

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE ZACATECAS



ACCIONAMIENTO DE UNA BICICLETA CON UN MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA SIN ESCOBILLAS CON RECUPERACIÓN DE LA ENERGÍA DEL DESLIZAMIENTO

Juan Manuel Aguilera Villa

Tesis de Maestría

presentada a la Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica
de acuerdo a los requerimientos de la Universidad para obtener el título de

MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA

Directores de tesis:

Dr. Francisco Eneldo López Monteagudo y Dr. Jorge de la Torre y Ramos

UNIDAD ACADÉMICA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Zacatecas, Zac., 1 de Mayo de 2015

RESUMEN

El objetivo del presente proyecto tiene como finalidad diseñar, implementar y caracterizar un convertidor electrónico de potencia bidireccional aplicado al control de un motor de corriente directa sin escobillas (Brushless), para el impulso de una bicicleta de modo automático, y que sea capaz de recuperar parte de la energía cinética y convertirla a energía eléctrica de modo eficiente, y así tener un impacto ecológico positivo.

Además los resultados que se deriven de esta investigación serán de un gran valor práctico para los estudiantes de las disciplinas de electrónica de potencia y control de motores de la carrera de ingeniería eléctrica. Contribuyendo de esta forma a enriquecer los conocimientos tanto teóricos como prácticos.

Contenido General

	Pag.
Resumen	i
Lista de figuras	iv
Lista de tablas	vii
Nomenclatura	viii
1 Introducción	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Estado del arte	7
1.3 Hipótesis	12
1.4 Objetivo General	13
1.5 Objetivos Específicos	13
2 Modelo del sistema	14
2.1 Motor Eléctrico	14
2.1.1 Motores de corriente continua	15
2.1.2 Motores de corriente directa sin Escobillas (BLDC)	15
2.2 Inversor trifásico de potencia	29
2.3 Modelo mecánico de la bicicleta eléctrica	33
2.4 Modelos de control para el motor BLDC	38
2.4.1 Control con sensores	40
2.4.2 Control del motor sin sensores	50
2.5 Baterías	57
2.6 Conversor bidireccional	58
2.6.1 Ciclos de avance y ciclos de frenado	60
2.6.2 Frenado regenerativo	62
2.6.3 Rectificador trifásico	66
3 Diseño y construcción del sistema	67
3.1 Circuito de control	68
3.2 Circuito boost	70

3.2.1	Diseño de la Bobina	76
3.3	Circuito de potencia	78
4	Pruebas y resultados	81
4.1	Accionamiento del motor BLDC	81
4.2	Recuperación de la energía	82
5	Conclusiones	85
5.1	Trabajo futuro	86
Apéndices		
Apéndice A:	Hojas de datos	87
Referencias	95

Lista de figuras

Figura	Pag.
1.1 Emisiones de dióxido de carbono total Toneladas	5
2.1 Sección transversal del motor BLDC	18
2.2 Devanados del estator del motor BLDC.	20
2.3 Circuito equivalente de la fase <i>a</i>	21
2.4 Diagrama de flujo de potencia	23
2.5 Curva de potencia del motor BLDC.	23
2.6 Motor Golden BLDC tipo Hub.	24
2.7 Estator del motor BLDC.	25
2.8 Distribución de los polos del motor BLDC.	26
2.9 Distribución de los polos en el estator del motor BLDC.	27
2.10 Distribución de los polos N-S.	27
2.11 Rotor del motor Magic Pie BLDC.	28
2.12 Distribución de los imanes permanentes del rotor.	28
2.13 Topología del inversor.	29
2.14 Moduladoras y portadora de la PWM.	30
2.15 Principio de operación de la PWM.	33
2.16 Representación de la transmisión de la bicicleta eléctrica.	34
2.17 Fuerzas que actúan sobre la bicicleta.	35

Figura	Pag.
2.18 Diagrama simplificado del motor BLDC	39
2.19 Sensores vs temporización de accionamiento.	41
2.20 Puente trifásico.	42
2.21 Circuito equivalente de un motor CD.	44
2.22 Diagrama de flujo.	49
2.23 Circuito equivalente de la BEMF.	52
2.24 Formas de onda del motor BLDC (PWM a 100% del ciclo de trabajo).	55
2.25 Formas de onda del motor BLDC (PWM a 50% del ciclo de trabajo).	56
2.26 Controlador encendido vs controlador apagado.	57
2.27 Batería de Plomo con Ácido	58
2.28 Convertidor DC-DC bidireccional de un interruptor activo.	59
2.29 Convertidor DC-DC bidireccional de dos interruptores activos.	59
2.30 En azul los transistores activados y en líneas discontinuas el recorrido de la corriente durante las distintas instancias de funcionamiento.	61
2.31 Esquema de cómo actúa el circuito en modo motor (izquierda) o generador (derecha).	62
2.32 Estados de funcionamiento de un motor CD.	63
2.33 Frenado regenerativo en puente H bidireccional.	65
2.34 Frenado regenerativo en puente trifásico.	66
2.35 Topología de inversor trifásico.	66
3.1 Diagrama esquemático del circuito de control.	68
3.2 Diagrama del circuito de control.	69
3.3 Circuito de control.	70
3.4 Convertidor boost.	71

Figura	Pag.
3.5 Estados del convertidor boost.	71
3.6 Diagrama del circuito boost	73
3.7 Voltaje y corriente a la salida con 16v a la entrada	73
3.8 Voltaje y corriente a la salida con 30v a la entrada	74
3.9 Voltaje y corriente a la salida con 40v a la entrada	74
3.10 Voltaje y corriente a la salida con 49v a la entrada	75
3.11 Medidas de la bobina	76
3.12 Diagrama del circuito elevador de voltaje boost.	78
3.13 Circuito elevador de voltaje boost.	78
3.14 Diagrama esquemático del circuito de potencia.	79
3.15 Diagrama del circuito de potencia.	79
3.16 Circuito de potencia.	80
4.1 Corriente vs RPM con un voltaje aplicado de 36 volts.	82
4.2 Eficiencia del convertidor boost vs ciclo de trabajo.	84
A.1 Curvas de rendimiento del motor	94

Lista de tablas

Tabla	Pag.
1.1 Comparación entre la bicicleta eléctrica vs motocicleta de combustión interna . . .	6
2.1 Características técnicas del motor	25
2.2 Identificación de los polos del estator	26
2.3 Sensores y bits de accionamiento por orden de fase	43
2.4 Sensores y bits de accionamiento por orden de sensores	43
2.5 Sensores y bits de accionamiento por orden de sensores	44
4.1 Comparación de bobinas para el circuito boost	83
4.2 Mediciones de voltaje y corriente del circuito boost	84
A.1 Parámetros del motor	94

Nomenclatura

V Voltaje

A Ampere, unidad de corriente.

W Watt, unidad de potencia.

Ω Ohm unidad de resistencia eléctrica.

Hz Hertz, unidad de frecuencia.

f Frecuencia.

f_{sw} Frecuencia de switcheo.

m Metro, unidad de longitud

cm Centímetro, unidad de longitud igual a 0.01 m.

F Farads, unidad de capacitancia.

H Henrys, unidad de inductancia.

KWh Kilowatt hora, unidad de energía.

ω_e Velocidad angular.

ω_m Velocidad angular mecánica.

n_p Número de pares de polos.

η_m Velocidad del rotor.

r_e Resistencia en los devanados del estator.

$i_{a,b,c}$ Corrientes de los devanados.

$v_{a,b,c}$ Voltajes aplicados a cada fase del estator.

$\lambda_{a,b,c}$ Enlaces de flujo del motor.

$l_{aa,ab,ac,ba,bb,bc,ca,cb,cc}$ Inductancias de los devanados del estator.

$\lambda_{am,bm,cm}$ Enlaces de flujo establecidos por el imán permanente.

e_{ag} Voltaje generado por el movimiento del rotor.

P_{in} Potencia eléctrica de entrada.

V_ϕ Voltaje por fase del motor.

I_ϕ Corriente por fase del motor.

V_L Voltaje de línea.

I_L Corriente de línea.

Δ Conexión en delta.

Υ Conexión en estrella.

P_R Pérdida de potencia en la resistencia.

Capítulo 1

Introducción

Mediante esta investigación se evaluó el comportamiento de los convertidores electrónicos de potencia trifásicos mediante las herramientas de simulación, además se evaluó prácticamente la aplicación a motores de corriente continua sin escobillas.

Por lo tanto, la implementación de estos convertidores con dispositivos de alta frecuencia de conmutación como el IGBT, además de los resultados obtenidos en este trabajo, podrán ser generalizados para el control de velocidad de motores de corriente directa de mayor potencia los cuales no puedan ser alimentados directamente del sistema eléctrico y requieran de una velocidad variable, como es el caso de los montacargas, vehículos eléctricos, etc.

1.1 Antecedentes

Desde el siglo XVIII cuando Thomas Newcomen y John Calley [1] diseñaron el motor a vapor, el cual se basaba en una bomba que usaba el vacío creado por el vapor condensado para aspirar el agua de las minas, se han desarrollado nuevas técnicas para lograr una mejor eficiencia y velocidad en los motores.

Actualmente, cuando en el mundo se ve la escasez e inminente extinción del petróleo, sumado a la alta demanda de automotores en el planeta, hasta el punto de llegar al precio más alto de la gasolina en la historia y los más altos índices de contaminación, se hace indispensable pensar en nuevas formas de alimentar los motores y se empieza a retomar el diseño basado

en la eficiencia más que en la potencia y velocidad, debido a que estos dos últimos aspectos dependen, no sólo del motor, sino de variables como la seguridad y la capacidad de flujo de una carretera, para el caso particular de los vehículos.

El uso de vehículos eléctricos beneficia a nuestro medio ambiente al tener cero emisiones de CO (monóxido de carbono) y otros gases de efecto invernadero y nocivos a la salud humana; las limitaciones energéticas y ambientales en el mundo dejan en claro que el transporte eléctrico forma parte de la solución a la contaminación global. De forma básica un transporte de esta naturaleza transforma la energía electroquímica almacenada en baterías en energía mecánica para desplazarse, sin la necesidad de utilizar algún tipo de combustible para su operación.

De ahí surge la necesidad del desarrollo de motores eléctricos más eficientes con mayor potencia y menor peso, un claro ejemplo es el motor de corriente directa sin escobillas (BLDC). En la actualidad, representa el final o al menos el resultado más reciente de una larga evolución tecnológica en los motores eléctricos.

Los primeros descubrimientos en el campo del magnetismo y de la electricidad, fueron hechos en los años de 1807 al 1820 por el científico H. C. Oersted, quien mediante repetidas observaciones, descubrió el movimiento de la brújula cuando esta es puesta cerca de un hilo que estaba circulando corriente eléctrica. Este descubrimiento permitió al francés Amper determinar la teoría electromagnética y D. F. J. Arago en el año de 1820 con la construcción del primer electroimán. [1]

El inglés M. Faraday descubrió el fenómeno inverso observado por Oersted, es decir, una corriente eléctrica podría inducirse en un circuito mediante un campo magnético variable. Este principio permitió el desarrollo de diversas máquinas eléctricas, de esta forma surgen los primeros dinamos capaces de producir corriente continua de manera práctica, los cuales fueron desarrollados en los años 1870 del belga Zénobe Gramme. [1]

Ernest Werner Von Siemens en el año de 1880 crea un motor DC bastante rudimentario el mismo que fue mejorado por Harry Ward Leonard, quien casi perfeccionó el primer sistema de control para un motor cerca del final del siglo XIX. El sistema propuesto por Leonard, utilizaba un reóstato para el control de la corriente eléctrica, lo que resultó en el ajuste de tensión en la salida del generador de corriente continua.[1]

El sistema de Leonard fue utilizado hasta el año 1960, y fue sustituido cuando los fabricantes de motores eléctricos comenzaron a utilizar controladores de estado sólido, los mismos que permitieron convertir la fuente de alimentación CA en alimentación CD rectificada directamente. Con el mejoramiento del controlador, nace así el motor sin escobillas BLDC.[1]

En 1962 T. G Wilson y PH Trickey dieron a conocer lo que llamaron "una máquina de corriente continua con la comunicación de estado sólido". Donde el sistema clave de estos motores es el control electrónico de su conmutación. Por lo tanto este tipo de motor no requiere de un conmutador físico, diferencia revolucionaria para la época. A medida que los diferentes dispositivos electrónicos se fueron perfeccionando y desarrollando, estos motores se convirtieron en una opción popular para aplicaciones especiales como: las unidades de disco del ordenador, en robótica y en los automóviles.[1]

Los motores de corriente continua sin escobillas, son utilizados hoy en día en estos dispositivos cincuenta años después de su aparición. La razón por la cual estos motores son de gran elección para estos dispositivos, es que no hay desgaste de las escobillas y no requieren de un mantenimiento constante por sustitución de este elemento.

En la década de 1980 cuando el avance tecnológico permitió la obtención y procesamiento de nuevos materiales, admitió la utilización de imanes permanentes en los motores eléctricos sin escobillas, con esto se logró generar tanta energía como los motores de corriente continua con escobillas.[1]-[27]

El concepto de frenado regenerativo se empezó a trabajar desde antes de los años 50. Se tiene referencia de estudios realizados para frenar elevadores con accionamiento eléctrico en los que se emplea la corriente eléctrica para la obtención del frenado. Los frenos en motores eléctricos se clasifican en frenos electromecánicos y frenos puramente eléctricos.

En la primera década del siglo XX se mantenía una fuerte competencia por dominar el mercado automovilístico entre las compañías de autos eléctricos y las compañías de autos de combustión interna. El bajo costo del petróleo en aquel entonces y el largo periodo de carga de las baterías eléctricas, propició que el consumidor se inclinara por el auto de combustión interna, por lo tanto, la poca demanda de autos eléctricos provocó un decremento considerable en el desarrollo tecnológico de estos, pero la necesidad mundial de petróleo en los años 80's, además de las fuertes emisiones a la atmósfera por los automotores de combustión lograron que el transporte eléctrico resurgiera como una solución barata y eficaz.

Las emisiones al medio ambiente impactan directamente en la salud y en la ecología. Hasta marzo de 2009 en México circulaban 18 191 674 vehículos particulares, 293 643 autobuses de pasajeros y 8 377 677 camiones de carga: en total de 26 862 994 de vehículos, de los cuales un porcentaje muy pequeño representó al transporte eléctrico. La contaminación generada en 1990 fue de 399 millones de toneladas de dióxido de carbono por la quema del combustible y en 2010 fue de 493 millones de toneladas, con un total de emisiones entre esos años de 6,300 millones de toneladas (figura 1.1) [2].

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 de combustible y aumenten el uso de energía renovable.

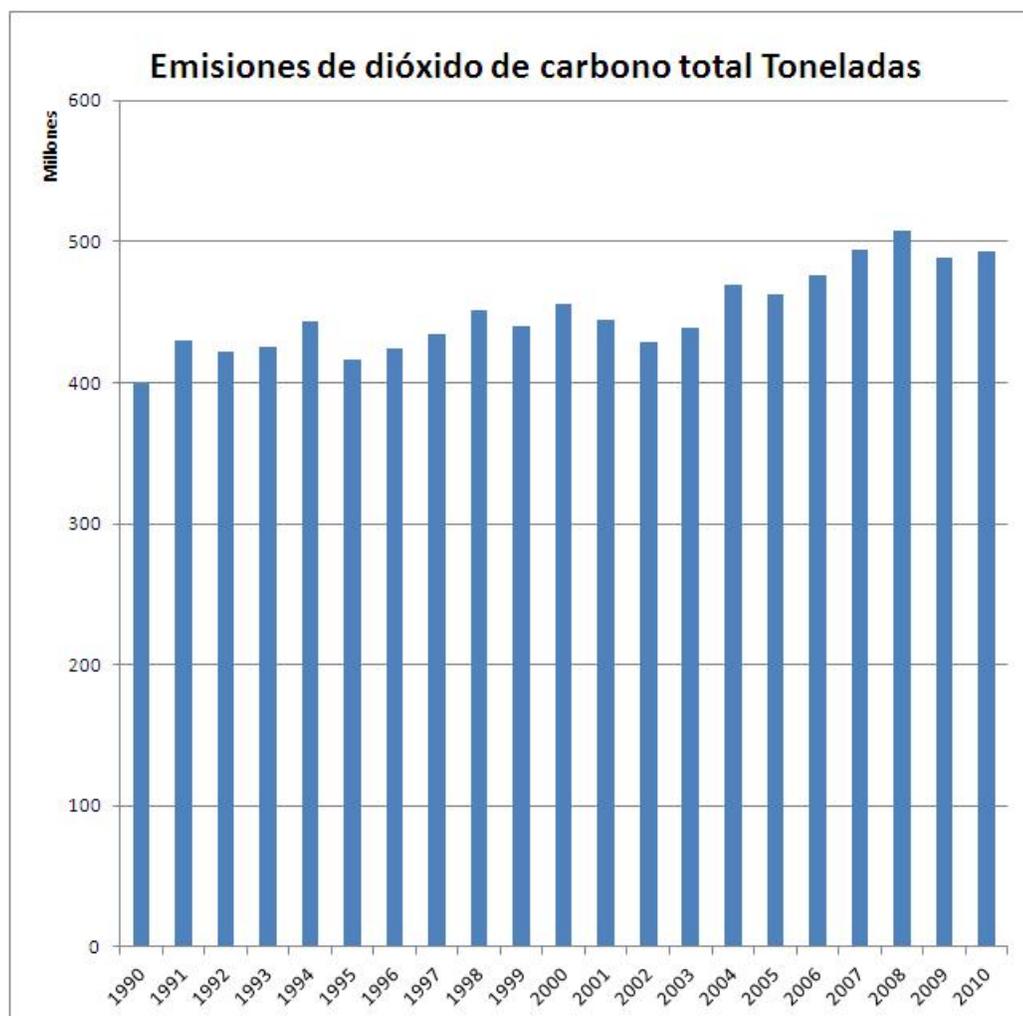


Figura 1.1 Emisiones de dióxido de carbono total Toneladas

- 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 conciencia 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.

Los vehículos solares cuentan con rangos elevados de autonomía, cero costos de operación, baja capacidad de carga y costos elevados de celdas solares, estos al igual que los eléctricos cuentan con un motor eléctrico. *Los vehículos 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 vehículos 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 obtienen emisiones de agua pura, también utilizan un motor eléctrico. *Los vehículos eléctricos* son los llamados eléctricos puros, estos producen cero contaminación mientras se carguen con energía renovable, son fáciles de construir, su mantenimiento y operación es de bajo costo.

Con la intención de mostrar las ventajas del vehículo eléctrico (bicicleta eléctrica) frente a una motocicleta, que sería su competidor más cercano, se muestra la siguiente tabla 1.1.

