.43)$$

El problema de control es: dado un vehículo eléctrico impulsado por un MBLDC y todo el sistema representado por las ecuaciones (4.40) y (4.43), suponer que todos los estados están disponibles para su medición, los parámetros del motor y del VE son conocidos, diseñar un controlador que logre el seguimiento de trayectoria de velocidad asegurando el acotamiento de las señales y la estabilidad interna del sistema.

4.3 Diseño del controlador

El diseño del controlador se divide en tres secciones: control PI de velocidad, generador de referencia de corriente y control de corriente (regulador por histéresis). En la figura 4.1 se ilustra el esquema del controlador propuesto.

4.3.1 Control PI de velocidad

El control PI de velocidad es el primer lazo de control el cual obedece a la siguiente ley de control:

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) d\tau \quad (4.44)$$

donde $e(t)$ es el error de velocidad del sistema, definido como la diferencia entre la velocidad deseada y la velocidad medida. En primera instancia $u(t)$ debería ser el par requerido en la máquina, τ_{em} . Debido al controlador propuesto, se considera el esfuerzo de control como la corriente deseada, permitiendo demostrar que $\tau_{em} = k i_{a,b,c}$ la cual esta relacionada con la ecuación (3.24), donde $i_{a,b,c}$ es la corriente de cada devanado respectivamente y $k = 2n_p \lambda$. En particular nos interesa la corriente, entonces $i_{a,b,c} = \tau_{em} / k$, así $u(t)$ es la corriente que se requiere para generar dicho par electromagnético y de esta manera disminuir el error entre la velocidad deseada y la medida. Para este caso solamente se tiene una corriente $I_{ref} = i_{a,b,c}$, esta es tratada en la siguiente sección.

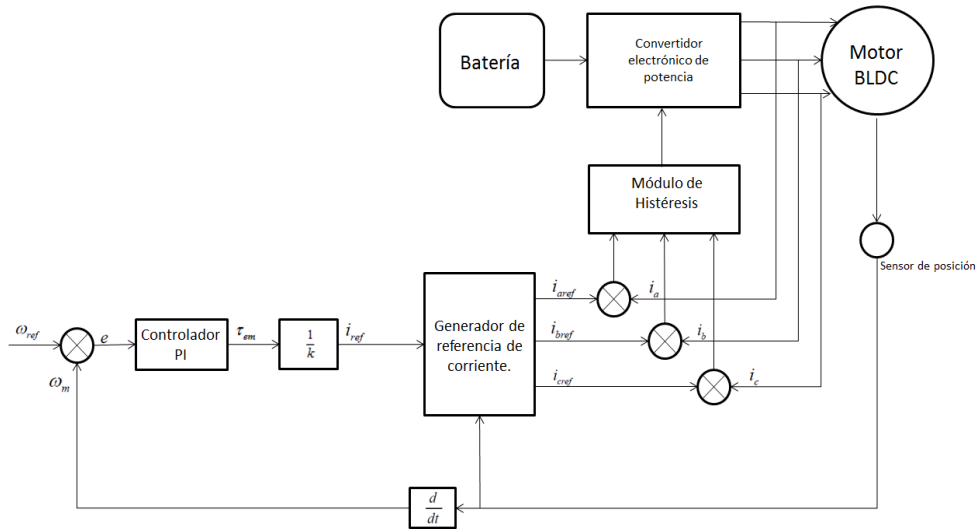


Figura 4. 1: Esquema del controlador.

4.3.2 Generador de referencia

Para que el motor opere de manera eficiente es necesario que la corriente desarrollada sea de forma de onda cuadrada, como se muestra en la figura 4.2 y esté en fase con la fuerza contraelectromotriz $e_{a,b,c}$, logrando así el máximo par posible. Se propone un generador de corriente para asegurar el cumplimiento de esta condición, el cual está en función del

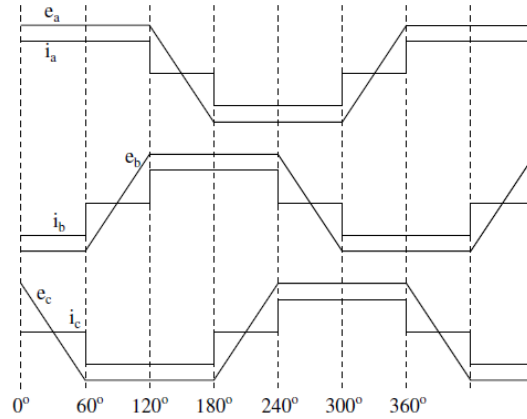


Figura 4. 2: Fuerza contraelectromotriz y corrientes de la fase A.

ángulo eléctrico θ_e . En la tabla 4.1 se muestran los valores de corriente en función del ángulo eléctrico del motor para este caso en particular. Cabe mencionar que el valor de I_{ref} es el mismo para todas las corrientes de fase, lo único que cambia es su signo y ángulo de fase. La forma de onda de esta señal de referencia es de onda cuadrada como se aprecia en las corrientes de la figura 4.2.

Para lograr que las corrientes del motor tengan una forma de onda cuadrada, se requiere controlar las corrientes i_a, i_b, i_c , de tal manera que sigan a las corrientes de referencia I_{a_ref} ,

$$I_{b_ref}, I_{c_ref}.$$

Tabla 4. 1 Corrientes de referencia.

θ_e	I_{a_ref}	I_{b_ref}	I_{c_ref}
$0 \leq \theta_e < \frac{\pi}{6}$	0	$-I_{ref}$	I_{ref}
$\frac{\pi}{6} \leq \theta_e < \frac{\pi}{2}$	I_{ref}	$-I_{ref}$	0
$\frac{\pi}{2} \leq \theta_e < \frac{5\pi}{6}$	I_{ref}	0	$-I_{ref}$
$\frac{5\pi}{6} \leq \theta_e < \frac{7\pi}{6}$	0	I_{ref}	$-I_{ref}$
$\frac{7\pi}{6} \leq \theta_e < \frac{3\pi}{2}$	$-I_{ref}$	I_{ref}	0
$\frac{3\pi}{2} \leq \theta_e < \frac{11\pi}{6}$	$-I_{ref}$	0	I_{ref}
$\frac{11\pi}{6} \leq \theta_e < 2\pi$	0	I_{ref}	I_{ref}

4.3.3 Controlador de corriente

El enfoque de este controlador es regular la corriente por medio de módulos de histéresis. En principio se tienen las señales de referencia I_{a_ref} , I_{b_ref} , I_{c_ref} junto con las corrientes reales de cada fase del MBLDC; el error de estas dos señales entran al módulo de histéresis, y la salida del módulo controlador opera como una señal de control para el inversor, generando las señales PWM que alimentan a cada elemento IGBT que lo componen; en la figura 4.3 se muestra el bloque de control de corriente.

Las señales PWM que activan a cada IGBT están en función del error $e_i(t) = I_{i_ref} - i_i$, donde $i = a, b, c$ respectivamente, cabe mencionar que las corrientes de referencia varían su magnitud en función del esfuerzo de control $u(t)$ y su frecuencia en función del ángulo eléctrico θ_e , por lo que, el controlador debe asegurar que las corrientes desarrolladas por el motor sigan a la referencia en todo momento.

Esto se logra al suministrar el voltaje correspondiente a cada fase con cierta magnitud y frecuencia, tal que la corriente se comporte como la de referencia, a través de los módulos de

histéresis. Los cuales al detectar que el error $e_i(t)$ está fuera del margen de histéresis, mandan a activar el IGBT de la rama correspondiente.

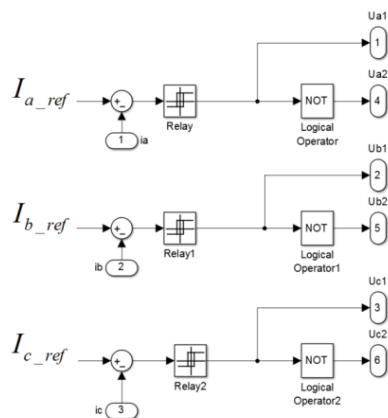


Figura 4. 3: Diagrama a bloques del controlador de corriente.

4.4 Resultados de simulación

En esta sección se muestra el desempeño del sistema del control propuesto en la figura 4.1. Se realizan diversas pruebas bajo diferentes condiciones de operación, es decir; cambios en el ángulo de la pendiente de la superficie sobre la cual circula el VE. Todas las simulaciones se realizaron con MATLAB/Simulink. El MBLDC usado en la simulación es el B26S, este motor se encuentra conectado en estrella y lo fabrica la empresa italiana HDT de 27,415 W, sus parámetros se listan en la tabla 4.2 junto con los coeficientes mecánicos del VE.

Tabla 4. 2: Parámetros del MBLDC y VE.

Parámetro	Magnitud	Parámetro	Magnitud
λ	0.262 $Vs/rad.$	ρ	1.23 Kg/m^3
B	0.00001 $Nms/rad.$	A	2.66 m^2
n_p	4	C_d	0.23
$L - M$	0.0012 H	G	5.5
J	0.022 Kgm^2	u_{rr}	0.015
r_e	0.121 $Ohms$	n_g	0.95
Bus de cd	600 V	m	1366 Kg
r	0.2876 m	g	9.28 m/s^2

Los valores de las ganancias del controlador propuesto usadas en todas las simulaciones son; $k_p = 1200$ y $k_i = 80$, la banda de histéresis que es de 2 A, las ganancias del controlador se obtuvieron a partir de Ziegler-Nichols.

Las simulaciones realizadas para probar el desempeño del controlador propuesto se agrupan de la siguiente manera:

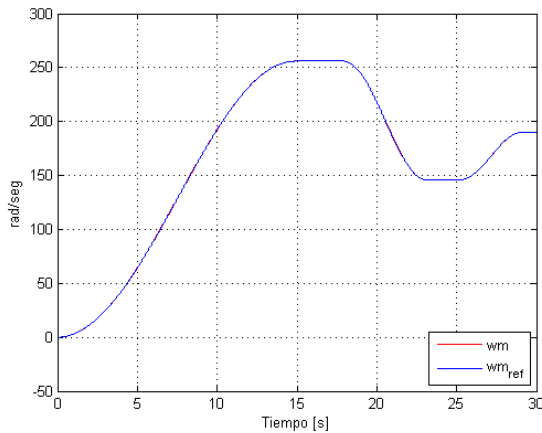
- Simulación bajo el perfil de conducción propuesto en [Langarica, 2010] y [Duran, 2013]
 - Simulación del sistema de control bajo condiciones nominales y sin perturbaciones mecánicas de ningún tipo.
 - Simulación del sistema de control con cambios en el ángulo φ de la superficie sobre la cual circula el VE.
 - Simulación bajo variaciones en el ángulo de superficie con el módulo de saturación activado
- Simulación bajo el perfil de conducción ECE-15
 - Simulación del sistema de control bajo condiciones nominales y sin perturbaciones mecánicas de ningún tipo.
 - Simulación del sistema de control con cambios en el ángulo φ de la superficie sobre la cual circula el VE
 - Simulación del sistema de control con cambios en el coeficiente de fricción u_{rr}
- Simulación bajo el perfil de conducción SFUDS
 - Simulación del sistema de control bajo condiciones nominales y sin perturbaciones mecánicas de ningún tipo.

4.4.1 Simulación bajo condiciones nominales de operación

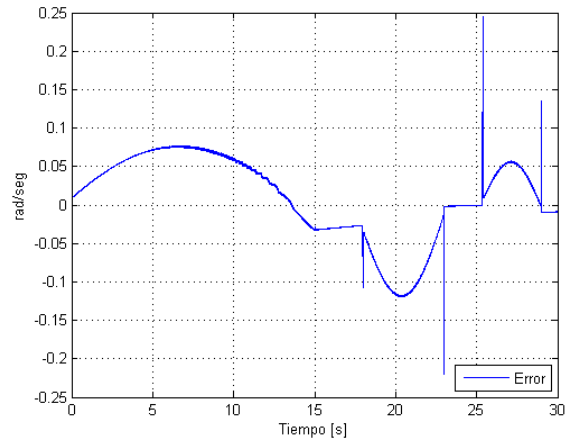
En esta sección se muestra el desempeño del controlador bajo condiciones nominales, es decir, que no existe ningún tipo de variación en los parámetros del motor, además, el VE circula por una superficie cuyo ángulo de inclinación es cero en todo momento $\varphi = 0$. El perfil de conducción es propuesto en [Langarica, 2010] y [Duran, 2013] en donde se evalúa el desempeño de un VE similar.

La figura 4.4 (a) muestra el seguimiento de velocidad deseada. La referencia tiene un perfil acorde con la conducción de un VE, es decir, presenta aceleración, velocidad constante y desaceleración. La magnitud máxima de la referencia llega a $265 \text{ rad} / \text{seg}$ que equivale a 50

Km/hr . El error de velocidad angular $e(t) = \omega_{ref} - \omega_m$ se muestra en la figura 4.4 (b) la amplitud máxima del error es de 0.119 rad/seg y se presenta en el instante $t = 20.35 \text{ s}$, en este punto el error es de 0.0583% con respecto a la referencia.



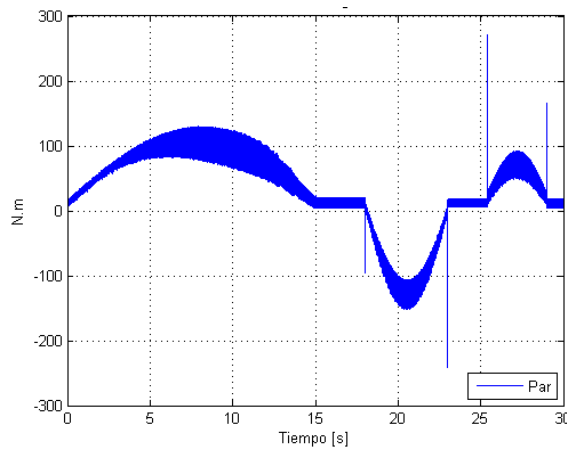
(a) Velocidad angular



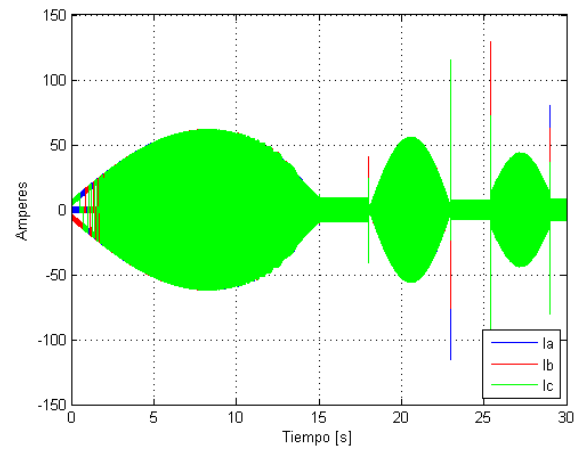
(b) Error de velocidad angular

Figura 4. 4: Seguimiento de velocidad bajo condiciones nominales de operación.

A continuación se muestran el par y corrientes que desarrolló el motor operando bajo condiciones nominales. En la figura 4.5 (a) se muestra el par electromagnético que desarrolló el motor, el cual presenta una amplitud máxima de 128 N.m .



(a) Par electromagnético



(b) Corrientes i_a, i_b e i_c

Figura 4. 5: Par y corrientes desarrolladas por el motor bajo condiciones nominales de operación.

Se observa que el par que desarrolla presenta oscilaciones, esto es debido al efecto de las conmutaciones de los dispositivos semiconductores de potencia y al efecto de histéresis. En la figura 4.5 (b) se muestran las corrientes trifásicas que desarrolla el MBLDC, estas son balanceadas y presentan una amplitud pico de 61.5 A.

Cabe mencionar que la respuesta del Par electromagnético presenta pares negativos, esto se debe a que al momento en el que vehículo pierde velocidad lo logra frenando con motor, esto es cuando el motor requiere perder velocidad, por lo que genera un par negativo para contrarrestar el exceso de velocidad y no con un mecanismo de frenado mecánico, neumático o electromecánico.

La señal de control I_{ref} se muestra en la figura 4.6 (a) la cual se relaciona con las corrientes I_{a_ref} , I_{b_ref} , I_{c_ref} estas son afectadas en relación al modo de operación descrito en “Generador de referencia” por la tabla 3.1. En la figura 4.6 (b) se muestran los voltajes trifásicos que alimentan al MBLDC y son generados en relación a los módulos de histéresis que componen al controlador de corriente, cabe mencionar que el voltaje aplicado en todo momento es de la misma magnitud y solamente varía la frecuencia con el que es suministrado al motor.

Por otra parte se observan picos en la mayoría de las figuras mostradas, esto se debe que al existir un cambio en la velocidad, y en relación a la forma en que opera el MBLDC el par se ve incrementado bruscamente para adaptarse a los cambios de velocidad que se presentan. Además es necesario que la corriente se sincronice con la fuerza contraelectromotriz.