Tabla 1.1 Comparación entre la bicicleta eléctrica vs motocicleta de combustión interna

Entrada	Bicicleta Eléctrica	Motocicleta
<i>Emisiones a la atmósfera</i>	Ninguna	Gases de efecto invernadero
<i>Contaminación auditiva</i>	Casi nula	Elevado
<i>Costo de mantenimiento y operación</i>	Muy bajo	Moderado
<i>Costo de compra</i>	Bajo	Moderado
<i>Autonomía</i>	Baja	Muy Alta
<i>Velocidad máxima</i>	25-45 km/h*	Muy alta
<i>Peso</i>	Muy bajo	Bajo
<i>Eficiencia energética del motor</i>	Alta	Alta
<i>Capacidad de carga</i>	Baja	Media

1.2 Estado del arte

En Guzzella 2007 [5], M. Ehsani 2004 [6], Chan 2001[7] y en Larminie 2003 [8] se presentan aspectos generales de la construcción de un vehículo eléctrico como: las baterías a utilizar, las configuraciones usadas en la construcción de un vehículo eléctrico, los controladores y motores disponibles, el modelado de la dinámica del auto y conceptos básicos de consumo de energía.

En Hori 2004 [9] se presenta un vehículo eléctrico experimental llamado UOT March II construido en el 2001; se exploran varias técnicas de control del vehículo: control de adhesión al suelo, control de frenado de alto desempeño, control de comportamiento bidimensional y estimación de la condición de la superficie del 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 2007 [10] se muestra el modelo de la dinámica del vehículo eléctrico 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 vehículo eléctrico.

En Wang 2008 [11] se muestran los motores que se utilizan los vehículos eléctricos, dentro de los cuales destacan:

1. Motor de corriente directa: famoso por sus características de velocidad/par y control sencillo, como desventajas 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 el segundo trabaja con corrientes de estator tipo senoidal lo que permite un menor rizado de par generado por el motor.

En Krause 2002 [12] se profundiza en el estudio en estado estacionario del motor; se desarrollan las ecuaciones en los diferentes marcos de referencia, además brinda parámetros físicos del motor. En estos textos se presenta el análisis en estado estacionario del motor, destacando aspectos constructivos y de operación.

En Gieras 2004 [13] se muestra la tecnología existente en los materiales de construcción de motores de imán permanente, se presenta un estudio exhaustivo de todas las máquinas que cuentan con un rotor de esta naturaleza.

En Ortega 1998 [14] se presenta la metodología para la obtención del modelo matemático de la máquina eléctrica en general usando la ecuación de Euler-Lagrange. Esta metodología se puede aplicar para varias máquinas eléctricas de CA, entre las cuales se encuentra el motor brushless trifásico.

En Hyun 2007 [15] se propone un controlador robusto adaptable para el seguimiento de velocidad de un motor síncrono de imán permanente aplicado en un vehículo eléctrico, considerando incertidumbre en la resistencia de estator y par de carga; el modelo matemático que representa al motor está dado en el marco de referencia d-q, además, utiliza un algoritmo backstepping adaptable desarrollado recientemente para sistemas no lineales, el cual provee de pasos sistemáticos para el diseño de controladores de sistemas no lineales con parámetros desconocidos pero constantes.

En Petrovic 2001 [16] se muestra la regulación de velocidad de un motor síncrono de imán permanente por medio del moldeo de energía; se utiliza un controlador conformado por una

retroalimentación de estados no lineal estática y un observador no lineal simple; este controlador tiene convergencia casi global. El modelo utilizado está basado en el modelo PCH (Port-controlled Hamiltonian) el cual resulta de la conservación de energía y de los parámetros físicos del sistema con elementos de almacenamiento independientes.

La metodología de diseño para el control basado en pasividad para máquinas de CA en general se presenta en Ortega 1998 [14]. Se define el control basado en pasividad como una extensión de la técnica del moldeo de energía e inyección de amortiguamiento usada para resolver problemas de regulación y seguimiento en la retroalimentación de estados.

En Guerrero 2001 [17] y Durán 2004 [18] se presenta el control basado en pasividad para manipuladores de 2 grados de libertad con motor de inducción y 1 grado de libertad con motor síncrono de imanes permanentes respectivamente; estos utilizan la formulación de Euler-Lagrange para modelar el comportamiento dinámico tanto para el manipulador como para el motor utilizado, el controlador del subsistema mecánico, en ambos casos resulta del análisis de estabilidad basado en Lyapunov.

En Guerrero 2001 [17] y Olmos 2004 [19] se presentan los pasos a seguir para obtener la ley de control robusta: en estos se desarrolla primero el control basado en pasividad y después se usa el rediseño de Lyapunov para hacer frente a la incertidumbre paramétrica. En [Guerrero, 2001] se ocupa el control robusto para garantizar el seguimiento de trayectorias en un manipulador de dos grados de libertad y en [Olmos, 2004] se ocupa el control robusto para garantizar la calidad de la red de suministro de CA a través de filtros activos.

En Gan 2004 [20] se aborda la problemática del rizado de par en motores de AC de imán permanente; este rizado se pretende eliminar usando el principio de modelo interno (IMP), se diseña un controlador robusto de ganancias programadas de dos grados de libertad que elimina este problema sin la necesidad de estimar la magnitud y fase del rizado; esta referencia brinda

un modelo matemático del motor en el marco de referencia d-q.

En Ying 2008 [21] se presenta el modelo matemático en el marco de referencia abc para el motor brushless trifásico; la técnica de control usada para analizar el comportamiento dinámico del modelo es el clásico PID, se controla la velocidad del motor evaluando el error entre lo deseado y lo desarrollado por el motor.

En Yu 2006 [22] se propone un controlador basado en modos deslizantes usando la técnica PSO (Particle swarm optimization) con aplicación a un servomotor de corriente alterna, estos son una clase especial de sistemas de control no lineal caracterizados por una acción de control discontinua, la cual cambia de estructura una vez que se ha alcanzado un conjunto de superficies deslizantes. La técnica PSO fue concebida para resolver problemas en optimización, redes neuronales artificiales y control difuso.

En Boussak 2005 [23] se presenta el control de velocidad y la estimación de la posición inicial del rotor de un motor síncrono de imán permanente; La estimación de la posición y velocidad del rotor es obtenida mediante el filtro de Kalman extendido con la medición de los voltajes y corrientes de estator; el modelo del motor esta en el marco de referencia d-q.

En Rashid 2001 [25] y 1993 [24] se presentan los aspectos generales de la modulación senoidal, además, brindan información útil de la topología general de un inversor trifásico.

En Trzynadlowski 2001[26] se halla el modelo usado para representar al inversor en este trabajo de tesis. Este modelo relaciona el resultado del PWM senoidal con los voltajes de fase de alimentación del motor y considera solo dispositivos ideales de conmutación.

Actualmente, existen diversos esfuerzos dedicados a utilizar energías limpias, para ello en México se tienen buenas intenciones, un ejemplo de ello es la utilización de bicicletas para generar electricidad, donde en el mes de Marzo de 2007 en el municipio de Macuspana,

Tabasco conjuntamente con el DIF municipal se está proponiendo llevar a cabo el proyecto denominado "Da luz a tu parque y salud a tu cuerpo". En el que la idea central es ubicar en los parques de cada poblado de más de 500 habitantes, unidades generadoras, para apoyar el alumbrado público. En una prueba piloto con dos o tres unidades montadas en la cabecera municipal. Este proyecto consiste en simplemente utilizar bicicletas que permanecerán estáticas, las cuales el eje de la rueda se acopla a un alternador de automóvil, el cual desde luego no es el apropiado, sin embargo el proyecto ha arrancado y está dando buenos resultados, lo que sigue es precisamente diseñar los generadores apropiados para esta labor.[28], [29], [30]

Otras fueron diseñadas por Chiyu Chen y son un ingenioso sistema de transporte sostenible. Consiste en una flota de bicicletas que se alquilan capaces de generar y almacenar energía cinética durante el pedaleo, la cual sirve para dar energía a los autobuses híbridos eléctricos. Tan simple como alquilar una bicicleta, usarla y al pedalear generar energía. Al devolver la bicicleta a la estación, ésta recoge la energía de la bicicleta y la introduce en la red de la ciudad, dando al usuario créditos para su siguiente viaje en autobús. El sistema regenerativo de frenado permite a los conductores almacenar la energía generada en la frenada y durante el pedaleo en un ultracondensador [29]. Según la visión de Chen cuanto más energía genere cada usuario, más créditos tendrá para coger el transporte público.[31]

La idea de ChiyuChen es muy buena, pero utiliza a las personas que tienen una necesidad de movilidad para generar energía sin ayudarlos en el trayecto y aprovechando las frenadas para almacenar dicha energía. Este sistema se ha implantado en algunos gimnasios y mejora la idea anterior en los siguientes puntos:[31],[32]

- En el gimnasio no hay necesidad de movilidad, por lo que todo el pedaleo serviría para generar energía y no solo el frenado.
- La resistencia ofrecida por la bicicleta la daría el motor, contra más resistencia más energía se generaría.

- Se puede utilizar en actividades como las clases de spinning. 20 personas producirían cerca de 3 kWh por lo que al mes serían 300 kWh, lo necesario para alumbrar una casa durante seis meses.
- Algunos hoteles o gimnasios cuentan con una curiosa y ecológica oferta para sus usuarios y ofrecen comidas o descuentos por producir cierta energía.

Actualmente el mercado de este tipo de vehículos eléctrico es muy amplio, con un número muy extenso de marcas, que a su vez cuentan algunas marcas con diferentes modelos, ya sean plegables, de montaña, de carretera, urbanas, etcétera. Algunos ejemplos de marcas serían A2b, Ave Hybrid, Bikes Benelli, BH, Biciclar, BMW, Bolt, Booster-bikes, Brost, BSG, DK City, Ecobike, Egret, Electric City Motor, Flebi, Goccia, Gocycle, Haibike, Italjet, Kalkhoff, Legend, Mobiky, Nimoto, Ondabike, Quiplan, Skoda, Stevens Bikes, Torrot, Tucano, Vador, VeloMini, Yamimoto, entre otras, ya que diferentes marcas automotrices también están comenzando a fabricarlas. [33]

A pesar de ser una gran cantidad de diseños, varían muy poco entre cada uno, algunas con mayor autonomía (50km a 150km) que otros, en donde solo influye la capacidad de la batería y potencia del motor, otras con diferentes gamas de cambios de velocidades de solo 3 cambios o de manera continua de 0km hasta 75km/h en las más rápidas, en el diseño aerodinámico y mecánico (plegables o desarmables).

1.3 Hipótesis

Un convertidor electrónico de potencia bidireccional permitirá controlar adecuadamente una bicicleta eléctrica y regenerar parte de la energía eléctrica consumida por el vehículo a partir del movimiento mecánico del motor (energía cinética) hacia las baterías de manera eficiente.

1.4 Objetivo General

Diseñar e implementar un convertidor electrónico de potencia bidireccional que permita controlar adecuadamente una bicicleta eléctrica y regenerar parte de la energía eléctrica consumida por el vehículo a partir del movimiento mecánico del motor (energía cinética) hacia las baterías de manera eficiente.

1.5 Objetivos Específicos

- Utilizar un motor brushless (BLDC) para el impulso de una bicicleta eléctrica con convertidores CD-CD.
- Desarrollar mediante herramientas de simulación una estrategia de control de los convertidores de CD-CD para determinar su desempeño a frecuencias de conmutación elevadas para definir cuál es la topología y control más conveniente para la bicicleta eléctrica.
- Implementar un control de encendido automatizado del motor en función de las diferentes necesidades del esfuerzo físico del usuario y del estado de carga de las baterías.
- Desarrollar de modo eficiente el frenado regenerativo aplicando un convertidor bidireccional CD-CD para la recuperación de la energía eléctrica del motor BLDC de modo eficiente y económicamente ventajoso.

Capítulo 2

Modelo del sistema

En este capítulo se presenta el modelo propuesto para una bicicleta eléctrica, este se constituye generalmente por un subsistema eléctrico (banco de baterías, inversor trifásico y motor) y un subsistema mecánico (motor, transmisión mecánica y llantas).

El motor brushless forma parte tanto del subsistema eléctrico como del mecánico, ya que es el elemento encargado de transformar la energía eléctrica a energía mecánica y además proporciona la fuerza de tracción necesaria para el movimiento de la bicicleta.

El banco de baterías se considera como una fuente de voltaje ideal, capaz de entregar la corriente que el motor le demande. El modelo del inversor considera dispositivos ideales de conmutación y la técnica de modulación por ancho de pulso. Finalmente se obtiene el modelo de la parte mecánica con la segunda ley de Newton considerando a las propiedades físicas de la transmisión y de las llantas.

2.1 Motor Eléctrico

Un motor eléctrico [27] es una máquina eléctrica que transforma energía eléctrica en energía mecánica por medio de interacciones electromagnéticas. Las máquinas eléctricas son reversibles, es decir pueden transformar energía mecánica en energía eléctrica funcionando como

generadores. Los motores eléctricos de tracción usados en locomotoras realizan a menudo ambas tareas, si se les equipa con frenos regenerativos.

Son ampliamente utilizados en instalaciones industriales, comerciales y particulares. Pueden funcionar conectados a una red de suministro eléctrico o a baterías. Así, en automóviles se están empezando a utilizar en vehículos híbridos para aprovechar las ventajas de ambos.

2.1.1 Motores de corriente continua

Los motores de corriente continua se clasifican según la forma como estén conectados, en:

- Motor serie
- Motor compuesto
- Motor shunt
- Motor eléctrico sin escobillas

Además de los anteriores, existen otros tipos que son utilizados en robótica y en servomecanismos:

- Motor paso a paso
- Servomotor
- Motor sin núcleo

2.1.2 Motores de corriente directa sin Escobillas (BLDC)

Los motores de corriente directa con escobillas son altamente eficientes y tienen grandes características para hacerlos funcionar como servo-motores. Pese a estas grandes ventajas,

cuenta con un conmutador y con unas escobillas las cuales están sujetas al desgaste y por esta razón, se hace necesario un calendario de mantenimiento de las mismas.

La característica principal de los motores de corriente directa sin escobillas (BLDC) es que realiza la misma función de un motor de corriente directa (DC) normal pero reemplazando el conmutador y las escobillas por *switches* de estado sólido que funcionan con una lógica para la conmutación de los embobinados. Se puede concluir que la gran ventaja de los motores BLDC, frente a los demás motores de alimentación continua, es que no necesitan de un mantenimiento periódico.

El motor BLDC 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.

Las ventajas del BLDC ante motores como el de corriente directa, el de inducción o el síncrono son las siguientes:

- No se absorbe energía eléctrica por el sistema de excitación de campo (uso de imán permanente), por tanto, no hay pérdidas de excitación lo cual significa un incremento substancial en la eficiencia.
- Relación de par/peso y potencia/peso de salida alta en comparación con el uso de excitación electromagnética.

- Mejor desempeño dinámico que otros motores (alta densidad de flujo magnético en el entrehierro).
- Excelente controlabilidad en el rango completo de par-velocidad.
- Robustez y funcionalidad.
- Simplificación de la construcción y mantenimiento.

El motor BLDC trifásico es ampliamente usado en sistemas de generación de potencia trifásica, sistemas de propulsión eléctrica y como actuador en servo-sistemas [Lyshevski, 1999]. El uso de materiales magnéticos en el rotor como el neodimio-hierro-boro y el samario de cobalto proporciona un alto par, alta densidad de potencia, eficiencia y controlabilidad.

2.1.2.1 Principio de funcionamiento

El motor BLDC 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 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 motor BLDC conceptualmente tiene una estructura como la mostrada en la figura 2.1. 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 el análisis se asume que los devanados de estator están distribuidos senoidalmente. Los devanados del estator generan campos magnéticos, estos se representan como (ejes a, b y c) y los ejes magnéticos del rotor (ejes q y d). La salida de corriente se representa por cruces y la entrada por puntos. El desplazamiento angular eléctrico es θ_e y define la separación entre el eje a y el

eje q . La velocidad del campo magnético giratorio es ω_e .

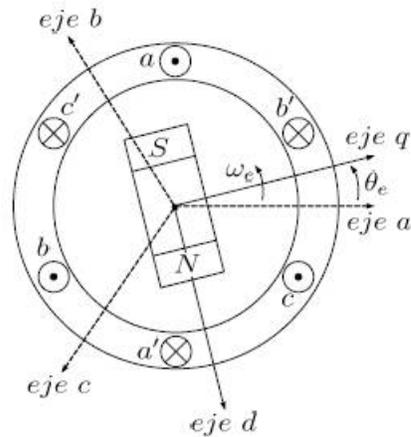


Figura 2.1 Sección transversal del motor BLDC

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:

$$\omega_e = 2\pi f \quad (2.1)$$

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

$$\omega_e = n_p \omega_m \quad (2.2)$$

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

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

$$\eta_m = \frac{60f}{n_p} \quad (2.3)$$

de aquí se deduce que después del arranque el rotor gira a la velocidad η_m . Esta ecuación (2.3), relaciona la velocidad del rotor con la frecuencia de los voltajes aplicados al estator y el numero de pares de polos de la maquina. Esta ultima ecuación establece la característica fundamental de las maquinas síncronas. En la operación el numero de pares de polos no se puede modificar, entonces, para variar la velocidad del rotor solo hace falta variar la frecuencia de los voltajes aplicados, esto se cumple desde la operación en vacío hasta la carga maxima admisible por el motor BLDC. Si se supera el par de carga máximo el motor pierde el sincronismo [27] [34].

2.1.2.2 Circuito equivalente del motor BLDC

El devanado trifásico del estator del motor BLDC generalmente se conecta en estrella y cada devanado se representa por una resistencia y una inductancia, como se muestra en la figura 2.2. Por construcción los devanados tienen una misma resistencia r_e , i_a, i_b, i_c son las corrientes en los devanados y v_a, v_b, v_c son los voltajes aplicados a cada fase del estator.