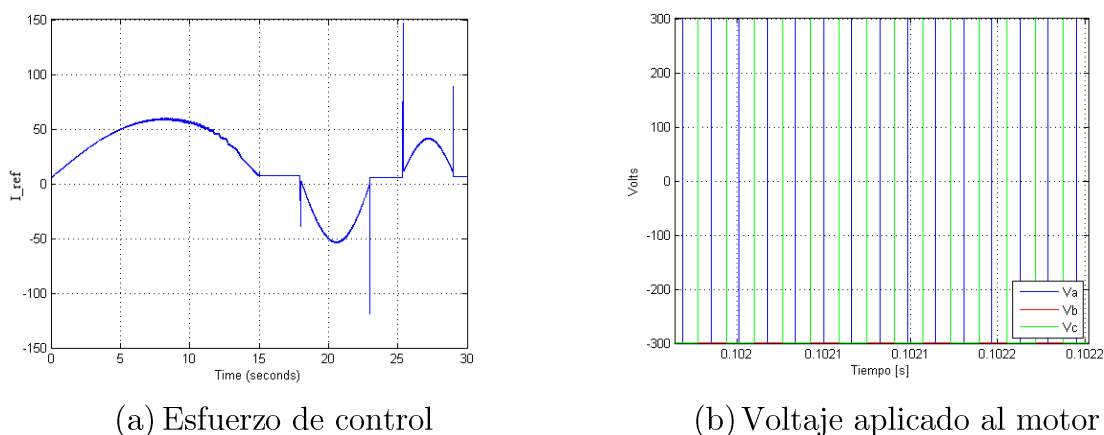
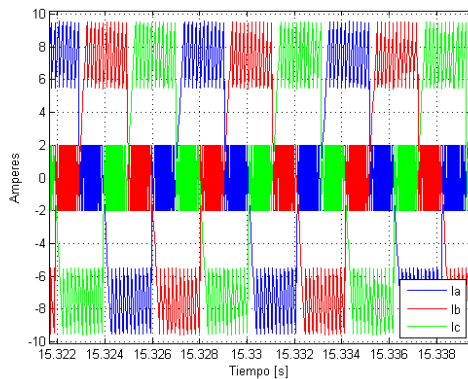
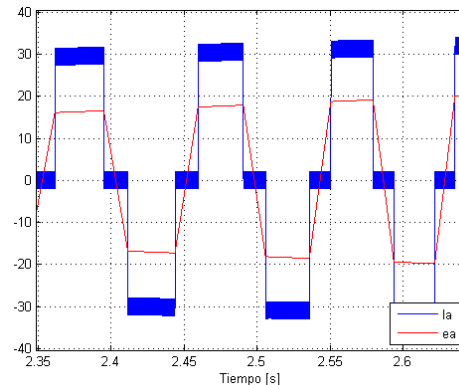


Figura 4. 6: Esfuerzo de control y Voltaje trifásico bajo condiciones nominales de operación.

En la figura 4.7 (a), se muestran las corrientes trifásicas que desarrolla el motor al llegar a estado estacionario, esto es cuando el VE alcanza una velocidad angular de 265 Rad/seg en donde la corriente toma el valor de 9.1 A , de esta misma figura se puede apreciar la ventana de histéresis que en este caso es de $[-2, 2] \text{ A}$.



(a) Corrientes trifásicas en estado estacionario.



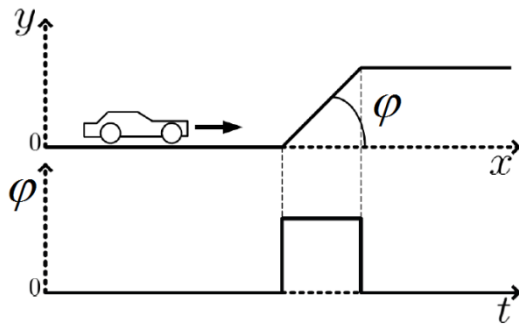
(b) Corriente y fuerza contraelectromotriz en estado estacionario.

Figura 4. 7: Corrientes desarrolladas por el motor bajo condiciones nominales de operación.

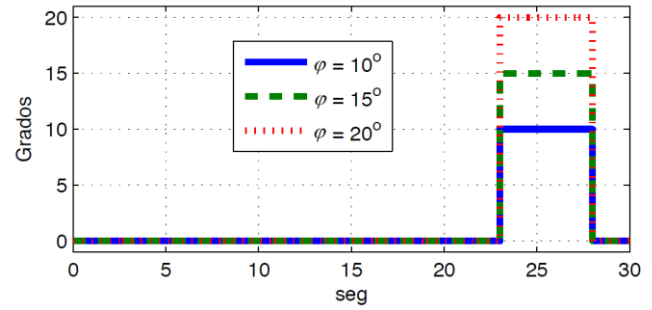
Para que el motor opere de manera correcta el voltaje generado o fuerza contraelectromotriz debe estar en fase con la corriente del motor por fase, lo cual se cumple y se ilustra en la figura 4.7 (b), al estar en fase estas dos señales, se garantiza que el par generado es máximo.

4.4.2 Simulación bajo variaciones en el ángulo de superficie

Con el objetivo de evaluar el controlador de velocidad, se realizan pruebas en simulación en donde el ángulo de superficie sobre el cual circula el VE varía; esta variación se presenta en un tiempo finito. La figura 4.8(a) ilustra el camino sobre el cual circula el VE (x y y son los ejes horizontales y verticales sobre los cuales se desplaza el VE); de inicio, este camino tiene una pendiente de ángulo φ igual a cero, posteriormente cuando la rampa inicia el ángulo φ es mayor a cero y constante, finalmente al término de la rampa el ángulo vuelve a tomar el valor de cero. La figura 4.8(b) muestra el cambio del ángulo φ para las simulaciones. Se escogieron los valores de 10° , 15° y 20° con inicio en el instante $t=23\text{seg.}$ y su fin en el instante $t=28 \text{ seg.}$



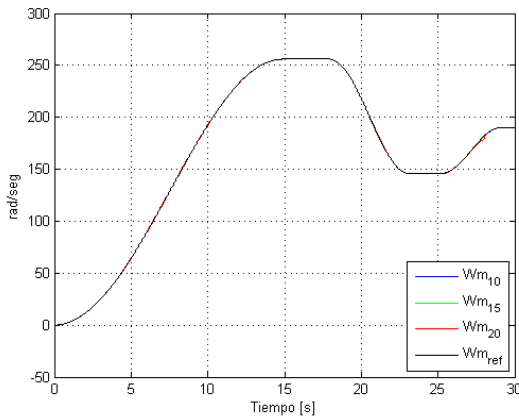
(a) Representación gráfica



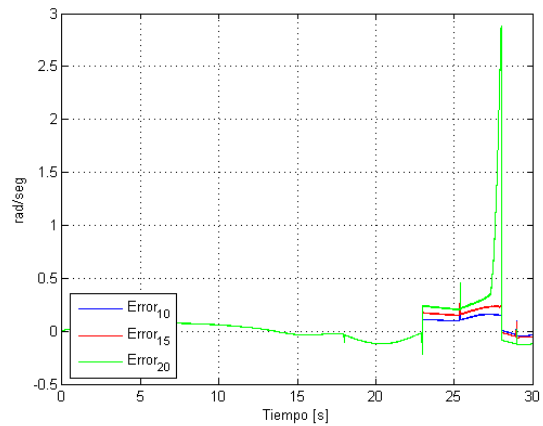
(b) Perfil de cambio del ángulo φ

Figura 4. 8: Cambio en el ángulo φ de la superficie sobre la cual circula el VE.

La figura 4.9 (a) se muestra el seguimiento de velocidad deseada bajo los tres casos, el desempeño en los tres casos es muy similar, sin embargo se puede apreciar en la figura 4.9 (b) que el error para el caso $\varphi = 20^\circ$ el error incrementa su magnitud presentado un pico de 2.882 rad / seg , este se presenta en el instante $t = 28 \text{ seg}$, en este punto el error es de 1.5591% con respecto a la referencia.



(a) Velocidad angular



(b) Error de velocidad angular

Figura 4. 9: Seguimiento de velocidad deseada con cambios en φ en el control de velocidad.

El par electromagnético generado por el MBLDC en los tres casos se muestra en la figura 4.10. Los pares generados antes del instante $t = 23 \text{ seg}$ son idénticos, ya que el VE se encuentra en una superficie con pendiente $\varphi = 0^\circ$, al presentarse el cambio en la pendiente se observa que en los tres casos los pares incrementan, en el instante $t = 28 \text{ seg}$ el par decrece a cero.

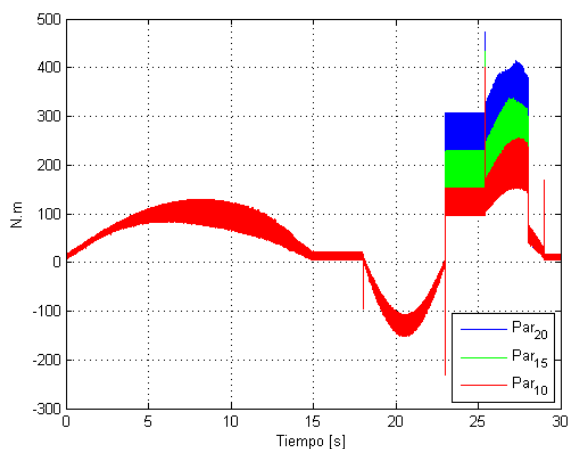
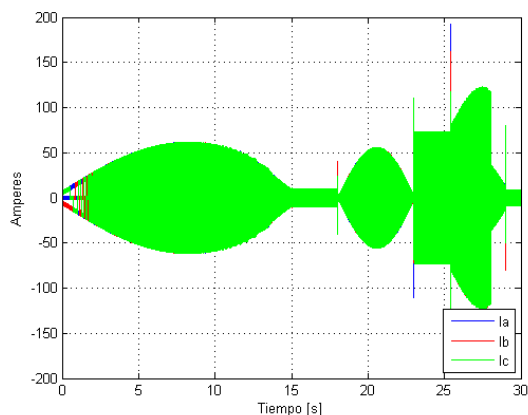


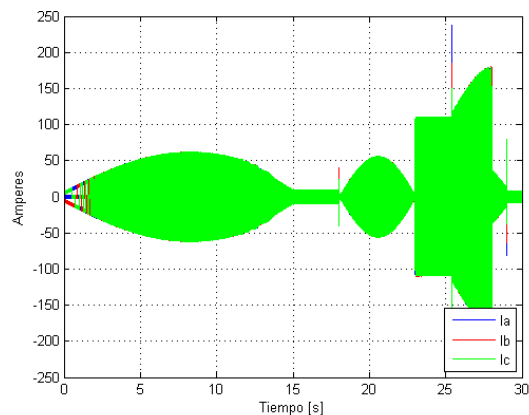
Figura 4. 10: Par electromagnético desarrollado por el MBLDC bajo cambios en φ .

A continuación se muestran las corrientes desarrolladas en el MBLDC para los tres casos:

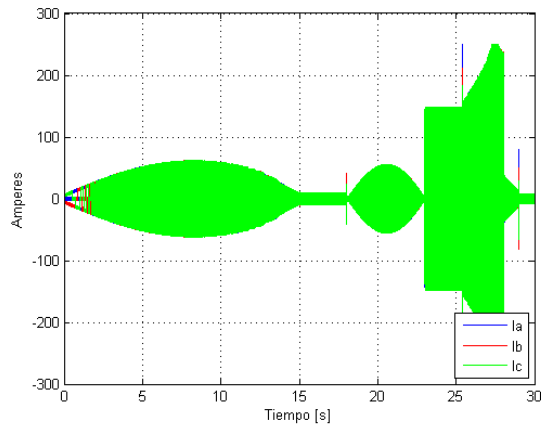
En la figura 4.11(a) se muestra las corrientes desarrolladas por el MBLDC cuando $\varphi = 10^\circ$, en este caso la corriente toma un valor máximo de 123A. En la figura 4.11(b) se muestra las corrientes cuando $\varphi = 15^\circ$ y estas toman un valor máximo de 178A.



(a) Corrientes i_a, i_b y i_c cuando $\varphi = 10^\circ$



(b) Corrientes i_a, i_b y i_c cuando $\varphi = 15^\circ$



(c) Corrientes i_a, i_b, i_c cuando $\varphi = 20^\circ$

Figura 4. 11: Corrientes desarrolladas por el MB bajo cambios en φ .

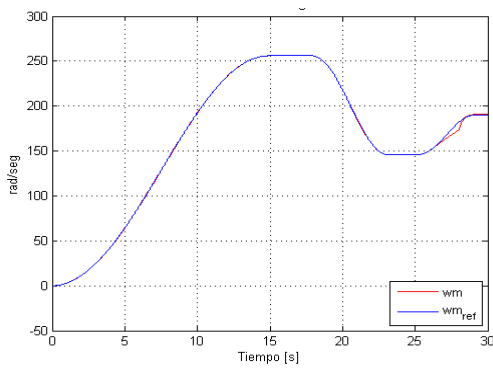
Por último en la figura 4.11(c) cuando $\varphi = 20^\circ$, en donde las corrientes crecen hasta 250A.

4.4.3 Simulación bajo variaciones en el ángulo de superficie con el módulo de saturación activado

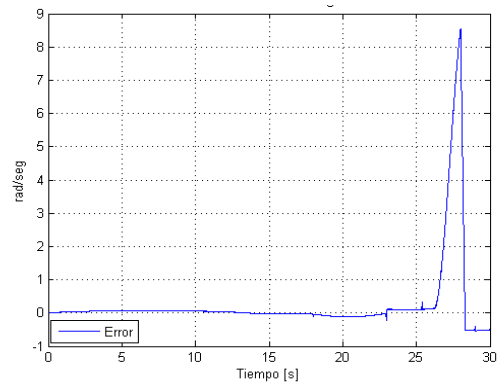
Con el objetivo de evaluar el controlador de velocidad, se realizan pruebas en simulación en donde se considera un modulo de saturación el cual satura la corriente a un 100 A. A su vez el par se ve acotado.

En el tiempo inicial, el perfil tiene un ángulo $\varphi = 0^\circ$; tiempo después, el ángulo toma un valor constante $\varphi = 10^\circ$, en el instante que la rampa inicia su pendiente ascendente en $t = 23s$; finalmente, al término de la rampa en el instante $t = 28s$, el ángulo vuelve a ser igual a cero.

La figura 4.12(a) se muestra el seguimiento de velocidad deseada el error incrementa su magnitud presentado un pico de 8.5 rad / seg



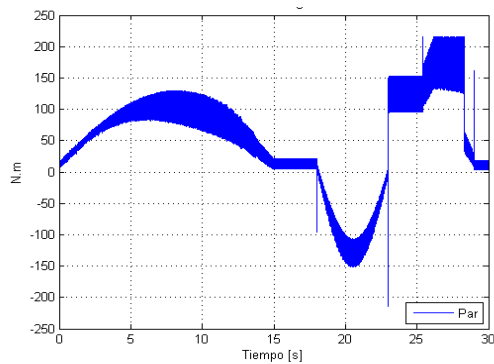
(a) Representación gráfica



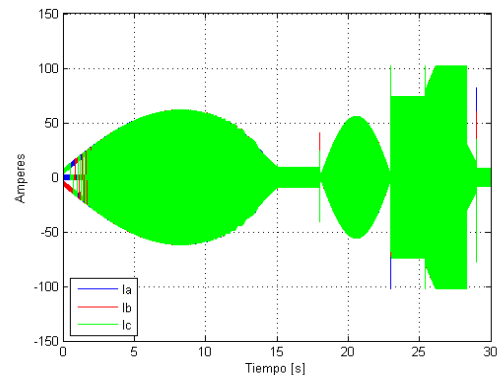
(b) Perfil de cambio del ángulo φ

Figura 4. 12: Cambio en el ángulo φ de la superficie sobre la cual circula el VE.

En la figura 4.13 se muestra el par desarrollado por el motor, en donde la amplitud máxima del par es de $215Nm$ en el instante $t = 26.38seg$. También se presentan las corrientes trifásicas, estas toman un valor máximo de $100A$. Estos resultados muestran que el control propuesto es capaz de seguir la trayectoria de referencia sin perder la estabilidad del sistema. Cabe mencionar que el control se ve comprometido debido a la saturación de la corriente I_{ref} ya que limita la potencia de salida del motor, además si el ángulo de inclinación toma un valor mayor a 10° el error de velocidad angular crece considerablemente.



(c) Velocidad angular



(d) Error de velocidad angular

Figura 4. 13: Seguimiento de velocidad deseada con cambios en φ en el control de velocidad.