Los enlaces de flujo del motor se expresan como una suma de los enlaces de flujo del estator (definidos por el producto de las inductancias por las corrientes) más los enlaces de flujo dados por el material magnético en el rotor, esta suma tiene la forma:

$$\lambda_a = l_{aa}i_a + l_{ab}i_b + l_{ac}i_c + \lambda_{am}, \lambda_b = l_{ba}i_a + l_{bb}i_b + l_{bc}i_c + \lambda_{bm}, \lambda_c = l_{ca}i_a + l_{cb}i_b + l_{cc}i_c + \lambda_{cm}, \quad (2.4)$$

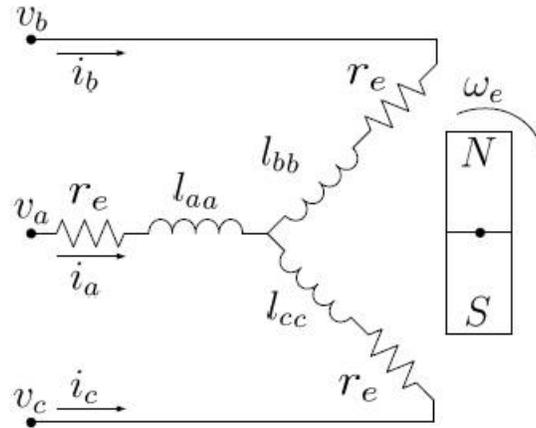


Figura 2.2 Devanados del estator del motor BLDC.

donde λ_a, λ_b y λ_c son los enlaces de flujo del motor. $l_{aa}, l_{ab}, l_{ac}, l_{ba}, l_{bb}, l_{bc}, l_{ca}, l_{cb}, l_{cc}$ son inductancias de los devanados del estator. i_a, i_b, i_c son las corrientes que circulan en los devanados. $\lambda_{am}, \lambda_{bm}$ y λ_{cm} son los enlaces de flujo establecidos por el imán permanente, estos enlaces son funciones periódicas de θ_e y están dados por la ecuación (2.5). La magnitud de los enlaces esta dada por λ_m determinada por el material del imán permanente.

$$\lambda_{am} = \lambda_m \sin \theta_e, \lambda_{bm} = \lambda_m \sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi), \lambda_{cm} = \lambda_m \sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi), \quad (2.5)$$

El voltaje v_a está formado por:

1. La caída de voltaje $r_e i_a$ en la resistencia.
2. El voltaje en la inductancia efectiva de la fase a . A esta inductancia se le conoce como inductancia síncrona.
3. El voltaje e_{ag} generado por el movimiento del rotor y se define como:

$$e_{ag} = \lambda_m \omega_e \cos(\omega_e t + \theta_{e0}) \quad (2.6)$$

El circuito equivalente para la fase a se muestra en la figura 2.3.

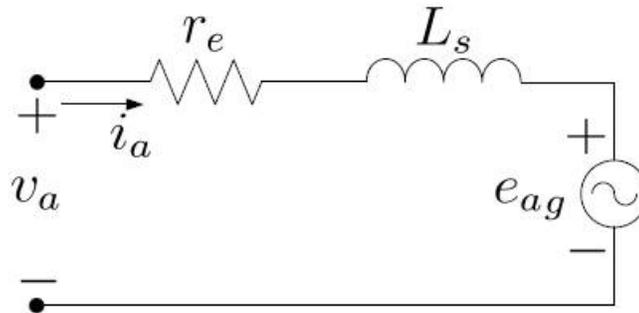


Figura 2.3 Circuito equivalente de la fase a .

Para la fase b y c , se obtienen circuitos similares, solo se requiere considerar el desfazamiento $-\frac{2}{3}\pi$ y $+\frac{2}{3}\pi$, respectivamente.

2.1.2.3 Análisis de potencia

El motor BLDC es una máquina eléctrica que convierte la potencia eléctrica suministrada en los devanados del estator en potencia mecánica aplicada en el eje del rotor. En este proceso de conversión se presentan pérdidas de potencia:

1. Potencia eléctrica de entrada: es la potencia suministrada en los devanados del estator y está dada por la ecuación (2.7). Esta potencia de entrada no depende del tipo de conexión (Δ ó γ) del motor [3].

$$P_{in} = 3V_{\phi}I_{\phi} \cos \varphi = \sqrt{3}V_L I_L \cos \varphi \quad (2.7)$$

Donde V_ϕ e I_ϕ es el voltaje y corriente por fase del motor respectivamente. V_L e I_L es el voltaje y corriente de línea respectivamente. φ es el ángulo cuyo coseno es el factor de potencia. En conexiones Υ se tiene que $I_L = I_\phi$ y que $V_L = \sqrt{3}V_\phi$. Por otro lado, en conexiones Δ se tiene que $V_L = V_\phi$ y que $I_L = \sqrt{3}I_\phi$.

2. Pérdida de potencia en la resistencia: esta se presenta en las resistencias de los devanados del estator en forma de calor y están dadas por la ecuación (2.8).

$$P_R = 3|I_a|^2 R_a \quad (2.8)$$

3. Pérdida de potencia en el núcleo: esta pérdida se ocasiona por histéresis y por corrientes parásitas en el metal del motor. Como una primera aproximación se considera cero.
4. Potencia electromagnética: al restar la pérdida de potencia en la resistencia y la pérdida de potencia en el núcleo a la potencia eléctrica de entrada se obtiene como resultado la potencia electromagnética; esta potencia es la que se transforma de eléctrica a mecánica y su deducción se realiza más adelante.
5. Pérdida de potencia mecánica: se relaciona con la fricción entre las partes móviles del motor y la fricción del rotor con el aire.
6. Potencia de salida: esta resulta de restar el conjunto de todas las pérdidas a la potencia de entrada. La figura 2.4 muestra el flujo de potencia del motor BLDC.

Cuando se opera esta máquina como motor, se tiene que el ángulo de potencia δ siempre es negativo. Por otro lado si se opera como generador δ es siempre positivo. La curva de potencia (figura 2.5) muestra como se comporta la potencia electromagnética en función de δ . En el primer cuadrante se tiene la acción generador y en el tercer cuadrante se tiene la acción motor. El máximo valor de potencia en operación motor se presenta cuando $\delta = -\pi/2$, siempre y

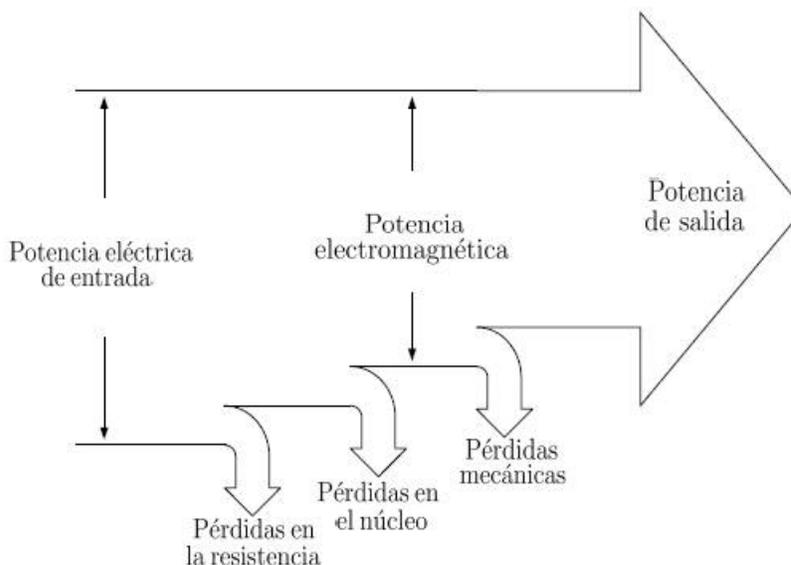


Figura 2.4 Diagrama de flujo de potencia

cuando $R_a = 0$. Si $R_a \neq 0$, el valor máximo de la potencia electromagnética se presenta cuando $\delta = \phi_z$, [18].

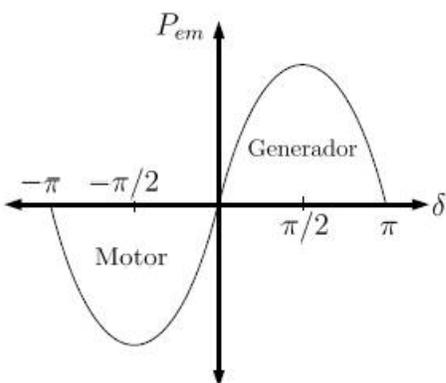


Figura 2.5 Curva de potencia del motor BLDC.

El auge de estos motores en los últimos años no se debe tanto al desarrollo de nuevas técnicas como al abaratamiento de los componentes electrónicos, tanto de control como de potencia. También, se han beneficiado de la reducción de precios de los imanes permanentes de altas prestaciones a base de tierras raras como el Neodimio o el Samario (Nd-Fe-B, y Sm-Co). Las características magnéticas de estos imanes permiten reducir de forma significativa

el peso de los motores en comparación con los que incorporan los imanes convencionales de ferrita.

2.1.2.4 Caracterización del motor BLDC

Para la caracterización se cuenta con un motor Golden Magic Pie, figura 2.6 y sus características en la tabla 2.1, es un motor BLDC sin escobillas, la conmutación se realiza de manera electrónica con el uso de un inversor trifásico de potencia, en donde más adelante se hablará de él, cuenta con 6 transistores IGBT y van conectados a las terminales de las bobinas del estator.



Figura 2.6 Motor Golden BLDC tipo Hub.

Para el control de la polaridad es necesario el uso de sensores de efecto hall que conmutan de forma sincrónica con respecto a la posición del motor, el sensor es el que controla la posición del mismo, los imanes permanentes en el rotor generan un flujo magnético al girar alrededor de los conductores que son estacionarios.

Estator

Se conforma de una carcasa de aluminio en el cual está instalado el estator, que cuenta con pequeñas láminas de acero, apiladas en toda su periferia con devanados colocados en las ranuras formándose así el devanado trifásico, también cuenta con tres sensores de efecto hall

Tabla 2.1 Características técnicas del motor

Marca	Golden Motor
Tipo	Electric Bike Hub Motors
Modelo	Magic Pie
Potencia nominal	250W-1000W (Depende de la tensión de servicio)
Acepta voltajes	48V, 36V, 24V
Torque 30%	Max:>70Nm
Peso	7.5Kg

ubicados entre las láminas de acero figura 2.7.



Figura 2.7 Estator del motor BLDC.

El estator posee tres bobinas en conexión estrella, con lo que se obtiene igual número de fases, cada una de las bobinas posee 21 polos y están debidamente identificadas con los colores (amarillo, verde y azul) en sus extremo. En total con 63 polos ubicados a lo largo de la periferia formándose así el estator.

La distribución de los polos está dispuesta como se muestra en la tabla 2.2:

Tabla 2.2 Identificación de los polos del estator

Bobinas	Colores en lo extremos	Medición entre bobinas	Resistencia (Ω)
A (BA)	Amarillo	BA-BB	0.6
B (BB)	Verde	BA-BB	0.6
C (BC)	Azul	BA-BB	0.6

- Se tiene tres polos juntos de una misma fase formándose así (BA, BB, BC...) cada uno de los devanados forman parte de una bobina y están colocados de manera simultánea en toda su periferia.
- Al tener 21 polos por cada fase, existen siete grupos de los mismos para un devanado, cada uno de ellos con 3 polos que forman una sola bobina.

En la figura 2.8 se aprecia la distribución de cada uno de los polos y de las fases.

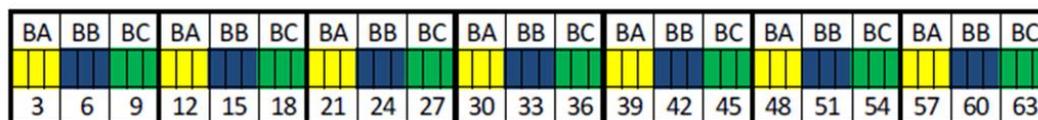


Figura 2.8 Distribución de los polos del motor BLDC.

En la figura 2.9 se muestra la distribución de las tres bobinas (BA, BB, BC) del estator, cada bobina está representada con un color específico rojo, azul y verde de tal forma que: AaA es un grupo de tres polos que forman parte de la primera bobina (BA), BbB de la segunda bobina (BB) y CcC de la tercera bobina (BC).

Cabe señalar que el color amarillo fue reemplazado por el color rojo por motivos que el fondo es del mismo color.

Cada uno de los polos que están en la periferia van intercalados Norte-Sur-Norte (AaA...) de manera repetitiva, teniendo 21 polos Sur (S) y 42 polos Norte (N), en donde las tres mayúsculas representan un polo Norte y las minúsculas un polo Sur, de igual manera en la figura 2.10

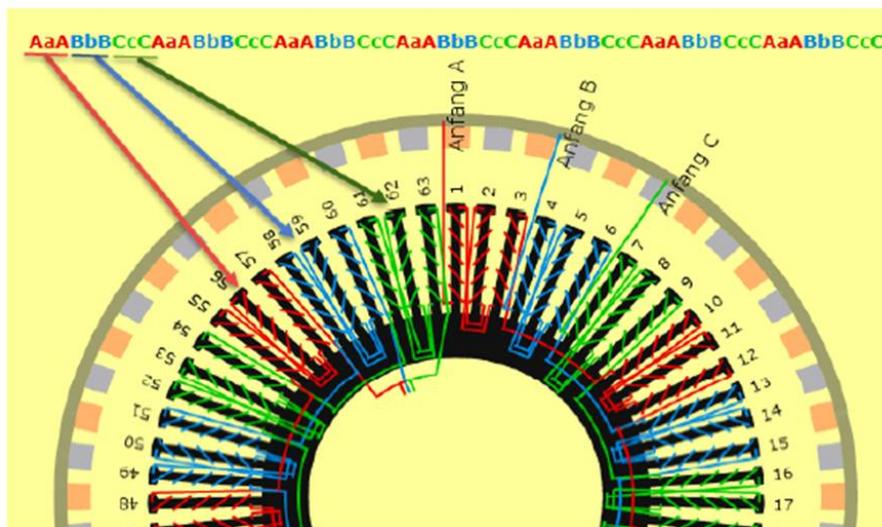


Figura 2.9 Distribución de los polos en el estator del motor BLDC.

están debidamente representados con colores y letras N-S indican la polaridad respectiva.

GRUPO 1	GRUPO 2	GRUPO 3	GRUPO 4	GRUPO 5	GRUPO 6	GRUPO 7	GRUPOS
BA	BA (21 Polos)						
	BB		BB		BB		BB (21 Polos)
		BC		BC		BC	BC (21 Polos)
Aa							
Bb							
Cc							
N	N	N	N	N	N	N	42 Polos N
S	S	S	S	S	S	S	21 Polos S
3	6	9	12	15	18	21	TOTAL 63 Polos
24	27	30	33	36	39	42	
45	48	51	54	57	60	63	

Figura 2.10 Distribución de los polos N-S.

El sentido de envoltura de los devanados nos indica el cambio de polaridad, aplicando la ley de la mano derecha se puede constatar claramente del cambio de polaridad en cada uno de los polos de acuerdo al sentido de flujo de la corriente.

Rotor

Es el componente que gira (la rueda) en el motor eléctrico Magic de 1000 Watts, el rotor cuenta con 56 imanes permanentes dispuestos a lo largo de su sección circular posee gran capacidad de almacenamiento de energía magnética figura 2.11.



Figura 2.11 Rotor del motor Magic Pie BLDC.

En el rotor existe 28 imanes permanentes con polaridad N y 28 con polaridad S distribuidos de manera alternada en toda su periferia figura 2.12.



Figura 2.12 Distribución de los imanes permanentes del rotor.

Características del imán permanente.

- Es una placa rectangular de (18x14x3)mm
- Los imanes son de ferrita (determina la potencia y eficiencia del motor)
- Los 56 imanes están distribuidos de forma circular, donde la longitud de la circunferencia es igual a π por el diámetro.

$$L = \pi * d \quad (2.9)$$

$$L = \pi * 273mm = 858mm \quad (2.10)$$

Los imanes permanentes están pegados en la longitud de la circunferencia de 858mm. Los mismos que están sometidos a altas revoluciones y la fuerza centrífuga, el pegamento es un limitante debido a que si no lo tuviera los imanes tienden a girar.

2.2 Inversor trifásico de potencia

Para operar el motor BLDC con voltaje variable se requiere un convertidor CD-CA también llamado inversor [29]. Los inversores trifásicos cubren aplicaciones de media y alta potencia. El propósito general de esta topología es controlar la amplitud del voltaje trifásico generado a partir de una fuente de voltaje de corriente directa [Rashid, 1993]. El modelo que aquí se presenta [26] considera un inversor con dispositivos ideales de conmutación. La figura 2.13 muestra la topología estándar de este convertidor.

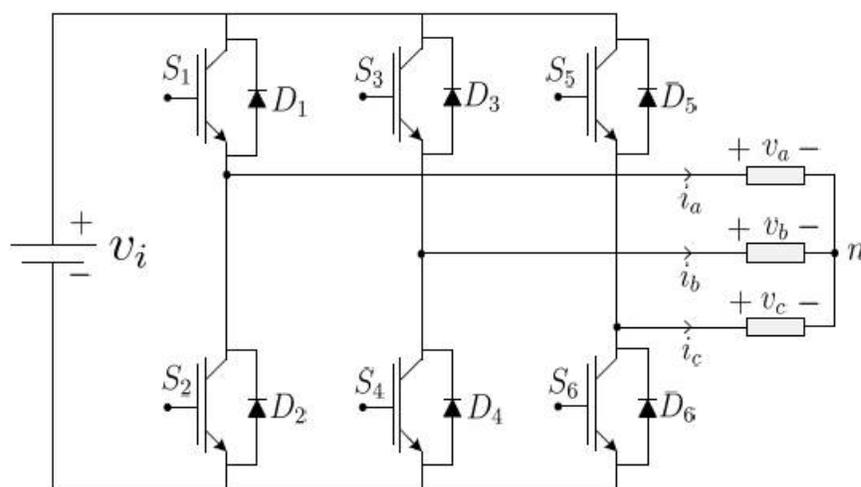


Figura 2.13 Topología del inversor.

El inversor está formado por seis dispositivos 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, MOSFET, BJT u otros dispositivos y seis diodos de conducción libre que aseguran que la corriente a causa del fenómeno de atraso en los devanados del motor BLDC no circule 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.

La señal portadora $g(t)$ es una señal triangular, esta se muestra en la figura 2.14 y su expresión está dada por la ecuación (2.11) y se reporta en [24]:

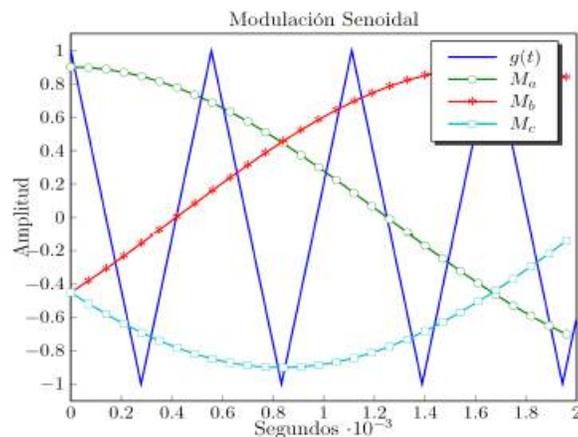


Figura 2.14 Moduladoras y portadora de la PWM.

$$g(t) = \frac{2}{\pi} \arcsin(\sin(2\pi f_s t + \frac{\pi}{2})) \quad (2.11)$$

donde f_s es la frecuencia de la portadora y tiene una amplitud pico a pico que va de -1 a 1, la frecuencia f_s se elige en base a dos necesidades:

1. que sea múltiplo impar de tres veces la frecuencia de las moduladoras; es decir 3, 9, 15... veces f_m , esto con objetivo de eliminar armónicas indeseables [4] y
2. que sea menor a la frecuencia de operación especificada en la hoja de datos del dispositivo de conmutación a utilizar.