4.4.4 Prueba 1: Perfil ECE-15 con pendiente del terreno igual a cero

En esta sección se muestra el desempeño del sistema de control bajo el perfil de manejo ECE-15. Para esta prueba no existe ningún cambio en la superficie del terreno por la cual circula el VE, además, los parámetros del motor y el vehículo no presentan cambios. En la figura 4.14 se muestra el seguimiento de velocidad el cual debido a tiempo de procesamiento del algoritmo de control en MATLAB®, la prueba se realizó sólo tomando en cuenta los primeros 30 segundos del perfil.

En la figura 4.14 (a) y (b) se muestra el seguimiento de velocidad y el error de velocidad angular con el perfil de conducción ECE-15. Se observa que el seguimiento de velocidad es adecuado tanto para los periodos de aceleración y desaceleración variable. La figura 4.14 (b) muestra el error de velocidad que existe entre el perfil ECE-15 y la velocidad del VE, la amplitud máxima del error es de 0.17 rad/seg y se presenta en el instante $t=1$ seg.

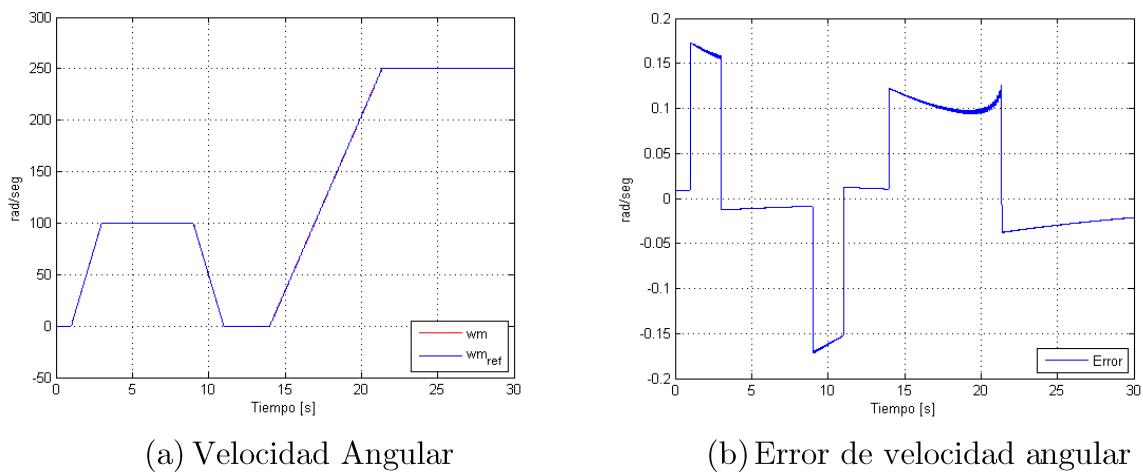


Figura 4. 14: Seguimiento de velocidad con el perfil de conducción ECE-15.

Las siguientes figura 4.15 (a) y (b) muestran el par electromagnético generado y corrientes trifásicas que desarrolló el motor bajo el perfil de conducción ECE-15. En la figura 4.15 (a) se muestra el par electromagnético, el cual presenta una amplitud máxima de 210 N.m.

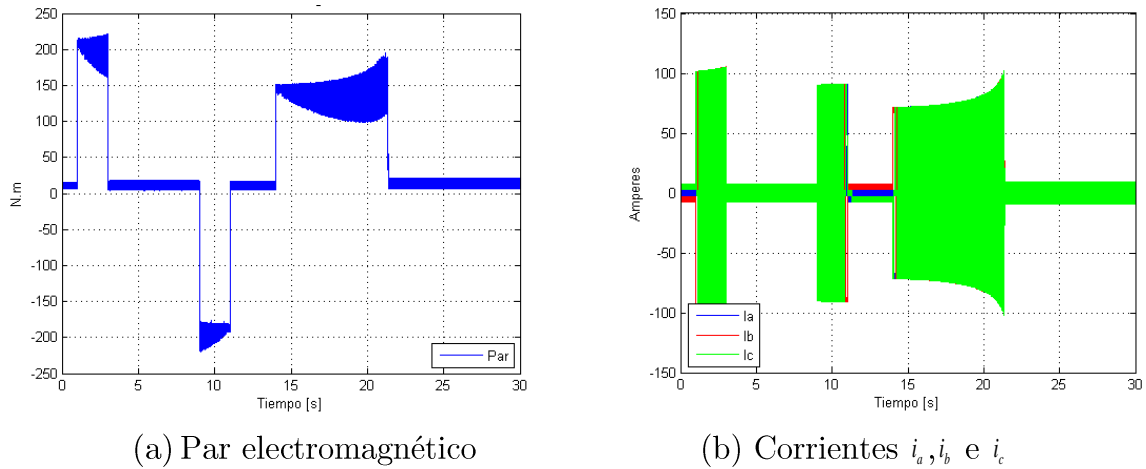


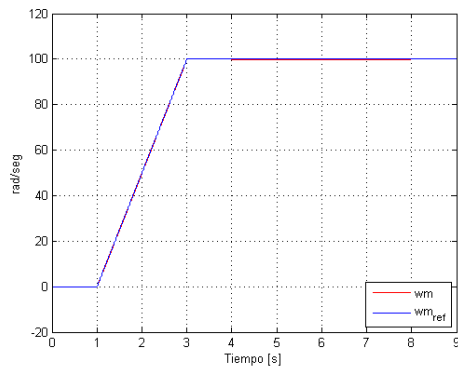
Figura 4. 15: par y corrientes desarrollados por el motor bajo el perfil de conducción ECE-15.

En la figura 4.15(b) se muestra las corrientes desarrolladas por el MBLDC; en este caso la corriente toma un valor máximo de 105 A; la corriente demandada por el motor no es de gran magnitud y no fue requerido el saturador de corriente para lograr esto.

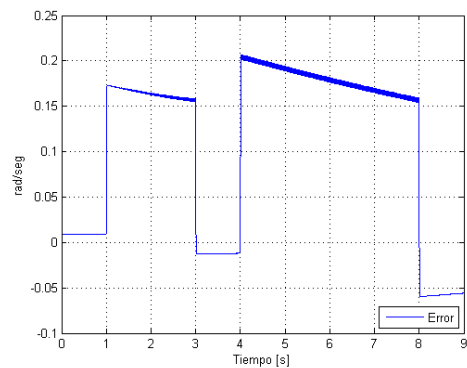
4.4.5 Prueba 2: Perfil ECE-15 con pendiente del terreno $\varphi = 20^\circ$

En esta sección se muestra el desempeño del sistema de control bajo el perfil de manejo ECE-15. Para esta prueba se presenta un cambio en la superficie del terreno por la cual circula el VE, en este caso se considera una pendiente de 20° , la cual se presenta en $t = 4$ seg. Por otra parte, los parámetros del motor y el vehículo no presentan cambios. En la figura 4.15 se muestra el seguimiento de velocidad el cual debido al tiempo de procesamiento del algoritmo de control en MATLAB®, la prueba se realizó sólo tomando en cuenta los primeros 9 segundos del perfil.

En la figura 4.16 (a) y (b) se muestra el seguimiento de velocidad y el error de velocidad angular con el perfil de conducción ECE-15. En la figura 4.16 (a) se observa que el seguimiento de velocidad es adecuado. La figura 4.16 (b) muestra el error de velocidad que existe entre el perfil ECE-15 y la velocidad del VE, la amplitud máxima del error es de 0.2 rad/seg y se presenta en el instante $t = 4$ seg. justo en cuanto se presenta la pendiente del terreno.



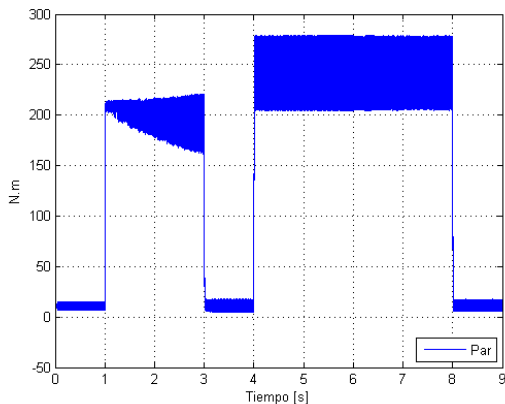
(a) Velocidad Angular



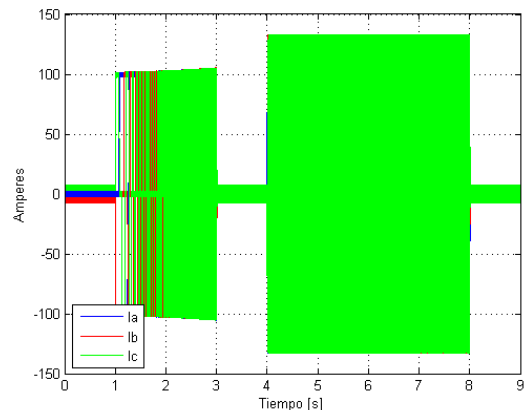
(b) Error de velocidad angular

Figura 4. 16: Seguimiento de velocidad con el perfil de conducción ECE-15.

Las siguientes figuras 4.17 (a) y (b) muestran el par electromagnético generado y corrientes trifásicas que desarrolló el motor bajo el perfil de conducción ECE-15. En la figura 4.17 (a) se muestra el par electromagnético que desarrolló el motor, el cual presenta una amplitud máxima de 245 N.m.



(a) Par electromagnético



(b) Corrientes i_a, i_b e i_c

Figura 4. 17: par y corriente desarrollado por el motor bajo el perfil de conducción ECE-15.

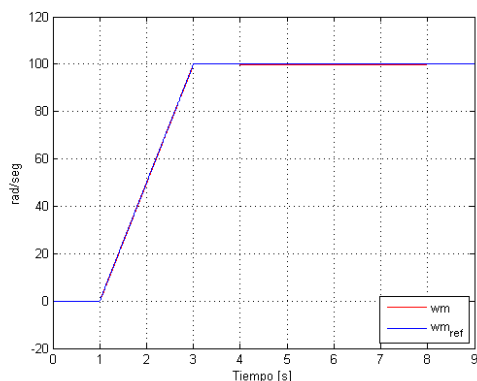
En la figura 4.17 (b) se muestra las corrientes desarrolladas por el MBLDC, en este caso al corriente toma un valor máximo de 130 A.

4.4.6 Prueba 3: Perfil ECE-15 con cambio en el coeficiente de fricción μ_r

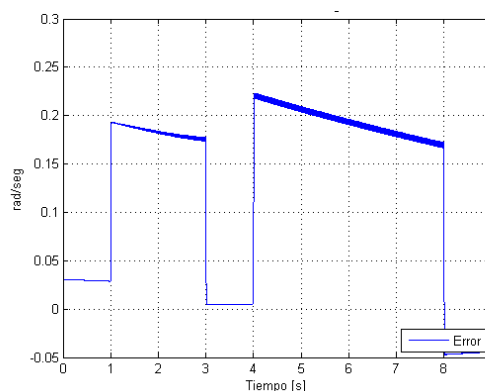
En esta sección se muestra el desempeño del sistema de control bajo el perfil de manejo ECE.15. En este caso se presenta la misma pendiente en la superficie del terreno, por otra

parte, se considera un cambio en el coeficiente de las llantas con el suelo, en este caso se adopta un coeficiente $\mu_{rr} = 0.015$ lo cual equivale a una superficie sin asfalto [Ehsani et al., 2004].

En la figura 4.18 (a) y (b) se muestra el seguimiento de velocidad y el error de velocidad angular con el perfil de conducción ECE-15. Se observa que el seguimiento de velocidad es adecuado. La figura 4.18 (b) muestra el error de velocidad; en esta ocasión se espera que la magnitud del error aumente debido a que la fricción es mayor. La amplitud máxima del error es de 0.22 rad/seg y se presenta en el instante $t=4$ seg.



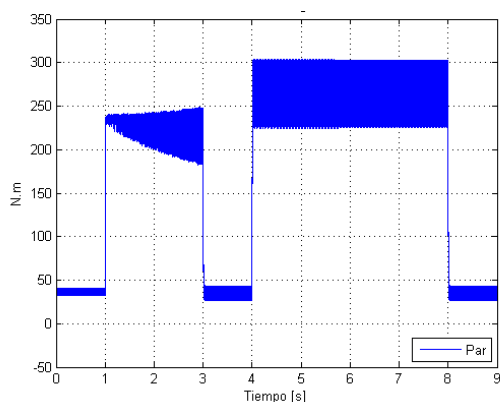
(a) Velocidad Angular



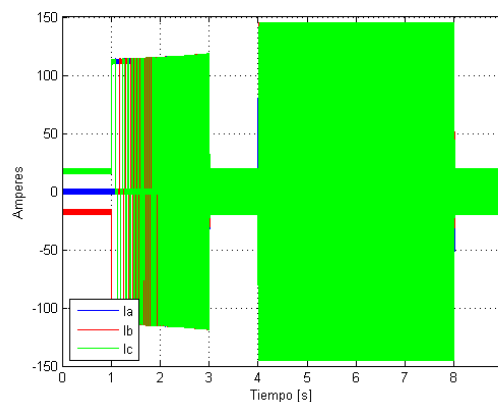
(b) Error de velocidad angular

Figura 4. 18: Seguimiento de velocidad bajo el perfil de conducción ECE-15.

En la figura 4.19 (a) se muestra el par electromagnético que desarrolló el motor, el cual presenta una amplitud máxima de 250 N.m



(a) Par electromagnético



(b) Corrientes i_a , i_b e i_c

Figura 4. 19: par y corrientes desarrollados con el perfil de conducción ECE-15.

En la figura 4.19 (b) se muestran las corrientes desarrolladas por el motor MBLDC, en este caso la corriente toma un valor máximo de 145 A. La corriente aumenta considerablemente debido a que el VE se encuentra subiendo una pendiente con terreno sin asfalto, lo que le demanda una mayor potencia.

4.4.7 Prueba 4: Perfil SFUDS nominal

En esta sección se muestra el desempeño del sistema de control bajo el perfil de manejo *Simplified Federal Urban Driving Schedule* (SFUDS). Para esta prueba no existe ningún cambio en la superficie del terreno por la cual circula el VE; además, los parámetros del motor y el vehículo no presentan cambios. En la figura 4.20 se muestra el seguimiento de velocidad el cual debido a tiempo de procesamiento del algoritmo de control en MATLAB®, la prueba se realizó sólo tomando en cuenta los primeros 60 segundos del perfil.

En la figura 4.20(a) se observa que el seguimiento de velocidad es adecuado tanto para los periodos de aceleración y desaceleración variable. La figura 4.20(b) muestra el error de velocidad que existe entre el perfil SFUDS y la velocidad del VE, la amplitud máxima del error es de 0.1 rad/seg y se presenta en el instante $t=55$ seg.

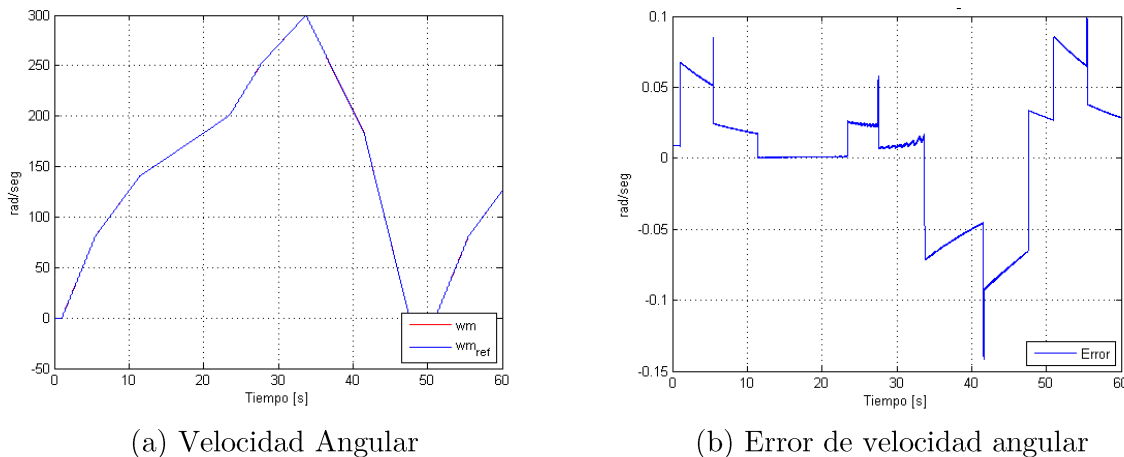
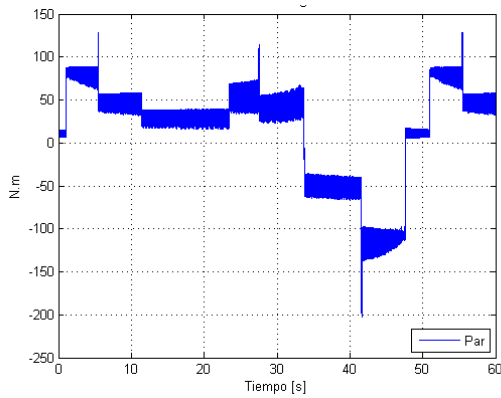
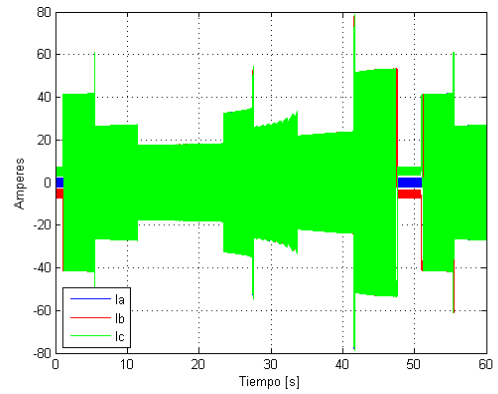


Figura 4. 20: Seguimiento de velocidad bajo el perfil de conducción SFUDS.