Las señales moduladoras M_a , M_b , M_c son las señales de control del inversor, estas se muestran en la figura 2.14). Para el caso de operación del sistema en lazo abierto, las moduladoras

son señales senoidales y se representan por:

$$M_a = A_m \sin(2\pi f_m t), M_b = A_m \sin(2\pi f_m t - \frac{2}{3}\pi), M_c = A_m \sin(2\pi f_m t + \frac{2}{3}\pi), \quad (2.12)$$

y deben cumplir con las siguientes propiedades:

- de amplitud A_m menor a 1,
- de frecuencia f_m menor a la frecuencia f_s de la portadora y
- desfasadas 120° entre si.

La relación que existe entre la amplitud A_m de las señales moduladoras con la amplitud A_c de la señal portadora es el índice de modulación definido como:

$$M_a = \frac{A_m}{A_c} \quad (2.13)$$

si $M_a \leq 1$, entonces la amplitud v_{a1} de la frecuencia fundamental de la tensión de salida es linealmente proporcional a M_a , es decir:

$$v_{a1} = M_a v_i \quad (2.14)$$

por lo tanto, se puede decir que al controlar la amplitud A_m se manipula el índice de modulación M_a y en consecuencia la amplitud de la componente fundamental del voltaje de salida. Sí $M_a > 1$, entonces v_{a1} aumenta conforme aumenta M_a pero no de forma lineal ya que en esta caso se presenta el fenómeno conocido como sobremodulación [4].

Para el caso de operación del sistema en lazo cerrado, la amplitud de las señales trifásicas generadas por el controlador (v_{ac} , v_{bc} y v_{cc}) se dividen entre la magnitud del voltaje del bus de CD (v_i), esto con el objetivo de producir las señales moduladoras.

En este caso la señal moduladora M_a es:

$$M_a = \frac{v_{ac}}{v_i} \quad (2.15)$$

y al sustituir la ecuación (2.15) anterior en (2.14), queda:

$$v_{a1} = M_a v_i = \frac{v_{ac}}{v_i} v_i = v_{ac} \quad (2.16)$$

de aquí que la señal v_{ac} del controlador se traduce en el voltaje v_{a1} de la frecuencia fundamental. Este voltaje v_{a1} conserva la misma frecuencia y amplitud que la señal de control v_{ac} y también aporta mucha más energía a la fase a del motor BLDC que los voltajes armónicos subsecuentes.

El control de los disparos de los elementos de conmutación se basa en la técnica de modulación senoidal, la figura 2.15 muestra el principio de operación del PWM senoidal. De la figura

2.15 (a), al comparar lógicamente las señales moduladoras con respecto a la portadora resultan las variables binarias a , b y c . Dicho de otra manera, de la figura 2.15 (b), si en cualquier instante de tiempo, la señal M_a es mayor a $g(t)$ entonces a toma el valor de 1, esto implica que $S1$ conduce y $S2$ no conduce. Por lo contrario, si la señal M_a es menor a $g(t)$ entonces a toma el valor de 0, esto implica que $S1$ no conduce y $S2$ conduce. Esto se cumple también para las fases b y c .

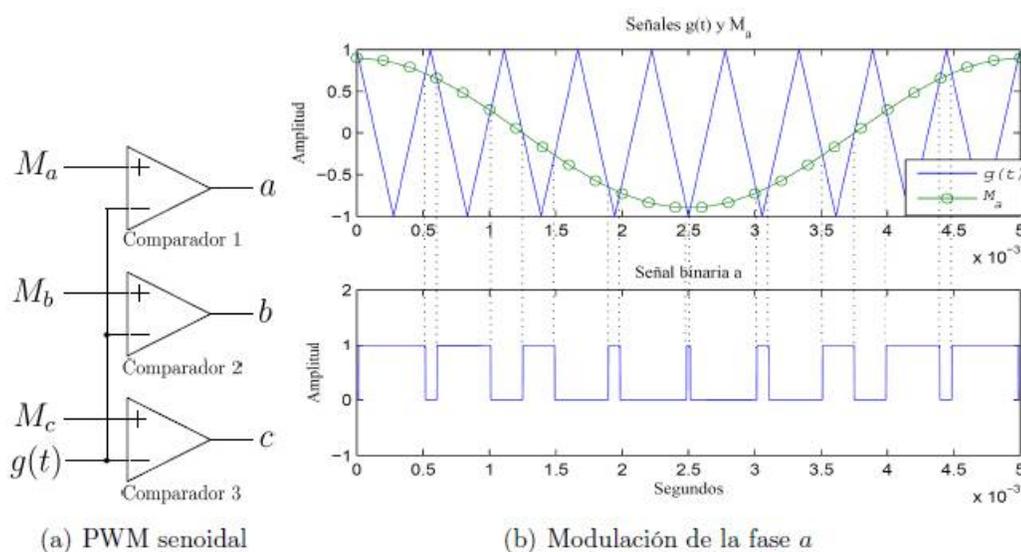


Figura 2.15 Principio de operación de la PWM.

Este es un modelo general del inversor el cual considera dispositivos ideales de conmutación y representa una aproximación del comportamiento real de dispositivos como IGBT, MOSFET ó BJT.

2.3 Modelo mecánico de la bicicleta eléctrica

En esta sección se presenta el modelo del subsistema mecánico de la bicicleta [32], [33]. Este subsistema está formado por el motor, la transmisión y la rueda trasera. El modelo es obtenido a partir de la segunda ley de Newton y considera las fuerzas que se oponen a la fuerza de tracción que genera el motor BLDC, estas son: la fuerza de fricción de las llantas con la superficie, la fuerza de fricción debido al viento y la fuerza debido a la componente del peso

del auto.

El modelo que aquí se presenta está reportado en Haddoun et al., 2007 [10]. El objetivo de este desarrollo es encontrar la expresión del par de carga que se produce por las fuerzas en oposición al movimiento del auto y la inercia rotacional debido a la masa de la bicicleta.

La transmisión mecánica que se considera en este modelo es una transmisión simple y se muestra en la figura 2.16, a través de esta transmisión el par desarrollado por el motor se relaciona con la fuerza de tracción en la llantas con la siguiente expresión:

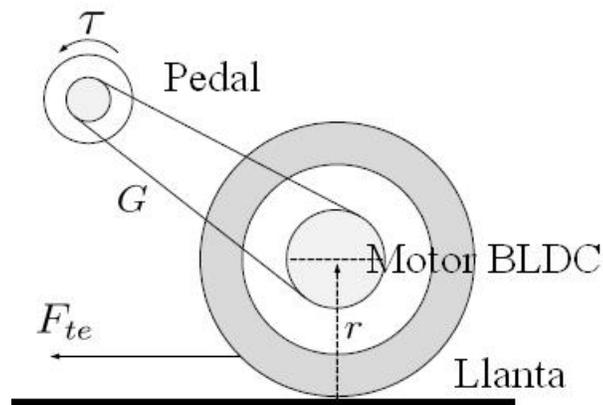


Figura 2.16 Representación de la transmisión de la bicicleta eléctrica.

$$\tau = \frac{r}{\eta_g G} F_{te} \quad (2.17)$$

ó

$$\tau = \eta_g \frac{r}{G} F_{te} \quad (2.18)$$

donde τ es el par proporcionado en la flecha del motor, r es el radio de la llanta, η_g es la eficiencia de la transmisión, G es el cociente de reducción de velocidad angular de la transmisión

y F_{te} es la fuerza de tracción que impulsa la bicicleta eléctrica. La ecuación (2.17) se utiliza cuando el motor entrega potencia mecánica (condiciones normales de operación) y la ecuación (2.18) se utiliza cuando el motor recibe potencia mecánica, es decir que funciona como generador (**frenado regenerativo**). El uso del frenado regenerativo se aborda más adelante en este trabajo de tesis.

De la figura 2.16 se obtiene la relación entre la velocidad angular del motor $\omega_m = \dot{q}_m$ y la velocidad lineal v de la bicicleta eléctrica con la siguiente expresión:

$$\dot{q}_m = G \frac{v}{r} \quad (2.19)$$

Las fuerzas que actúan sobre el vehículo se muestran en la figura 2.17. La fuerza F_{te} es la fuerza de tracción que impulsa a la bicicleta y es proporcionada por el motor eléctrico y los pedales a través de la transmisión. La fuerza de fricción F_{rr} entre los neumáticos y la superficie sobre la cual se mueve el auto está dada por:

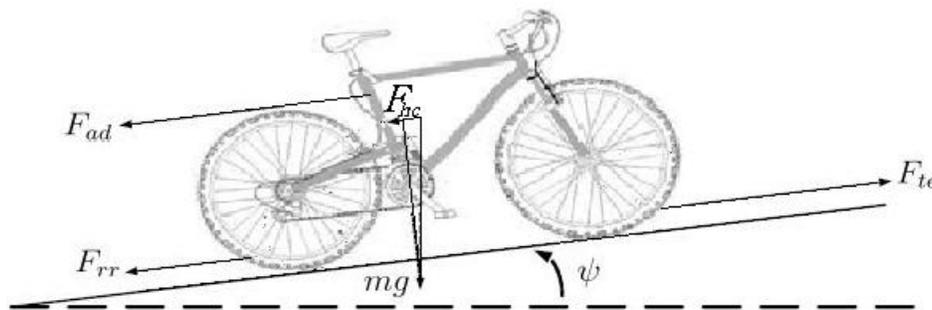


Figura 2.17 Fuerzas que actúan sobre la bicicleta.

$$F_{rr} = \mu_{rr} mg \cos(\psi) \quad (2.20)$$

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 ψ es el ángulo de inclinación de la pendiente.

La fuerza de fricción con el viento esta dada por:

$$F_{ad} = \frac{1}{2}\rho AC_d v^2 \quad (2.21)$$

donde $\rho = 1.25kg/m^3$ es la densidad del aire, A es el area frontal de la bicicleta en m^2 , C_d es el coeficiente aerodinámico y v es la velocidad lineal del vehículo en m/s .

La fuerza F_{hc} es la necesaria para mover la bicicleta por una pendiente con un ángulo de inclinación ψ , esta es una componente del peso total del vehículo y esta representada por:

$$F_{hc} = mg \sin(\psi) \quad (2.22)$$

Aplicando la segunda ley de Newton al vehículo se tiene que:

$$F_{te} - F_{rr} - F_{ad} - F_{hc} = ma \quad (2.23)$$

donde a es la aceleración del auto en m/s^2 . Despejando la fuerza de tracción F_{te} de la ecuación (2.24) y sustituyendo las expresiones correspondientes a cada fuerza que actúa sobre la bicicleta se obtiene la expresión:

$$F_{te} = ma + \mu_{rr}mg \cos(\psi) + \frac{1}{2}\rho AC_d v^2 + mg \sin(\psi) \quad (2.24)$$

En esta última ecuación (2.24) no se han considerado al motor ni a la transmisión. A partir de la ecuación del subsistema mecánico se despeja el par electromagnético τ_{em} :

$$\tau_{em} = D_{MB}\ddot{q}_m + R_m\dot{q}_m + \tau_L \quad (2.25)$$

La inercia total en el marco de referencia del motor es la suma de la inercia de rotor del motor BLDC y la inercia de la bicicleta eléctrica:

$$D_m = D_{MB} + D_{VE} \quad (2.26)$$

la expresión para la inercia de la bicicleta eléctrica es:

$$D_{VE} = \frac{1}{2}m\frac{r^2}{G^2} \quad (2.27)$$

Al sustituir las ecuaciones (2.17) y (2.26) en (2.25) se obtiene la siguiente expresión:

$$\tau_{em} = D_m\ddot{q}_m + R_m\dot{q}_m + \frac{r}{\eta_n G}F_{te} \quad (2.28)$$

ahora se sustituye la ecuación (2.24) en (2.28):

$$\tau_{em} = D_m \ddot{q}_m + R_m \dot{q}_m + \frac{r}{\eta_g G} \left(m \frac{dv}{dt} + \mu_{rr} mg \cos(\psi) + \frac{1}{2} \rho A C_d v^2 + mg \sin \psi \right) \quad (2.29)$$

La ecuación (2.29) contiene tanto a la velocidad angular del rotor \ddot{q}_m como a la velocidad lineal v de la bicicleta eléctrica. El modelo del subsistema mecánico se obtiene al dejar la ecuación (2.29) en función de \dot{q}_m usando la ecuación (2.19) y del despeje de \ddot{q}_m , entonces la ecuación para el subsistema mecánico es:

$$\ddot{q}_m = \frac{\eta_g G^2}{D_m \eta_g G^2 + m r^2} \left(\tau_{em} - R_m \dot{q}_m - \frac{\mu_{rr} mg \cos(\psi)}{\eta_g G} - \frac{\rho A C_d v^2}{2 \eta_g G^3} \dot{q}^2 - \frac{m g r \sin(\psi)}{\eta_g G} \right) \quad (2.30)$$

Esta ecuación (2.30) es una ecuación diferencial de segundo orden representa todo el subsistema mecánico de la bicicleta eléctrica, en donde se incluye también al motor BLDC.

2.4 Modelos de control para el motor BLDC

En esta sección se describen los pasos del desarrollo de dos controladores para los motores BLDC. Se cubren diseños con sensores de efecto Hall y sin sensores [34], [35], [36].

El código de esta aplicación fue desarrollado con el microcontrolador Microchip PIC16F877 PICmicro®. Fue elegido debido al bajo costo, y el código se puede depurar fácilmente con el ambiente MPLAB®. El código final puede ser portado a un microcontrolador de los más pequeños y menos caros. La portabilidad toma un mínimo de esfuerzo debido a que el conjunto

de instrucciones es idéntico para todos los dispositivos microcontroladores de 14 bits.

También hay que señalar que el código fue probado y optimizado para un motor brushless (sin escobillas) CD tipo Hub. Otros motores brushless también pueden funcionar con el código, salvo que no compartan características similares.

La clave para la conmutación del motor BLDC es detectar la posición del rotor, luego energizar las fases que producirán una mayor cantidad de par. El rotor se desplaza 60 grados eléctricos por paso de conmutación. La trayectoria de la corriente del estator apropiada se activa cuando el rotor es de 120 grados de la alineación con el estator correspondiente al campo magnético y, a continuación, se desactiva cuando el rotor tiene 60 grados de alineación, en cuyo momento se activa el siguiente circuito y el proceso se repite. La conmutación de la posición del rotor, que se muestra en la figura 2.18, sería en la terminación de la trayectoria de la corriente 2 y el comienzo de la trayectoria de la corriente 3 para la rotación en sentido horario. Conmutando las conexiones eléctricas a través de las seis combinaciones posibles, numeradas del 1 al 6, son precisamente en los momentos adecuados que empujará el rotor a través de una revolución eléctrica.

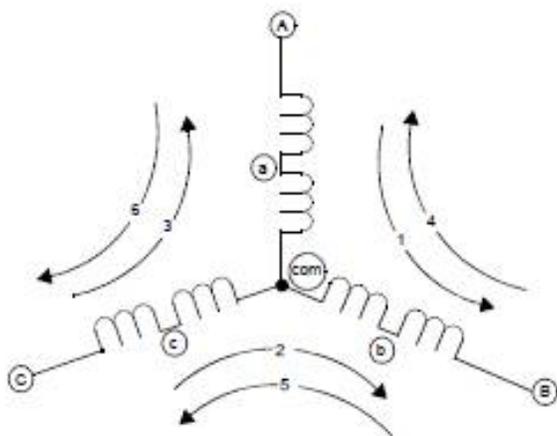


Figura 2.18 Diagrama simplificado del motor BLDC

En la figura 2.18 del motor simplificado, una revolución eléctrica es la misma que una revolución mecánica. En la práctica real, los motores BLDC tienen más de una que los circuitos eléctricos que se muestran, conectados en paralelo uno a cada uno, y un rotor de imán permanente correspondiente a un multi-polo. Para dos circuitos hay dos revoluciones eléctricas por revolución mecánica, por lo que para un motor de dos circuitos, cada fase de conmutación eléctrica cubriría 30 grados de rotación mecánica.

2.4.1 Control con sensores

La forma más fácil de saber el momento correcto para conmutar las corrientes de los devanados es por medio de un sensor de posición. Muchos fabricantes de motores BLDC suministran motores con un sensor de tres elementos de posición de efecto Hall. Cada elemento del sensor emite un nivel alto digital para 180 grados eléctricos de rotación eléctrica, y un nivel bajo para los otros 180 grados eléctricos. Los tres sensores están desplazados entre sí por 60 grados eléctricos por lo que cada salida del sensor está en alineación con uno de los circuitos electromagnéticos. Un diagrama de temporización que muestra la relación entre las salidas del sensor y la tensiones de accionamiento de motor requeridas se muestra en la figura 2.19.

Los números en la parte superior de la figura 2.19 corresponden a las corrientes de cada fase mostrados en la figura 2.18. Es evidente, a partir de figura 2.19, que las tres salidas de los sensores se sobrepone como una manera de crear seis códigos de tres bits únicos correspondientes a cada una de las fases de accionamiento. Los números se muestra alrededor de la periferia del diagrama del motor en la figura 2.18 que representa el código de posición del sensor. El polo norte de los puntos del rotor al código emite en esa posición del rotor. Los números son los niveles lógicos del sensor en el que el bit más significativo es el sensor C y el bit menos significativo es el sensor A.

Cada fase de accionamiento consiste en una terminal del motor accionada en alto, una terminal del motor impulsado en baja, y una terminal del motor se deja flotando. Un circuito de accionamiento simplificado se muestra en la figura 2.20. Los controles de accionamiento individuales para un alto y bajo permiten un accionamiento en alto, bajo, y accionamiento flotante

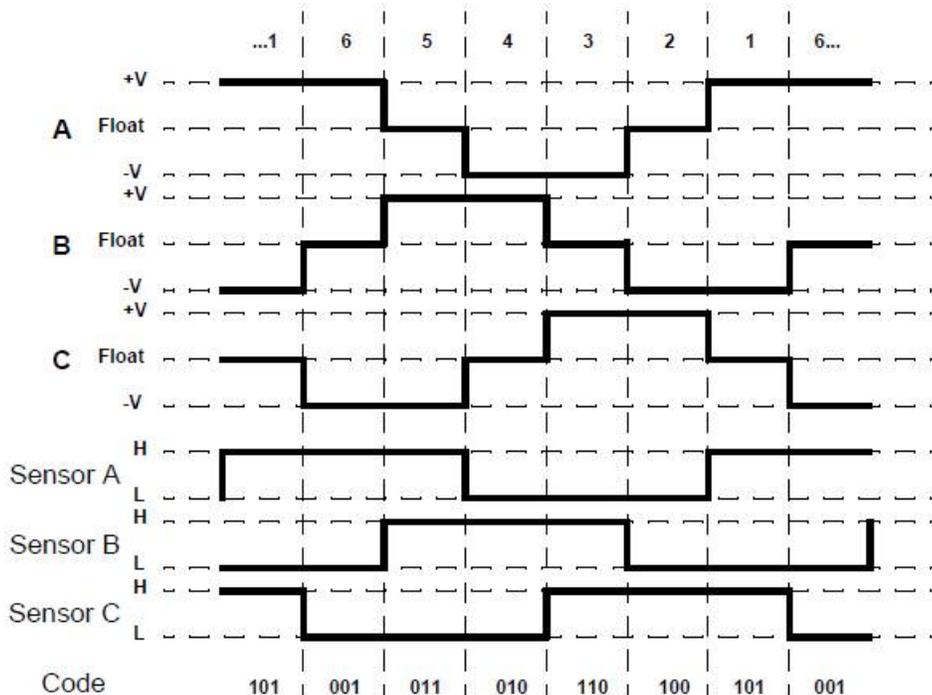


Figura 2.19 Sensores vs temporización de accionamiento.

en cada terminal del motor. Una precaución que debe estar tomada con este tipo de circuito de excitación es que tanto el lado alto y los controladores del lado de baja nunca deben ser activados al mismo tiempo. Las resistencias pull-up y pull-down deben estar colocadas en las entradas del controlador para asegurarse de que los conductores están inmediatamente después de un RESET del microcontrolador, cuando las salidas del microcontrolador se configuran como entradas de alta impedancia.

Otra precaución cuando dos drivers son activados al mismo tiempo se denomina control de tiempo muerto. Cuando una salida tiene una transición desde el estado de alto a un estado en bajo, la cantidad adecuada de tiempo para que el controlador en alto se apague debe permitir que transcurra antes cierto tiempo para que la parte en bajo del controlador sea activado correctamente. Los conductores toman más tiempo para que se apaguen que para activarse, el incremento de tiempo debe permitir que expiren de modo que ambos conductores no estén

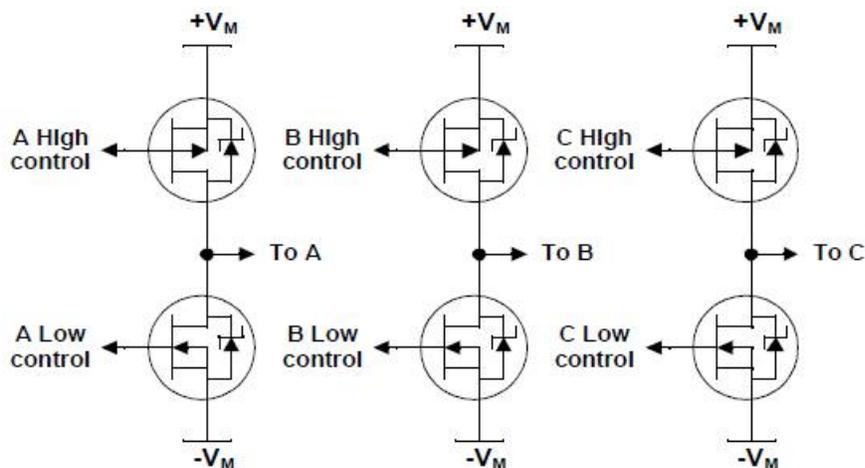


Figura 2.20 Puente trifásico.

llevando su trabajo a cabo al mismo tiempo. Observe en la figura 2.20, que al periodo de accionamiento en alto y el período de accionamiento en bajo de cada salida, está separado por un periodo de fase flotante. Este tiempo muerto es inherente a la unidad trifásica del escenario del BLDC, un momento especial para controlar el tiempo muerto no es necesario. La secuencia de conmutación del motor BLDC no cambiará si el dispositivo de lado alto y el dispositivo del lado de bajo están en una fase al mismo tiempo.

La conmutación consiste en vincular el estado del sensor de entrada con el accionamiento de estados correspondiente. Esto se logra mejor con una tabla de estados y una mesa de desplazamiento del puntero. Las entradas de sensor formarán la tabla de desplazamiento de punteros, y la lista de códigos de salida posible formarán la tabla de estado. El desarrollo del código se llevará a cabo con un PIC16F877. Se tiene PORTC asignado arbitrariamente como el puerto de la unidad de motor y PORTE como el puerto de entrada del sensor.

Cada controlador requiere dos terminales, uno para alta y uno para baja, por lo que seis pines del puerto se utilizará para controlar los seis IGBT de accionamiento del motor. Cada sensor requiere un pin, por lo que tres pines de PORTE serán utilizados para leer el estado actual de tres salidas del sensor del motor. El estado del sensor estará vinculado al estado de

accionamiento utilizando el código de entrada del sensor como un desplazamiento binario al conducir en el índice de la tabla. Los estados de los sensores y estados de accionamiento del motor de la figura 2.19 se muestran en la tabla 2.3.

Tabla 2.3 Sensores y bits de accionamiento por orden de fase

Pin	RE2	RE1	RE0	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0
Fase	Sensor C	Sensor B	Sensor A	Alto C	Bajo C	Alto B	Bajo B	Alto A	Bajo A
1	1	0	1	0	0	0	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	0
3	1	1	0	1	0	0	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	0	0	1
5	0	1	1	0	1	1	0	0	0
6	0	0	1	0	1	0	0	1	0

Reordenación de la tabla 2.3 por peso de código binarios del sensor resultados están en la tabla 2.5. La activación de los drivers del motor, de acuerdo con una tabla de estado construido a partir de la tabla 2.5, hará que el motor de la figura 2.18 gire en sentido horario.

Tabla 2.4 Sensores y bits de accionamiento por orden de sensores

Pin	RE2	RE1	RE0	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0
Fase	Sensor C	Sensor B	Sensor A	Alto C	Bajo C	Alto B	Bajo B	Alto A	Bajo A
6	0	0	1	0	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	1	0	0	1
5	0	1	1	0	1	1	0	0	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	0
1	1	0	1	0	0	0	1	1	0
3	1	1	0	1	0	0	0	0	1

La rotación hacia la izquierda se logra mediante la corriente de accionamiento a través de las bobinas del motor en la dirección opuesta para la rotación en sentido horario. La tabla ?? se construyó mediante el intercambio de todas las unidades de alto y bajo de la tabla 2.5. La activación de las bobinas del motor, de acuerdo con una tabla de estado construido a partir de la tabla ??, harán que el motor gire en sentido antihorario. El números de fase en la tabla ?? son precedidos por una barra denotando que la EMF es opuesta a la de las fases de la tabla 2.5.

Tabla 2.5 Sensores y bits de accionamiento por orden de sensores

Pin	RE2	RE1	RE0	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0
Fase	Sensor C	Sensor B	Sensor A	Alto C	Bajo C	Alto B	Bajo B	Alto A	Bajo A
/6	0	0	1	1	0	0	0	0	1
/4	0	1	0	0	0	0	1	1	0
/5	0	1	1	1	0	0	1	0	0
/2	1	0	0	0	1	1	0	0	0
/1	1	0	1	0	0	1	0	0	1
/3	1	1	0	0	1	0	0	1	0

Antes de tratar el código de conmutación con nuestro motor, se debe considerar lo que ocurre cuando se aplica un voltaje a un motor de corriente continua. Un modelo eléctrico muy simplificado de un motor CD se muestra en la figura 2.21.

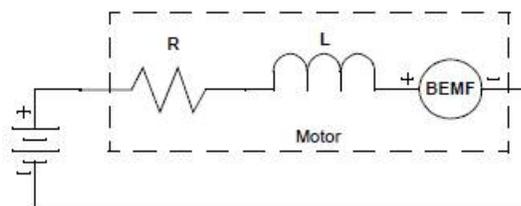


Figura 2.21 Circuito equivalente de un motor CD.

Cuando el rotor está parado, la única resistencia a la corriente flujo es la impedancia de las bobinas electromagnéticas. La impedancia se compone de la resistencia parásita del cobre

en los arrollamientos, y la inductancia parásita de los propios arrollamientos. La resistencia y inductancia son muy pequeñas por diseño, por lo que las corrientes de puesta en marcha sería muy grande, si no limitada.

Cuando el motor está girando, los imanes permanentes del rotor se desplaza más allá de las bobinas del estator e induce una potencial eléctrico en las bobinas llamadas fuerza contra electromotriz, o BEMF por sus siglas en inglés. La BEMF es directamente proporcional a la velocidad del motor y se determina a partir de la constante de tensión del motor K_V .

$$RPM = K_V \times V(\text{voltaje}) \quad (2.31)$$

$$BEMF = \frac{RPM}{K_V} \quad (2.32)$$

En un motor ideal, R y L son iguales a cero, y el motor girará a una velocidad tal que la BEMF es exactamente igual al voltaje aplicado.

La corriente que un motor traza es directamente proporcional a la carga del par en el eje del motor. La corriente del motor es determinada por la constante par motor K_T .

$$Par = K_T \times A(\text{ampere}) \quad (2.33)$$

Un hecho interesante sobre K_T y K_V es que su producto es la misma para todos los motores. Volts y ampers son expresados en unidades MKS, por lo que si expresamos también en K_T en unidades MKS (metro, kilogramo y segundo), es decir $N - M/rad/s$, entonces el producto de K_V y K_T es 1.

$$K_T * K_V = 1 \quad (2.34)$$

Esto no es sorprendente si se considera que las unidades del producto son $[1/(V * A)] * [(N * M)/(rad/s)]$, que es lo mismo que la potencia mecánica dividida por la potencia eléctrica.

Si el voltaje se aplicara a un motor ideal con una fuente de voltaje ideal, marcaría una cantidad infinita de corriente y con una aceleración instantáneamente a la velocidad dictada por la tensión aplicada y K_V . Por supuesto, ningún motor es ideal, y la corriente de puesta en marcha será limitada por la resistencia y la inductancia parásitas de los devanados del motor, así como la capacidad actual de la fuente de alimentación. Dos efectos perjudiciales de la corriente de arranque ilimitada y el voltaje son un par excesivo y corriente excesiva. Un par excesivo puede causar un daño de engranajes, los acoplamientos del eje se deslicen, y otros problemas mecánicos indeseables. Una corriente excesiva puede causar que los drivers de los IGBT se dañen y circuitos quemados.

Podemos minimizar los efectos de la corriente excesiva y torque mediante la limitación de la tensión aplicada en el arranque mediante la modulación de ancho de pulso PWM. La modulación de ancho de pulso es eficaz y bastante simple de hacer. Dos cosas a tener en cuenta con la PWM son, las pérdidas de los IGBT debido a la conmutación, y el efecto que el flujo de la PWM tiene en el motor. Las frecuencias de conmutación PWM más altas significan mayores pérdidas, pero frecuencia demasiado baja significarán que la corriente al motor será una serie de impulsos de alta corriente en lugar del promedio deseado de voltaje en la forma de onda. El

valor promedio es más fácil de alcanzar en frecuencias más bajas si la inductancia parásita del motor es relativamente alta, pero la alta inductancia es una característica del motor indeseable. La frecuencia ideal depende de las características de su motor y potencia de los interruptores. En esta aplicación, la frecuencia PWM será de aproximadamente $10kHz$.

Se utiliza la PWM para controlar la corriente de puesta en marcha, así que por qué no utilizarlo como un control de velocidad también. Se utilizó el ADC convertidor analógico a digital, del PIC16F877 para leer un potenciómetro y utilizar la lectura de voltaje como la entrada de control de velocidad relativa. Sólo 8 bits del ADC se utilizan, por lo que el control de velocidad tendrá 256 niveles. Se quiere que la velocidad relativa corresponda con la aparente posición del potenciómetro. La velocidad del motor es directamente proporcional al voltaje aplicado, por lo que la variación del ciclo de trabajo de la PWM es linealmente desde 0% a 100% y dará lugar a un control lineal de la velocidad de 0% a 100% del máximo de RPM.

El ancho de pulso se determina añadiendo continuamente el resultado del ADC para el funcionamiento libre y el Timer0 cuenta para determinar cuando los conductores deben estar encendidos o apagados. Si la adición da como resultado un desbordamiento, a continuación, los drivers se encienden, de lo contrario, se apagan. Un temporizador de 8 bits se utiliza para las sumas del ADC y el temporizador no necesitan ninguna escala para cubrir toda la distancia. Para obtener una frecuencia PWM de $10kHz$ el Timer0 debe estar en ejecución a 256 veces la tasa, o $2.56MHz$. El valor mínimo para el pre-escalador del Timer0 es de 1 : 2, por lo que necesitará una frecuencia de entrada de $5.12MHz$. La entrada al Timer0 es $FOSC/4$. Esto requiere una FOSC de $20.48MHz$. Esa es una frecuencia impar, y una de $20MHz$ es lo suficientemente cercana, así que se utilizó $20MHz$ que resulta una frecuencia PWM de $9,77kHz$.

Hay varias formas de modular los controladores del motor. Se podrían cambiar los controladores de lado alto y bajo en conjunto, o simplemente el conductor de alta o baja, dejando otro controlador encendido. Algunos controladores de los IGBT del lado de alto utilizan una carga del condensador para que bombee e impulse el controlador por encima de la compuerta a la

tensión del colector. La carga bombea cargas cuando el controlador está apagado y se descarga en la compuerta del IGBT cuando el conductor está encendido. Tiene sentido entonces cambiar el controlador del lado de alta para mantener el bombeo de carga refrescada.

Se moduló el controlador del lado de alto mientras que deja al conductor encendido en el lado de bajo. Hay tres conductores los del lado alto, cualquiera de las cuales podría estar activos dependiendo de la posición del rotor. La palabra de accionamiento del motor es de 6-bits de ancho, por lo que si lógicamente se hace un AND con la palabra de los controladores y con ceros en las posiciones de altos de los bits del controlador, y con 1 en las posiciones bajas de los bits del controlador, vamos a apagar el controlador activo en alto sin tener en cuenta cual de las tres es.

Se identificaron ahora 4 tareas del bucle de control:

- Leer las entradas de los sensores.
- Conmutar las conexiones de los controladores del motor.
- Leer el control ADC de velocidad.
- Aplicar la PWM a los controladores del motor usando los resultados de suma del ADC y Timer0.

Con $20MHz$ de velocidad de reloj, la latencia de control, provocado por el tiempo de bucle, no es significativo por lo que se construyo un lazo sencillo de tareas. El diagrama de flujo del lazo de control se muestra en la figura 2.22 y los códigos están listados en el apéndice.

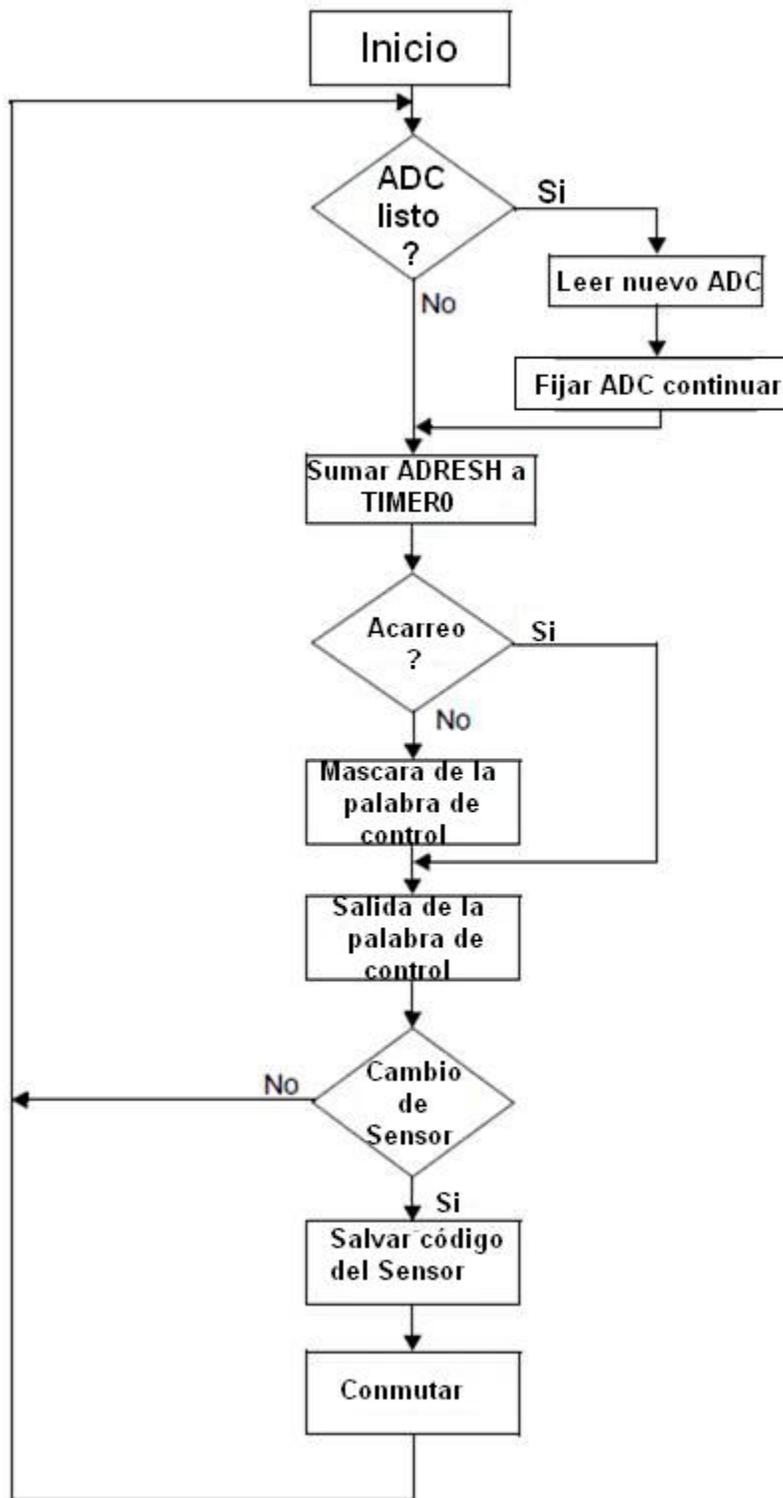


Figura 2.22 Diagrama de flujo.