En la figura 4.21 (a) se muestra el par electromagnético que desarrolló el motor, el cual presenta una amplitud máxima de 82 N.m y un par negativo de 120 N.m.



(a) Par electromagnético



(b) Corrientes i_a , i_b e i_c

Figura 4. 21: Par y corrientes desarrollados con al perfil de conducción SFUDS.

En la figura 4.21 (b) se muestran las corrientes desarrolladas por el MBLDC, en este caso la corriente toma un valor máximo de 53 A. Estas corrientes presentan una magnitud muy baja en comparación con los otros perfiles utilizados, esto se debe a que el perfil de conducción SFUDS no es tan demandante en cuestión de aceleración, ya que no hay cambios tan repentinos de velocidad en un tiempo corto, por lo que no se le demanda tanto par al motor y por lo tanto la corriente requerida es baja.

Conclusiones y trabajos futuros

En esta tesis se propone un controlador de velocidad junto a un controlador de corriente cuyo propósito es controlar un motor brushless trifásico de corriente directa, el cual es usado como sistema de propulsión en un vehículo eléctrico. Se presenta el modelo matemático del motor y del vehículo eléctrico. Además, en el diseño del controlador se considera un módulo de saturación de corriente con la intención de brindar protección al motor.

Los resultados en simulación muestran que el controlador realiza el seguimiento de velocidad ante el perfil de manejo propuesto véase figura 5.1. Además, se evalúa el controlador ante un perfil de manejo nominal (ECE-15 y SFUDS) que se muestran en la figura 5.2. El perfil de manejo propuesto se construye a partir de los polinomios de Bezier, Las simulaciones se realizan en el intervalo de $t = [0 \ 30]$ seg, con condiciones iniciales igual a cero.

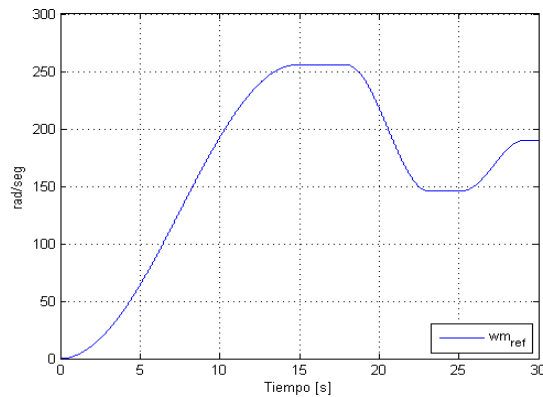
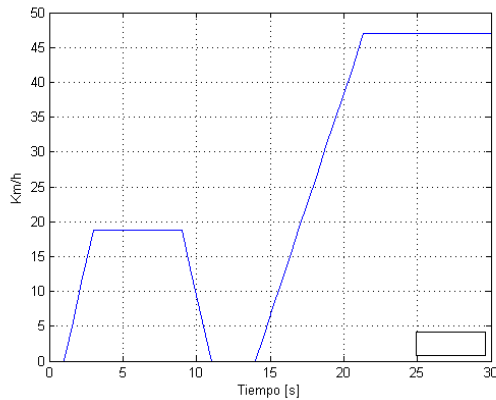
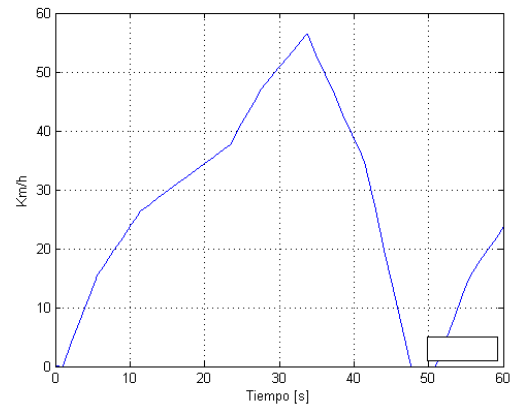


Figura 5. 1: Perfil de manejo propuesto.

El perfil de velocidad angular de referencia nace a partir de los ciclos de conducción de cualquier auto, es decir, se tiene una aceleración, una velocidad constante y una desaceleración en diferentes instantes con el objetivo de evaluar a los controladores bajo circunstancias más apegadas a la realidad.



(a) Perfil ECE-15 en Km/h



(b) Perfil SFUDS en Km/h

Figura 5. 2: Perfiles de conducción nominales SFUDS y ECE-15.

Para ambas pruebas se consideran diferentes variaciones en los parámetros del VE, como lo son el cambio de ángulo de superficie, y el cambio en el coeficiente de fricción que ejerce las llantas sobre el terreno.

5.1 Del motor brushless de corriente directa

Además de ser un motor síncrono, trifásico y de corriente directa, el motor brushless de corriente directa posee una estructura constructiva que obliga a que su operación en lazo abierto difiera de los otros motores síncronos, trifásicos o de corriente directa, ya que requiere del conocimiento de la posición angular del rotor para operar correctamente. Mediante la lectura de la posición se genera un patrón de conmutación que mediante un circuito de control envía los pulsos al inversor para que este energice las fases del motor en el tiempo adecuado.

Una de las desventajas de motor brushless de corriente directa es el rizado de par. A diferencia de otros motores trifásicos como el de inducción, el MBLDC presenta un rizado de par tal que influye en pequeñas oscilaciones en la velocidad en estado estacionario.

En número de polos en la máquina brushless de corriente directa rizado del par. Entre mayor sea el número de polos, de menor magnitud será el rizado de par en la máquina.

5.2. Trabajos futuros

En este trabajo de investigación se abordó el control de un MBLDC para utilizarse como sistema de propulsión en un VE. Uno de los aspectos que debe tomarse en cuenta es que el frenado fue por motor, y esto no se cumple en la realidad, ya que se requieren sistemas asistidos mecánicamente externos al motor.

Para efectos de mover un VE con mayor masa es necesario redimensionar las características del MBLDC tal como la potencia y par nominales, así como para subir pendientes más inclinadas.

Implementar los controladores a nivel maqueta, considerando el MBLDC, el sistema de adquisición de datos, el microprocesador y un simulador de la dinámica del VE. En una segunda etapa se realizaría la integración del sistema propulsor al VE.

Para las pruebas a escala física, diseñar el estimador de par requerido para el funcionamiento de los controladores. Además un sensado indirecto de posición o sensorless para simplificar los componentes físicos del sistema de control.

Aprovechar la energía eléctrica regresada de la carga hacia la máquina cuando ésta funciona en modo generador mediante el frenado regenerativo.

Analizar los efectos del rizado de par a nivel del sistema físico para así determinar si el MBLDC tiene mayores o menores ventajas que otros motores trifásicos como parte del sistema propulsor de un VE.