2.4.2 Control del motor sin sensores

Es posible determinar cuando conmutar los drivers del motor por medio del sensado del voltaje de la Fuerza contra electromotriz (BEMF) en una terminal del motor no accionada durante una de las fases del controlador. La ventaja obvia de coste sin sensores de control es la eliminación de los sensores de posición de efecto Hall. Existen varias desventajas con el control sin sensores:

- El motor debe estar en movimiento a una velocidad mínima para generar la suficiente fuerza contra electromotriz a detectar.
- Los cambios bruscos a la carga del motor pueden causar el bloqueo del lazo de control de la BEMF.
- La tensión de fuerza contra electromotriz se puede medir sólo cuando la velocidad del motor está dentro de una gama limitada de la tasa de conmutación ideal para la tensión aplicada.
- La conmutación a flujos más rápidos que el flujo ideal dará lugar a una respuesta discontinua del motor.

Si el bajo costo es una preocupación principal y el motor a baja velocidad de operación no es un requisito y la carga del motor no se espera que cambie rápidamente entonces el control sin sensores puede ser la mejor opción para la aplicación.

2.4.2.1 Determinar la fuerza contra electromotriz (BEMF)

La BEMF, con relación a un punto de conexión común de la bobina, generado por cada una de las bobinas del motor, puede ser expresado como su muestra en las ecuaciones 2.35 hasta la (2.37).

$$B_{BEMF} = \sin(\alpha) \quad (2.35)$$

$$C_{BEMF} = \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.36)$$

$$A_{BEMF} = \sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.37)$$

La figura 2.23 muestra el circuito equivalente del motor con las bobinas B y C, mientras que la bobina A no está accionada y disponible para la medición de la BEMF. En la frecuencia de conmutación las L son insignificantes. R se asume que es igual. Los componentes L y R no se muestran en la rama A, ya que no fluye corriente significativa en esta parte del circuito por lo que los componentes pueden ser ignorados.

La BEMF generada por las bobinas B y C, como se muestra en la figura (2.23), puede ser expresada como se muestra en la ecuación (2.38).

$$BEMF_{BC} = B_{BEMF}C_{BEMF} \quad (2.38)$$

La inversión del signo de C_{BEMF} se debe al movimiento del punto de referencia desde la conexión común a tierra.

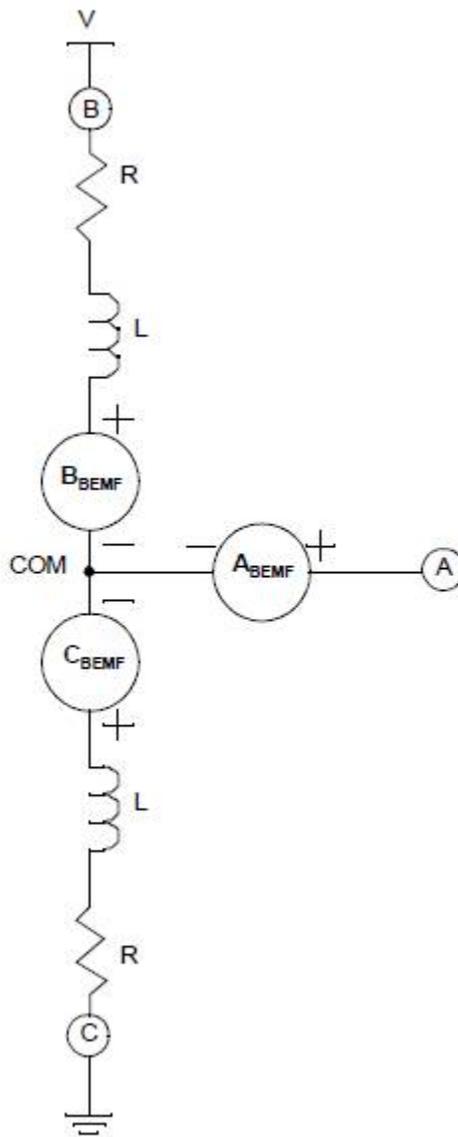


Figura 2.23 Circuito equivalente de la BEMF.

Recordemos que hay seis fases de transmisión eléctrica en una revolución. Cada fase produce una unidad de $+/- 30$ grados alrededor del pico BEMF de las dos bobinas del motor siendo conducido durante esa fase. A toda velocidad el voltaje de CD aplicada es equivalente al voltaje RMS de la BEMF en ese rango de 60 grados. En términos de pico de la BEMF generada por un solo devanado, el voltaje RMS de la BEMF a través de dos de los devanados

se puede expresar como se muestra en las ecuaciones (2.39) a (2.41).

$$BEMF_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} (\sin(\alpha) \sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}))^2 d\alpha} \quad (2.39)$$

$$BEMF_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{\pi} (\frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{4})} \quad (2.40)$$

$$BEMF_{RMS} = 1.6554 \quad (2.41)$$

este resultado se utiliza para normalizar los diagramas de fuerza contra electromotriz donde se presenta más adelante, pero primero se considera la esperada BEMF en la terminal del motor no accionada.

Dado que el voltaje aplicado es de modulación por ancho de impulso, se tiene la alternativa de conducir entre encendido y apagado en todo el tiempo de fase. La fuerza contra electromotriz, con respecto a tierra, visto en la terminal A cuando la unidad está encendida, se puede expresar como se muestra en la ecuación (2.42) y ecuación (2.43).

$$BEMF_A = \frac{[V - (B_{BEMF} - C_{BEMF})]R}{2R} - C_{BEMF} + A_{BEMF} \quad (2.42)$$

$$BEMF_A = \frac{V - B_{BEMF} + C_{BEMF}}{2} - C_{BEMF} + A_{BEMF} \quad (2.43)$$

Se debe tener en cuenta que la resistencia del bobinado anula, por la caída de voltaje resistivo, debido a la carga de par motor, no es un factor en la medición de fuerza contra electromotriz. La fuerza contra electromotriz, con respecto a tierra, visto en la terminal A cuando la unidad está apagada se puede expresar como se muestra en ecuación (2.44).

$$BEMF_A = A_{BEMF} - C_{BEMF} \quad (2.44)$$

La figura 2.24 es una representación gráfica de las fórmulas de la BEMF calculado sobre una revolución eléctrica. Para evitar el desorden, sólo en la forma de onda de la terminal A, como se observaría en un osciloscopio se muestra a continuación y es denotado como BEMF (driver encendido). La forma de onda de la terminal A está achatada en su parte superior e inferior, porque en aquellos puntos la terminal A está conectada al voltaje de excitación o tierra. Las formas de onda sinusoidales son las bobinas individuales de la BEMF con relación a la conexión común de la bobina. Las jorobas sinusoidales de 60 grados son las BEMF de los pares de bobinas accionadas con respecto a tierra. Toda la gráfica se ha normalizado al valor RMS del par de bobinas de la BEMF.

Observe que la forma de onda (driver encendido) de la fuerza contra electromotriz es bastante lineal y pasa a través de un voltaje que es exactamente la mitad del aplicado a exactamente 60 grados que coincide con el cruce por cero de la forma de onda BEMF de la bobina A. Esto implica que podemos determinar la posición eléctrica del rotor detectando cuando el voltaje de la terminal esté abierto e igual a la mitad de la tensión aplicada.

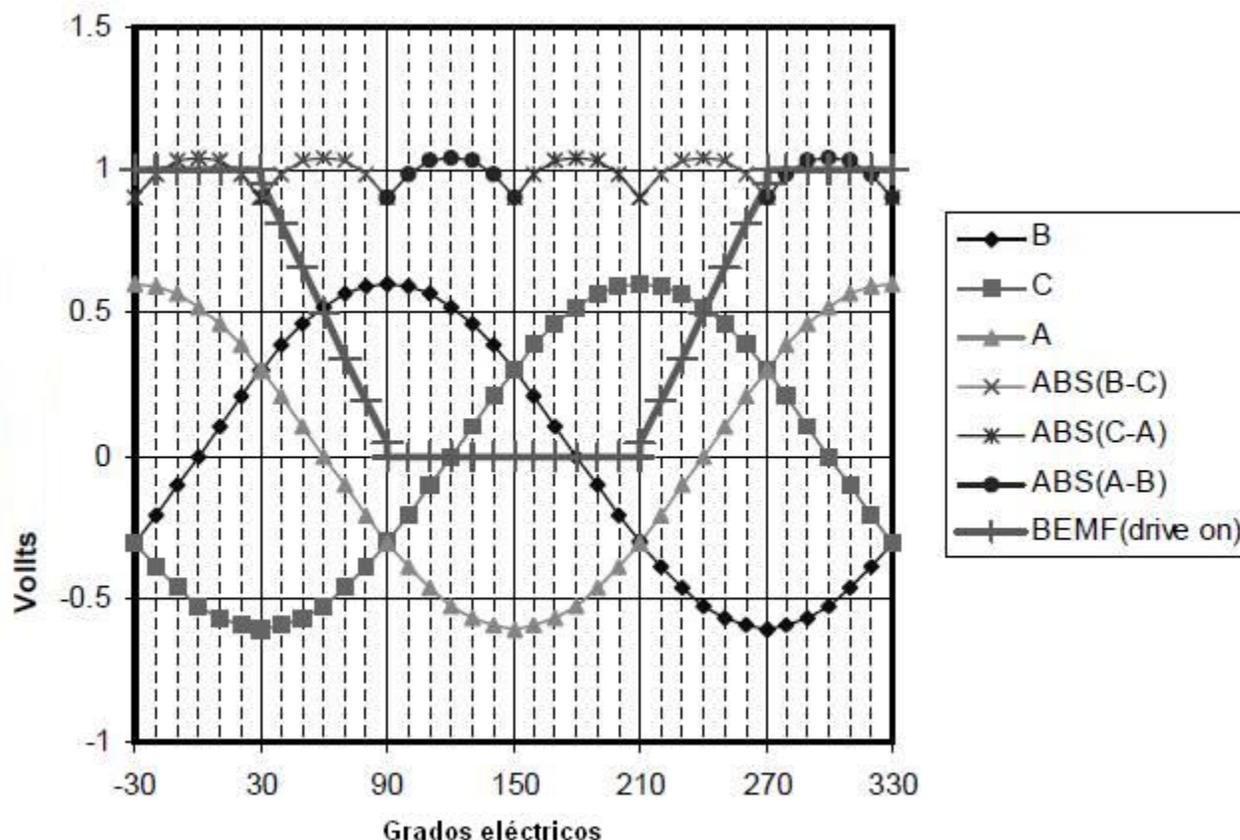


Figura 2.24 Formas de onda del motor BLDC (PWM a 100% del ciclo de trabajo).

La figura 2.25 es una representación gráfica de las fórmulas BEMF donde calculan más de una revolución eléctrica cuando el voltaje aplicado eficaz es 50% donde se muestra en la figura 2.24. Todo el gráfico se ha normalizado al voltaje pico aplicado.

Se observa que las formas de onda BEMF todas se disminuyeron proporcionalmente pero se nota que la fuerza contra electromotriz en la terminal abierta todavía es igual a la mitad de la mitad de la trayectoria a través del voltaje aplicado a la fase de impulso de 60 grados. Esto ocurre sólo cuando el voltaje de accionamiento está encendido. La figura (2.26) muestra un detalle de la terminal abierta de la BEMF cuando el voltaje del driver está encendido y cuando la tensión está apagada. En varios ciclos de trabajo, se nota que el driver en la curva siempre es igual a la mitad del voltaje aplicado a 60 grados.

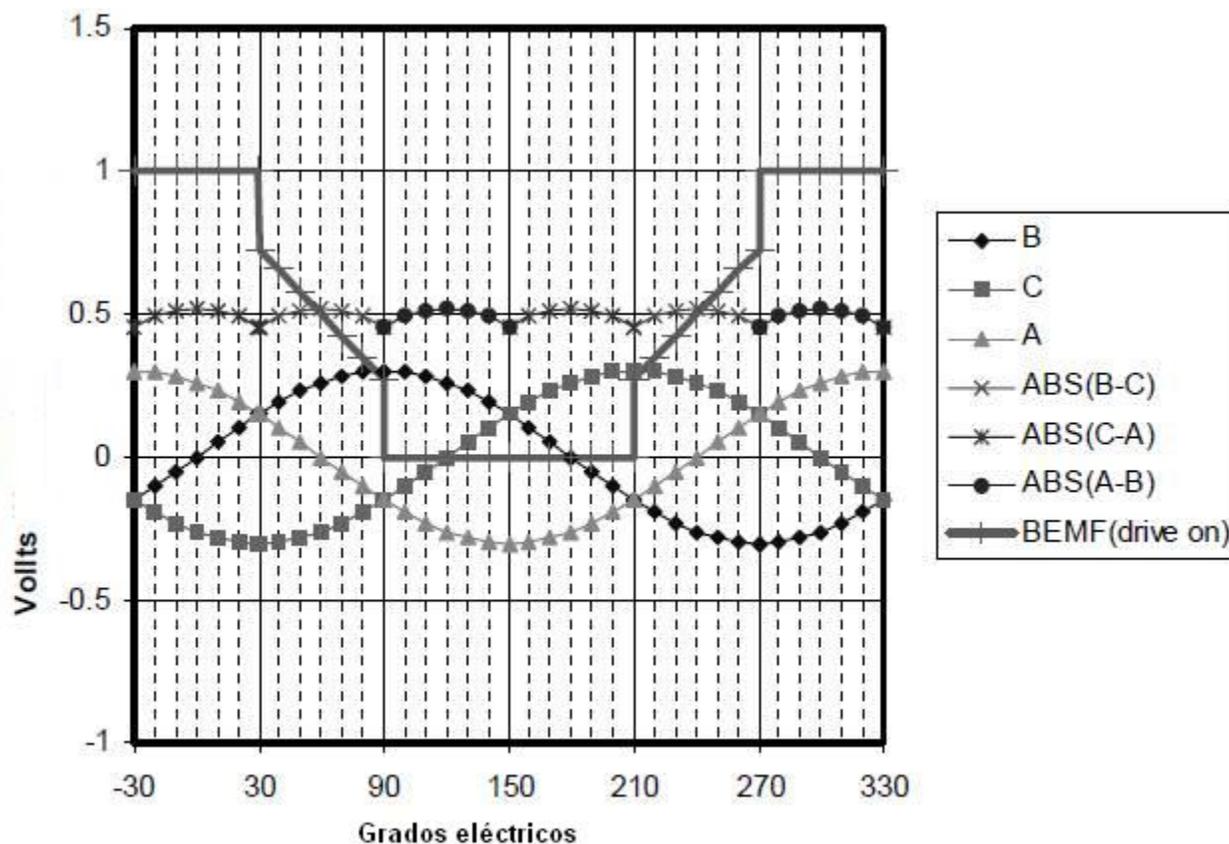


Figura 2.25 Formas de onda del motor BLDC (PWM a 50% del ciclo de trabajo).

La posición del rotor se puede determinar midiendo el voltaje en la terminal abierta cuando el voltaje de excitación es aplicado para después comparar el resultado con una mitad del voltaje aplicado.

La velocidad del motor es proporcional al voltaje aplicado. Las fórmulas y gráficos presentados hasta ahora representan el funcionamiento del motor cuando coincide la tasa de conmutación con el voltaje eficaz aplicado. Cuando la velocidad de conmutación es demasiado rápida, entonces se produce la pronta conmutación y el punto de cruce por cero se produce más tarde en el controlador de la fase. Cuando la velocidad de conmutación es demasiado lenta ocurre tarde y el punto de cruce por cero se produce a rápidamente en el controlador de la fase. Se puede sentir y usar de este cambio en el cruce por cero para ajustar la velocidad de conmutación para

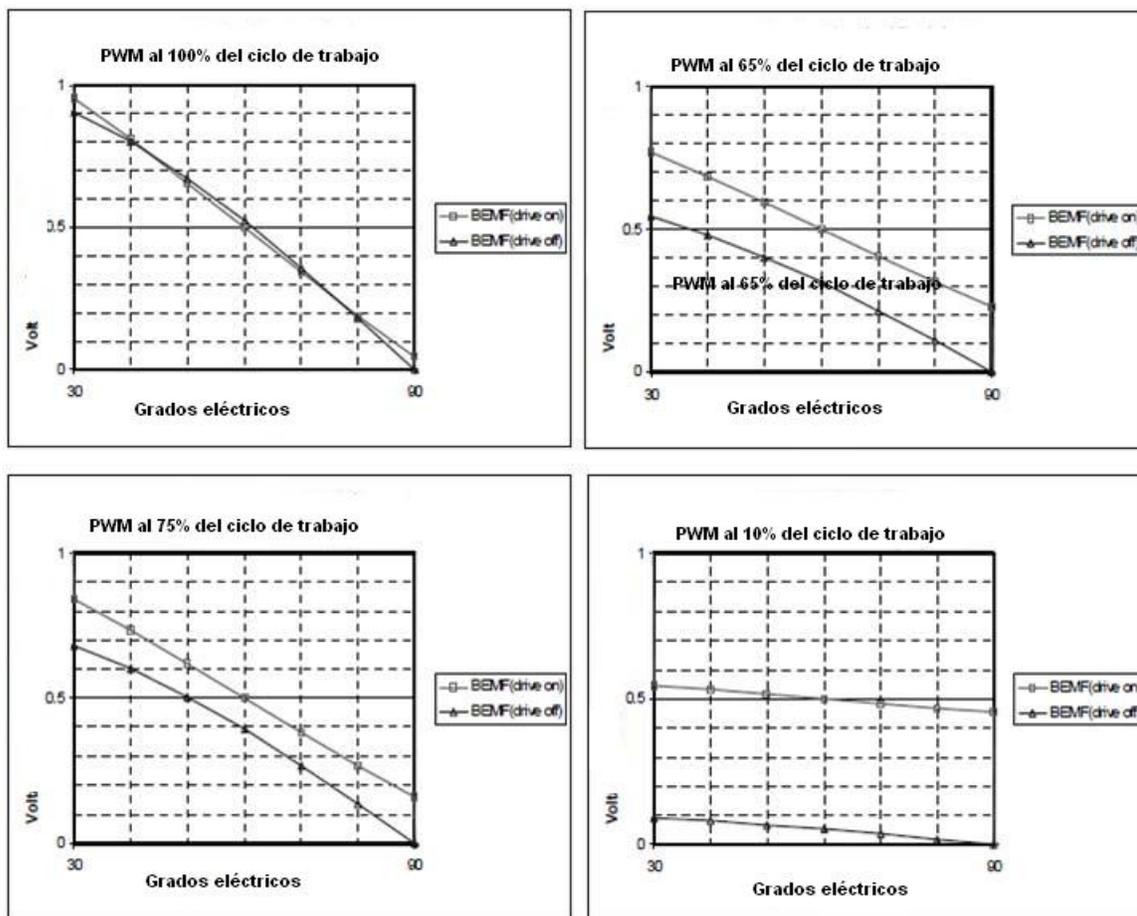


Figura 2.26 Controlador encendido vs controlador apagado.

mantener el motor en marcha a la velocidad ideal para el voltaje aplicado y el par de carga [37].

2.5 Baterías

Las Baterías de Plomo con ácido son las baterías de los vehículos por excelencia [32]. El depósito de la batería está relleno de ácido sulfúrico que bañan una serie de placas. Las placas positivas se encuentran recubiertas por bióxido de plomo y las placas negativas están recubiertas de plomo. Cada celda tiene 2v de tensión. Son las baterías más económicas del mercado, pero también son las más pesadas y las más contaminantes. Sobre la duración de la batería

depende mucho del fabricante y del uso que se haga de la batería. Las baterías de plomo utilizadas en las bicicletas eléctricas suelen durar de 2 a 3 años. Cada vez se utilizan menos en el mundo de la bicicleta eléctrica, no así en otros vehículos eléctricos, como los scooter eléctricos en los cuales se utilizan mayoritariamente.

Respecto al voltaje de las baterías para los vehículos eléctricos, se utilizan diferentes tipos de voltaje: de 24v, 36v, 48V, etc. Las baterías con el voltaje menor a 48v son más apropiadas de las bicicletas eléctricas plegables y para terrenos llanos; mientras que las baterías de 48v se montan en las bicicletas más sofisticadas y para terrenos con elevaciones. También hay que contar con el peso del ciclista. Así, tenemos que elegir una bicicleta eléctrica deberemos tener en cuenta estos factores: el peso del ciclista, el peso total de la bicicleta eléctrica, la distancia que vamos a recorrer y el tipo de terreno por el que tenemos pensado circular. Para este proyecto se optó por utilizar las de Plomo-Ácido (figura 2.27), ya que proporcionan un buen rendimiento ampere-hora y voltaje adecuado para el motor.



Figura 2.27 Batería de Plomo con Ácido

2.6 Conversor bidireccional

Para que el motor pueda adaptarse a las diferentes situaciones, pasando de motor a generador y de generador a motor, es necesario que los equipos de electrónica asociados al motor

permitan y gestionen éstos cambios. Uno de los dispositivos electrónicos que va a tener relevancia en este proceso es el inversor.

El esquema general utilizado como circuito DC-DC bidireccional para una topología de un interruptor activo es la siguiente:

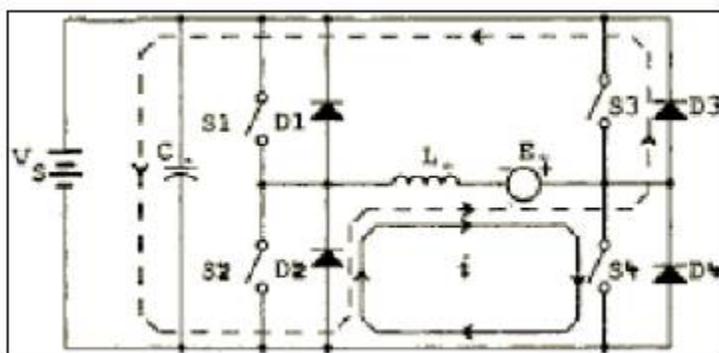


Figura 2.28 Convertidor DC-DC bidireccional de un interruptor activo.

En este circuito se muestra la línea continua como el camino de corriente en el estado inicial cuando $S4$ está encendido, y la línea discontinua, el camino de la corriente cuando el $S4$ está apagado, en el segundo estado. El interruptor 4 se apaga cuando la corriente alcanza un umbral definido, cargando la batería. Cuando se reduce la corriente que circula hacia la batería, el interruptor $S4$ se vuelve a encender, repitiendo el proceso cuando se está frenando.

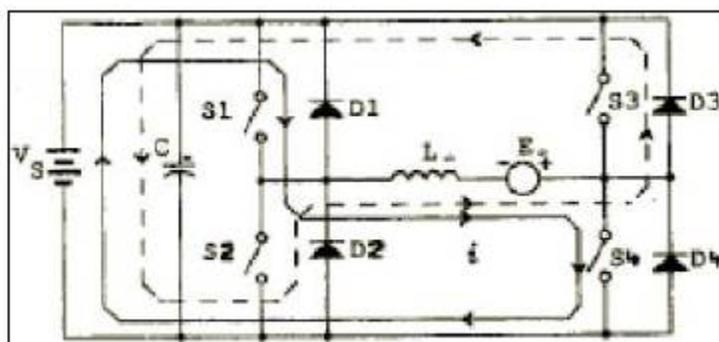


Figura 2.29 Convertidor DC-DC bidireccional de dos interruptores activos.

En la figura 2.29, en el primer estado se encuentra encendidos los interruptores S1 y S4 creando un camino de corriente seguida en la línea continua generada por la f.e.m. inducida en los bobinados del motor. Cuando se llega al límite establecido, o umbral, se apagan los interruptores S1 y S4, creando un camino de corriente seguido por la línea discontinua.

2.6.1 Ciclos de avance y ciclos de frenado

En la figura 2.30 se observa de manera muy clara cuál es el circuito que seguirá la corriente para los casos (seleccionados al azar) de giro en avance (arriba a la izquierda) y de retroceso (abajo a la izquierda). Podemos apreciar con claridad cómo el motor asume una polaridad en un sentido de funcionamiento y cómo cambia el sentido de giro al invertir la conexión de positivo y negativo según la manera en que se activen los transistores indicados en color azul para cada caso correspondiente.

Los potenciales de operación se indican con V_o y adquieren una determinada polaridad de acuerdo a, como mencionamos antes, la activación oportuna de los transistores indicados en color azul.

La forma de frenar un motor eléctrico es provocando un cortocircuito ó un puente eléctrico entre sus extremos de conexión. Al girar el eje mecánico de un motor de imán permanente se induce en sus bornes de conexión una fuerza electromotriz que depende de los parámetros constructivos del motor y de la velocidad que alcance el giro propuesto exteriormente. Es decir, el motor pasa a funcionar como generador eléctrico. Esta V_{fem} (tal como se indica en el diagrama anterior) puede ser anulada y/o bloqueada en forma controlada por los transistores de la ramas inferiores del puente H. Es decir, el frenado puede ser dominado a voluntad si se aplica una señal PWM variable a los transistores encargados de controlar el frenado.

Para motores trifásicos como el motor brushless que utilizaremos, los inversores que se han visto hasta ahora no sirven. Por ese motivo se construye un sistema mediante 3 inversores

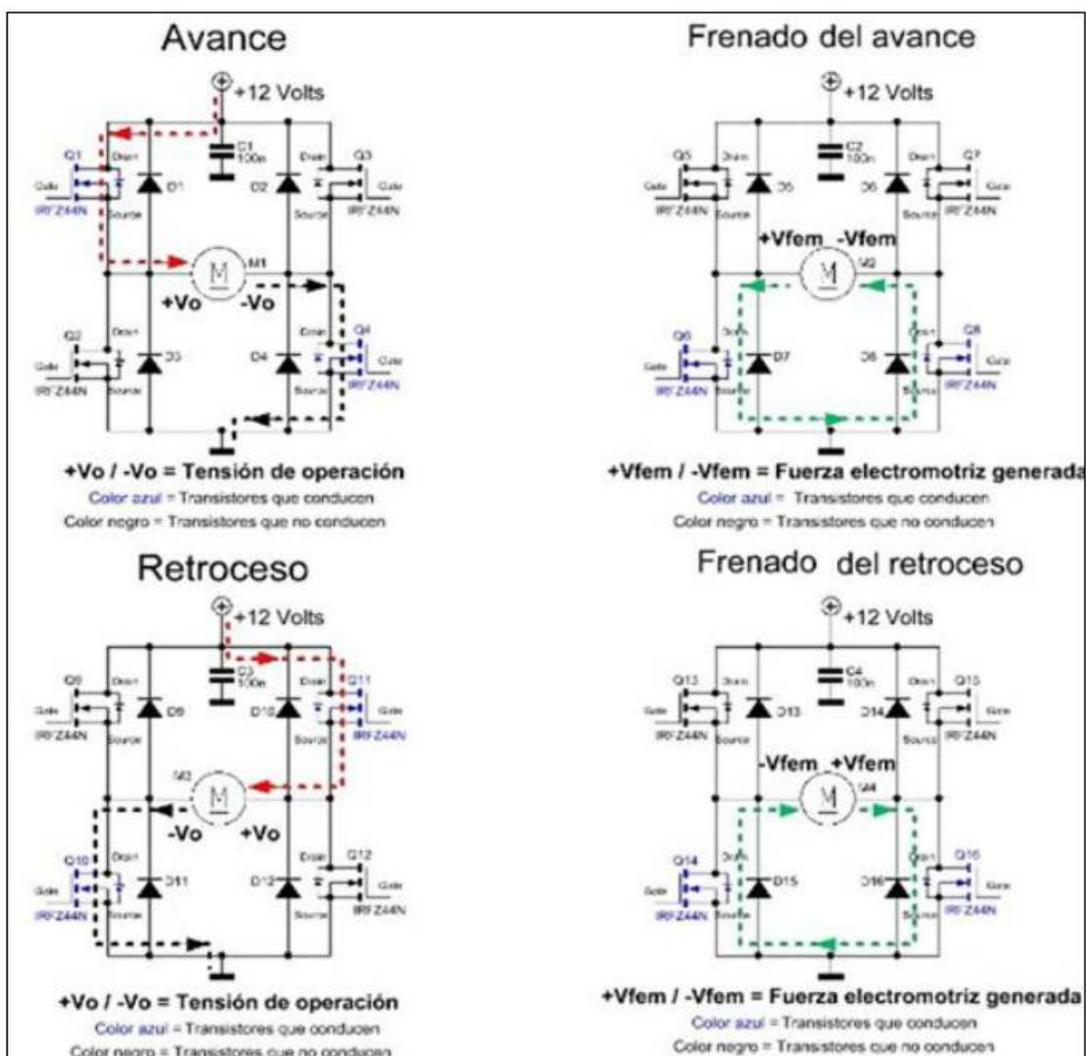


Figura 2.30 En azul los transistores activados y en líneas discontinuas el recorrido de la corriente durante las distintas instancias de funcionamiento.

monofásicos en puente combinados en un solo sistema de 6 transistores. A parte de estos seis dispositivos de conmutación, existen seis diodos de conducción libre que aseguran que la corriente a causa de la fuerza contra electromotriz no circule de regreso por los dispositivos de conmutación. La numeración de estos transistores está acorde con la secuencia de activación de los mismos.

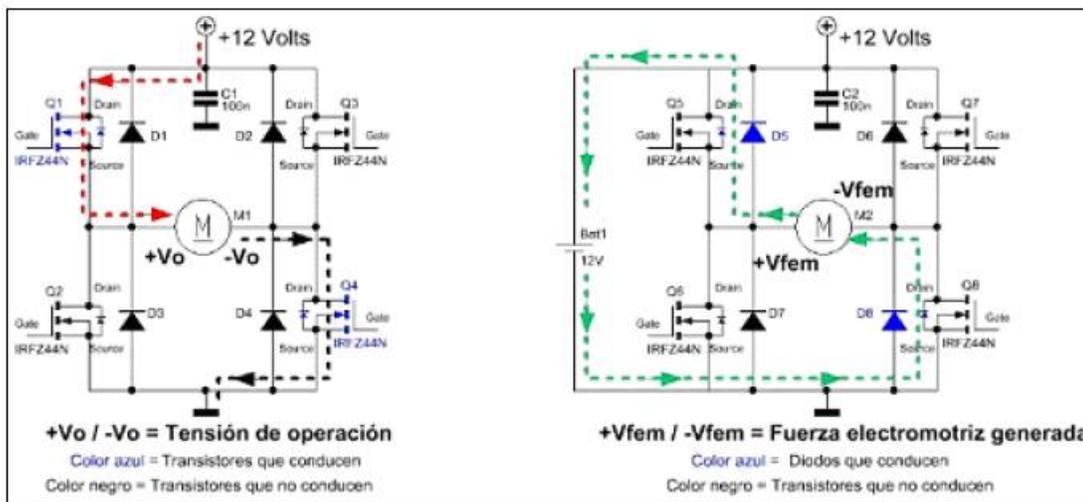


Figura 2.31 Esquema de cómo actúa el circuito en modo motor (izquierda) o generador (derecha).

2.6.2 Frenado regenerativo

El freno regenerativo permite reducir la velocidad de un vehículo transformando parte de su energía cinética en energía eléctrica. Se basa en el principio de que un motor eléctrico puede ser utilizado como generador.

Los estados de funcionamiento de un motor CD se pueden representar gráficamente como se muestra en la siguiente figura 2.32:

Como se puede observar, se utiliza un sistema de coordenadas en el que el eje vertical representa la f.e.m. y en el eje horizontal la corriente inducida. Como la f.e.m. es proporcional a la velocidad, el eje vertical también será de velocidades. Del mismo modo, el par se representa en el eje horizontal porque es proporcional a la corriente.

Estos dos parámetros definen el punto de funcionamiento del motor en uno de los cuatro cuadrantes.

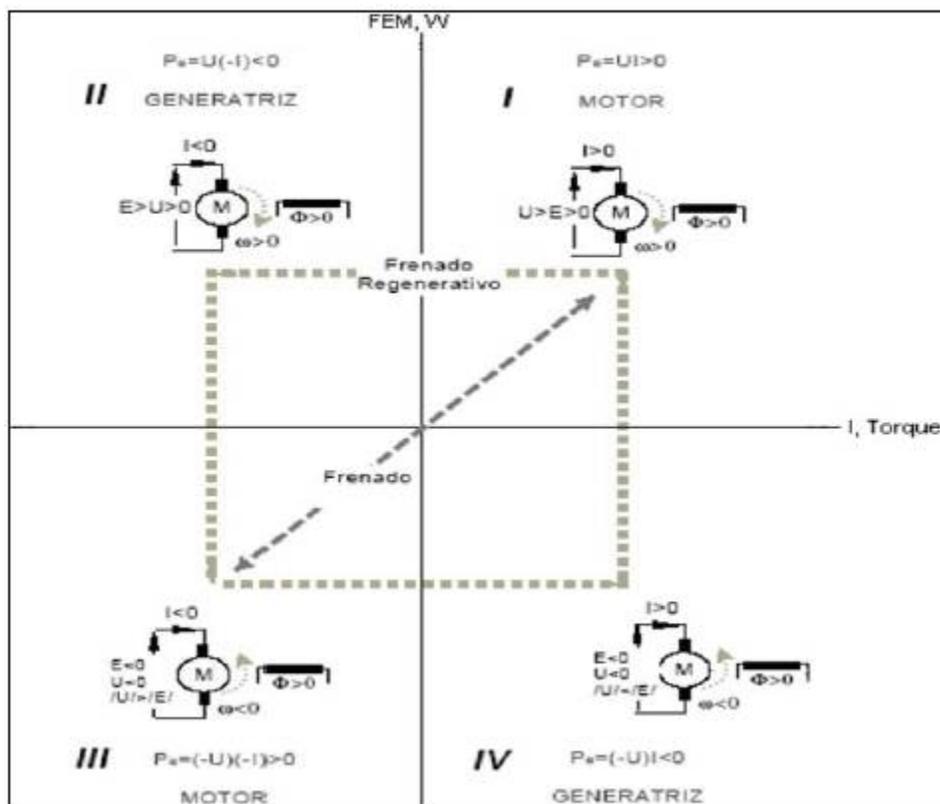


Figura 2.32 Estados de funcionamiento de un motor CD.

- En los cuadrantes I y III, el producto f.e.m. por intensidad es positivo, por lo tanto la potencia es positiva y el motor está absorbiendo energía eléctrica para convertirla en energía mecánica, es decir, se está comportando como motor.
- En los cuadrantes II y IV, el producto es negativo por lo que la máquina devuelve energía eléctrica, es decir, se comporta como generador.

El convertidor estático es el elemento que hace que el motor pueda trabajar en esos cuadrantes por lo que podrá ser :

- De un cuadrante si únicamente puede suministrar corriente para alimentar el motor.
- De dos cuadrantes si puede absorber la corriente generada por el motor cuando éste gira más rápido que la velocidad establecida.

- De cuatro cuadrantes si también se puede invertir y absorber la corriente generada en ambos sentidos.

Para realizar el frenado dinámico del motor brushless, es necesario, como en cualquier otro motor DC, aumentar la carga en el bobinado, de tal manera que el campo generado en éste aumente, reduciendo la velocidad del rotor.

Cuando se ordena a un motor que disminuya la velocidad, éste responde perdiendo la energía que tiene acumulada por inercia a causa de la entrega de energía a las baterías. Este sistema puede ser un sistema lento si lo que queremos es detener el motor o un cambio de sentido rápido.

Para solucionar este problema podemos actuar sobre el motor, de la manera que toda la energía que en ese momento tiene el motor tendrá un camino por el cual volver a la red de alimentación.

El objetivo del frenado regenerativo no es disipar la energía en calor como realiza el frenado dinámico mediante un freno mecánico o una resistencia, sino aprovechar esta energía para recargar la batería que alimenta el motor.

La teoría electromagnética dice que se produce un campo, proporcional a la velocidad, cuando se mueve un dipolo magnético en el espacio. Este campo es inducido en las bobinas, de las que están compuestas las fases del motor, generando una f.e.m. de retorno inducida para tener un par mayor a cero. Esta energía se puede utilizar cuando el motor deja de ser excitado, ya que es proporcional a la velocidad y por lo tanto a la inercia, en el momento de frenar para recargar las fuentes de alimentación. La información sobre la energía en cada una de las fases del motor cuando no se está alimentando, se puede obtener de los sensores que indican la posición del rotor.

Una forma útil e inteligente de aplicar un freno dentro de un puente H es mediante el frenado regenerativo. En lugar de provocar un puente eléctrico entre los bornes del motor, utilizando los transistores de las ramas inferiores del puente H, se aplica una técnica que permite utilizar la energía generada (V_{fem}) por el motor, en el momento en que ya no se desea seguir impulsando el sistema y se busca detener la marcha. Entonces, la energía que de otro modo se disiparía en los transistores en forma de calor puede utilizarse para recargar la batería durante el proceso de frenado. Cuando la tensión generada por el motor supera al voltaje de la batería en más de 1,4 Volts, se producirá una circulación de corriente que servirá para cargar la batería durante la operación del sistema.