Bibliografía

- [Austin Hughes, 2006] Austin Hughes, 2006. “Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications (Tercera edición)”.Linacre House, Jordan Hill.: Oxford. Elsevier.
- [Azam et al., 2013] Ahmad Faiz Noor Azam, Auzani Jidin, Nor Azazi Ngatiman, M.H Jopri, Mustafa Manap, Adeline Lukar Herlino, and Nor Faezah Alias, “*Current Control of BLDC Drives for EV Application*”, IEEE 7th international Power Engineering and Optimization Conference, 2013.
- [Bose, 2002] Bimal K. Bose, 2002. “Modern Power Electronics and AC Drives”. Upper Saddle River, New Jersey.: Prentice Hall.
- [Bossche, 2003] Bossche, P.V.D (2003). The electric vehicle: raising the standards. PhD thesis, Vrije Universiteit Brussel.
- [Chan et al., 2001] Chan, C. C. and Chau, K. T. (2001). Modern Electric Vehicle Technology. Oxford University Press.
- [Chu et al, 2001] C.L. Chu, M.C. Tsai and H.Y. Chen, “*Torque Control of Brushless DC Motors Applied to Electric Vehicles*”, Department of Electrical Engineering, Department of Mechanical Engineering, 2001.
- [Chang-liang, 2012.] “Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls”, 1 Fusionopolis Walk, #07-01 Solaris South Tower, Singapore.: Wiley.
- [Chowdhury et al., 2013] Modelling and Simlation of Cost Effective Sensorless Drive for Brushless DC Motor, Procedia Technology. ELSEVIER.
- [Demirtas, 2010] Metin Demirtas: “*Off-line Tuning of a PI Speed Controller for a Permanent Magnet Brushless DC Motor Using DSP*”, Electrical and Electronics Engineering Department, Balikesir University, Balikesir, Turkey, 2010.
- [Durán, 2004] M. Durán (2004). Diseño de un Controlador No Lineal Basado en Pasividad de un Motor Síncrono. Tesis de maestría. CENIDET.

- [Durán,2013] M.C. Miguel Ángel Durán Fonseca, “Control de la Operación de un Vehículo Eléctrico con un Uso Eficiente de la Energía”, CENIDET, 2013.
- [Dian-sheng et al., 2010] Dian-sheng SUN, Xiang CHENG, and Xu-qiang XIA, “Research of Novel Modeling and Simulation Approach of Brushless DC Motor Control System”, Research Center of Automatic Control, Northeast Subsidiary Design Company of China Petroleum, 2010.
- [Ehsani et al., 2004] M. Ehsani, Y. Gao, S. Gay, A. Emadi (2004). Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles. Editorial CRC Press. Boca Ratón.
- [Fitzgerald, 2003] A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Jr. and Stephen D, Umans, 2003 “Electric Machinery (Sexta Edición)”. 1221 Avenue of the Americas, New York, NY.: McGraw-Hill Higher Education.
- [Fang Lin et al, 2000] Fang Lin Luo and Hock Guan Yeo, “*Advanced PM Brushless DC Motor Control and System for Electric Vehicles*”, Nanyang Technological University, 2000.
- [Guzzella et al., 2007] Guzzella, L. and Sciarretta, A. (2007). Vehicle Propulsion Systems. Springer.
- [Gupta et al, 2009] Aayush Gupta, Taehyung Kim, Taesik Park, and Cheol Lee, “*Intelligent Direct Torque Control of Brushless DC Motors for Hybrid Electric Vehicles*”, University of Michigan-Dearborn, 2009.
- [Hayward, 2009] Hayward, T. (2009). BP Statistical Review of World Energy. 1 St James Square, London SW1Y 4PD UK.
- [Hong-xing, 2005] Hong-xing Wu, Shu-kang Cheng, and Shu-mei Chui, “A Controller of Brushless DC Motor for Electric Vehicle” , IEEE Transactions on Magnetics, 2005.
- [Hori, 2004] Hori, Y. (2004). Future vehicle driven by electricity and controlresearch on four-wheel-motored uot electric march ii. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 51(5):954–962.
- [Hing-xin et al, 2005] Hong-xing Wu, Shu-kang Cheng, and Shu-mei Chui, “*A Controller of Brushless DC Motor for Electric Vehicle*” , IEEE Transactions on Magnetics, 2005.

- [Haddoun et al., 2007] Haddoun, A., Benbouzid, M., Diallo, D., Abdessemed, R., Ghouli, J., and Srairi, K. (2007). A loss minimization dtc scheme for ev induction motors. *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, 56(1).
- [Hua et al., 2008] Ji Hua and Li Zhiyong, “*Simulation of Sensorless Permanent Magnetic Brushless DC Motor Control System*”, Department of Electrical and Electronic Engineering, Department of Mechanical Engineering, 2008.
- [Hassan et al., 2013] H.E.A. Ibrahim, F.N. Hassan, Anas O. Shomer: *Optimal PID control of a brushless DC motor using PSO and BF techniques.*, Ain Shams University - 2013.
- [INEGI, 2014] INEGI 2014 Vehículos de motor registrados en circulación.
- [Ji Hua, 2008] Ji Hua and Li Zhiyong, “Simulation of Sensorless Permanent Magnetic Brushless DC Motor Control System”, Department of Electrical and Electronic Engineering, Department of Mechanical Engineering, 2008.
- [Jianbo et al, 2008] Jianbo Cao, Binggang Cao, Wenzhi Chen, Peng Xu, and Xiaolan Wu, “*Neural Network Control of Electric Vehicle Based on Position – Sensorless Brushless DC Motor*”, IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, 2008.
- [Kumar et al, 2014] Lalit Kumar, Shailendra Jain: “*Electric propulsion system for electric vehicular technology: A review*”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2014.
- [Krishnan, 2001] Krishnan, R. (Ramu) 2001. “Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control”. Upper Saddle River, New Jersey.: Prentice Hall.
- [Krause et al., 2002] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk and Scott D. Sudhoff, 2002. “Analysis of Electric Machinery and Drive Systems (Segunda Edición)”. Wiley.
- [Langarica, 2010] Diego Langarica Córdoba, “Control de un Motor Brushless para Aplicación a Vehículos Eléctricos”, CENIDET, 2010.
- [Larminie y Lowry, 2003] J. Larminie, J. Lowry (2003). *Electric Vehicle Technology Explained*. Editorial John Wiley and Sons. Chichester.
- [M. Ehsani et al., 2004] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. G. and Emadi, A. (2004). *Modern Electric, Hybrid electric, and Fuel Cell Vehicles*. CRC Press.

- [Matsui et al., 1992] Nobuyuki Matsui, “*Brushless dc Motor Control without Position and Speed Sensors*”, IEE transaction on industry applications, 1992
- [Nikolic et al., 2013] Milos Nikolic, Jelena Kovacevic, Nebojsa Pjevalica, Istvan Papp, and Nikola Milivojevic, “*Real Time FPGA Implementation of Brushless DC Motor Control Using Single Current Sensor*”, IEEE 11th international Symposium on Intelligent Systems and Informatics, 2013.
- [Ozturk et al., 2007] Salih Baris Ozturk, Oh Yang, and Hamid A. Toliyat, “*Power Factor Correction of Direct Torque Controlled Brushless DC Motor Drive*”, Department of Electrical and Computer Engineering, Department of Electrical Engineering, 2007.
- [Peng Xu,2007] Peng Xu, Jianbo Cao, Guifang Guo, and Binggang Cao, “*Neural Network Control of Electric Vehicle Based on Position-Sensorless Brushless DC Motor*” , International Conference on Robotics and Biomimetics December 15 -18, 2007.
- [Peng Xu et al, 2008] Peng Xu, Jianbo Cao, Guifang Guo, and Binggang Cao, “*Torque Coordinated Control of independent Driving Electric Vehicles Base on BP Neural Network*”, Research and Development Center of Electric Vehicles, 2008.
- [Rambabu, 2007] S.Rambabu,“*Modeling and Control of a Brushless DC Motor*”,National Institute of Technology Rourkela , 2007.
- [Rashid, 1993] Rashid, M. H. (1993). *Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Prentice Hall.
- [Sun et al., 2010] Dian-sheng SUN, Xiang CHENG, and Xu-qiang XIA, “*Research of Novel Modeling and Simulation Approach of Brushless DC Motor Control System*”, Research Center of Automatic Control, Northeast Subsidiary Design Company of China Petroleum, 2010.
- [Tsotoulidis et al., 2013] Savvas Tsotoulidis, and Athanasios Scafafas,“*Multi-resolution PID Control of Brushless DC Motor in Fuel Cell Electric Vehicles*”, International Conference on Renewable Energy Research and Applications, 2013.
- [Wang et al., 2008] Wang, J., Atallah, K., Zhu, Z. Q., , and Howe, D. (2008). Modular three-phase permanent-magnet brushless machines for in-wheel applications. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, 57(5):2714–2720.

- [Wang et al, 2011] Yaonan Wang, Xizheng Zhang, Xiaofang Yuan, and Guorong Liu, “*Position-Sensorless Hybrid Sliding Mode Control of Electric Vehicles With Brushless DC Motor*”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011.
- [Xionghui et al., 2010] Xionghui, and Xue YanBo, “*The Design of of Brushless DC Motor Back-EMF control*”, 2nd Conference on Environmental Science and Information Application Technology, 2010.