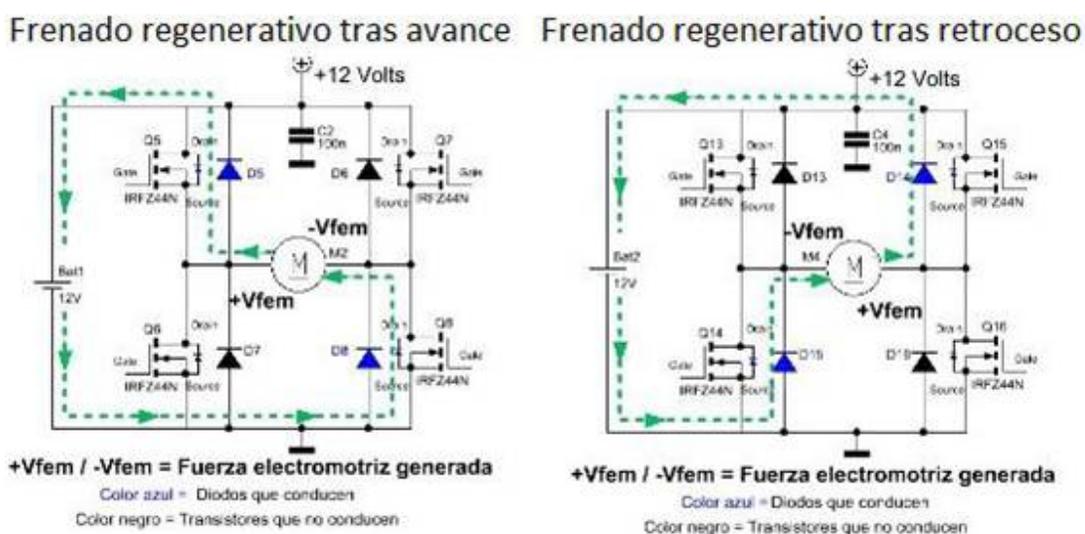


Figura 2.33 Frenado regenerativo en puente H bidireccional.

Si unimos tres inversores obtenemos un puente trifásico. Por este motivo, en un puente trifásico también se puede realizar el frenado regenerativo. En este caso disponemos de 6 transistores que funcionan como interruptores. Si logramos conmutar de la manera adecuada estos transistores, podemos recuperar esa energía del motor.

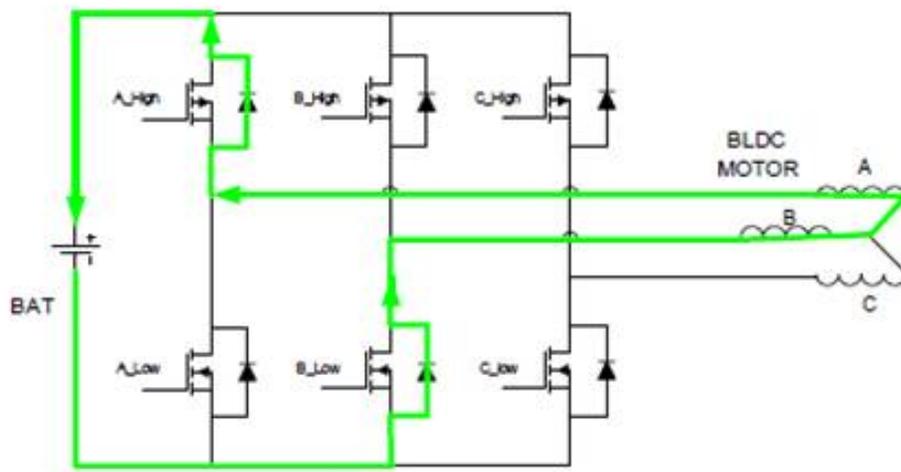


Figura 2.34 Frenado regenerativo en puente trifásico.

2.6.3 Rectificador trifásico

El motor BLDC funcionando a RPM superiores a la nominal, genera la f.e.m., que es rectificadora por una configuración de diodos trifásica que son los que ya incluye la topología del inversor trifásico y se filtra para obtener corriente directa para cargar la batería (figura 2.35).

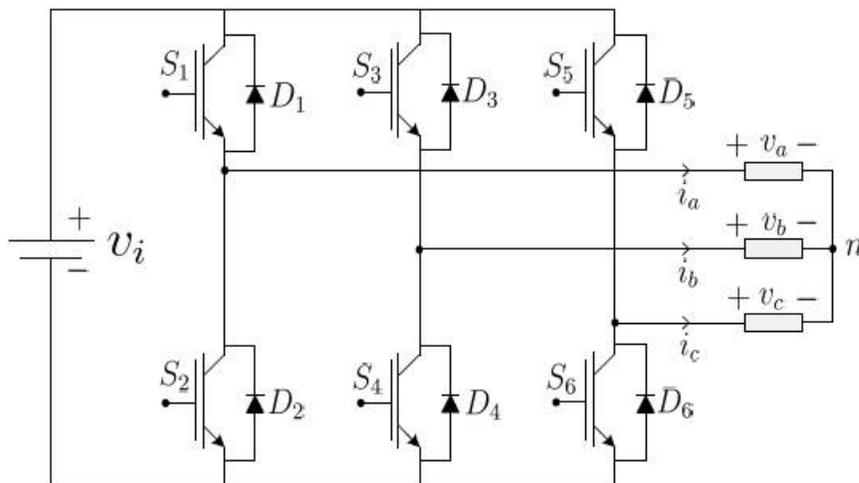


Figura 2.35 Topología de inversor trifásico.

Capítulo 3

Diseño y construcción del sistema

En este capítulo se presenta el diseño, construcción e implementación del modelo propuesto para la bicicleta eléctrica, formado por el subsistema eléctrico (banco de baterías, inversor trifásico y motor) y el subsistema mecánico, del cual no se hablará muy a fondo en este apartado.

El subsistema eléctrico y el mecánico involucran al motor brushless, ya que es el elemento principal a controlar, es el encargado de transformar la energía eléctrica a energía mecánica y además proporciona la fuerza de tracción necesaria para el movimiento de la bicicleta, así como transformar la energía mecánica a eléctrica para cargar el banco de baterías.

El banco de baterías en éste capítulo ya no se considera como una fuente de voltaje ideal, ya que considera como una carga al circuito inversor de potencia. En el modelo del inversor se consideran los dispositivos IGBT con características reales, a los cuales se les aplica durante el proceso de conmutación, la técnica de modulación por ancho de pulso (PWM). Finalmente se obtiene el modelo considerando todos los subsistemas unidos en un solo sistema llamado bicicleta eléctrica.

3.1 Circuito de control

La etapa de control (figura 3.1 de Microchip[37]) del sistema es muy importante para lograr un óptimo desempeño de la máquina brushless en modo motor y modo generador, ya que debe estar perfectamente sincronizado el giro del mismo con la activación de cada brazo del inversor o de la activación del circuito elevador de voltaje "boost", ya que si existe un activación de un transistor no deseado, podría provocar un corto circuito llevando a un daño irreversible de las etapa de control y de potencia y hasta del mismo motor. El diseño del circuito se realizó mediante la herramienta computacional llamada PCB Wizard® Professional Edition y se muestra en la figura 3.2.

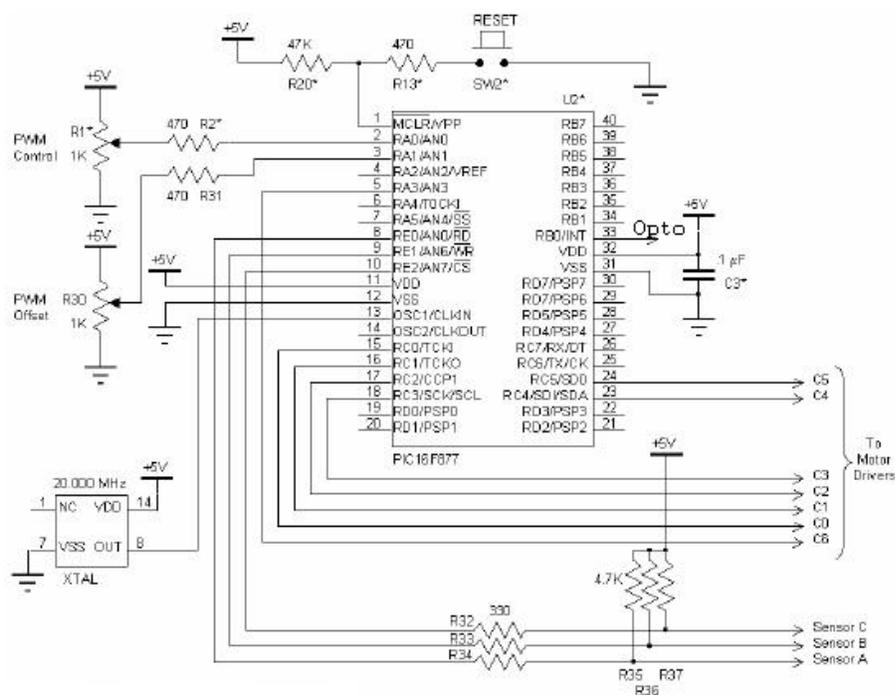


Figura 3.1 Diagrama esquemático del circuito de control.

El circuito consta principalmente por el microcontrolador PIC16F877A que trabaja con un cristal oscilador de 20 Mhz, para la alimentación cuenta con un L7805CV que baja el voltaje de entrada de 12 volts a 5 volts que necesita el micro para poder trabajar, cuenta además con 5 entradas, 3 de las cuales son digitales que vienen de los sensores de efecto Hall que lleva el motor

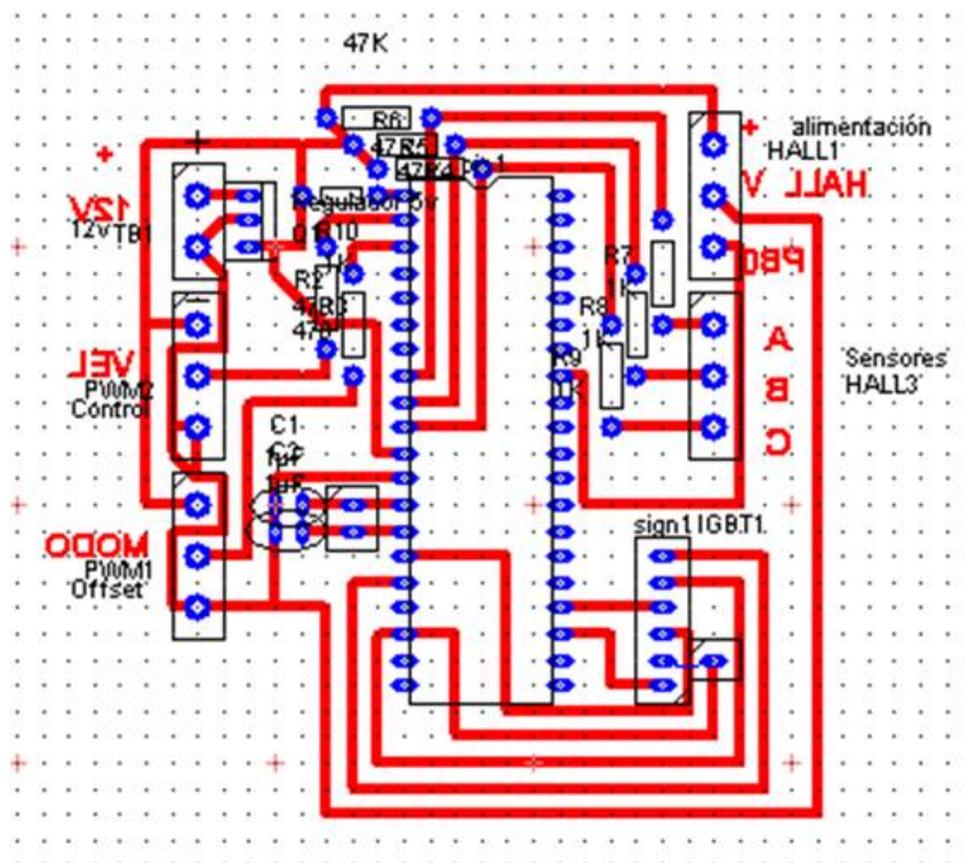


Figura 3.2 Diagrama del circuito de control.

incluido, otra entrada es analógica para regular la modulación por ancho de pulso PWM, que es la encargada de variar la velocidad y la última entrada digital es la que al recibir un 1, hace que funcione el circuito de potencia para trabajar "modo motor", en caso contrario al recibir un 0 desactiva el circuito inversor y activa el circuito elevador de voltaje también llamado "boost" para trabajar en "modo generador". Por ultimo se tiene las salidas que son en total 7 sin contar la alimentación de los sensores de efecto Hall, 6 de los cuales son los encargados de activar cada transistor IGBT a una frecuencia de conmutación de 9 KHz del circuito de potencia y la última salida es la que controla el circuito boost con una frecuencia de conmutación de 25 KHz.

La construcción del circuito de control fue hecha mediante la técnica de impresión del diseño de PCB Wizard en modo "Artwork" y planchado en papel couché para poder grabarlo con

la solución de Cloruro Férrico $FeCl_3$, el cual por su simplicidad y rapidez otorga buenos resultados (figura3.3).

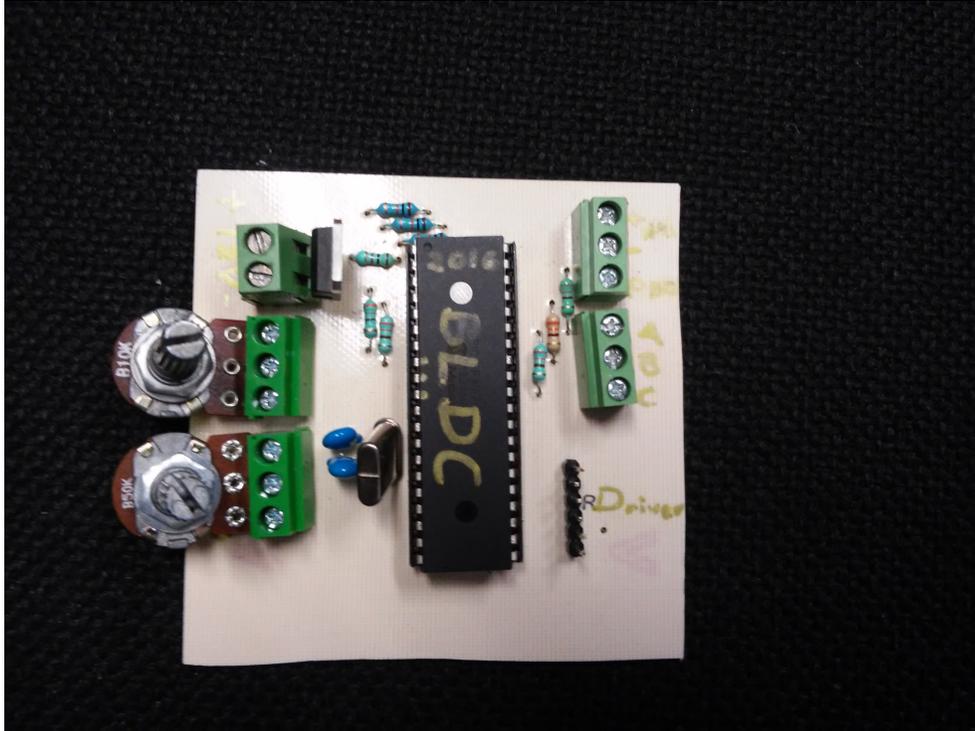


Figura 3.3 Circuito de control.

3.2 Circuito boost

Los convertidores DC DC son circuitos electrónicos cuya función es la de procesar potencia eléctrica desde una fuente DC para obtener una salida también de tipo DC pero con las características de salida deseadas para la carga. Este tipo de regulación de voltaje DC normalmente reemplaza a los reguladores lineales cuando se requiere una alta eficiencia, y se caracterizan por utilizar al menos un choque como elemento magnético entre la entrada y la salida.

El convertidor boost (figura 3.4), o elevador de voltaje, es un convertidor DC DC de potencia que obtiene a su salida una tensión continua mayor que su entrada (en el peor de los casos,

igual). Es un tipo de fuente de alimentación conmutada que contiene al menos dos interruptores semiconductores (Q y D), y al menos un elemento para almacenar energía (L , conocido como choque). Frecuentemente, se añaden filtros construidos con inductores y condensadores para mejorar el rendimiento (C_0).

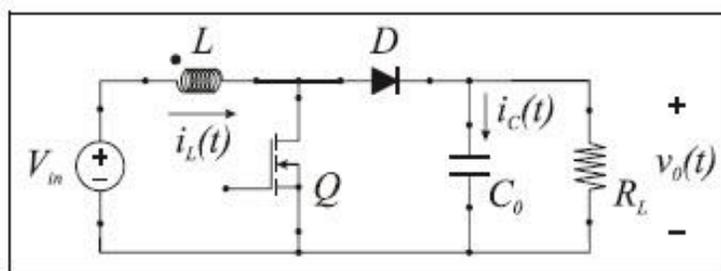


Figura 3.4 Convertidor boost.

El principio básico de funcionamiento del convertidor boost se fundamenta en la conmutación de dos estados, de acuerdo al estado del interruptor semiconductor Q (figura 3.5):

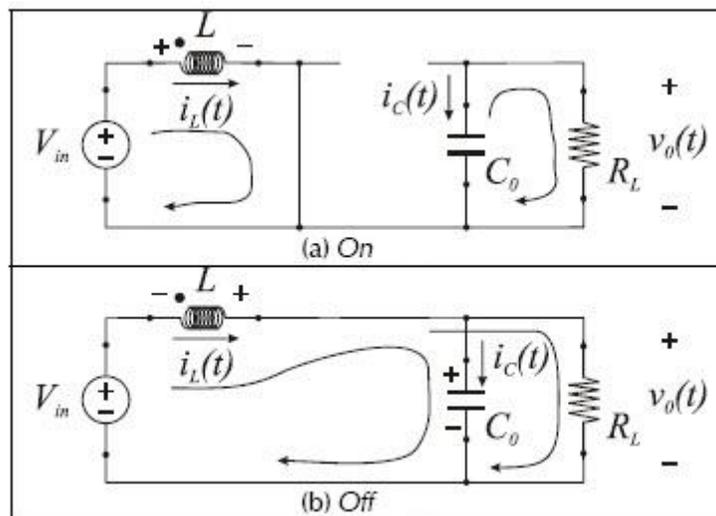


Figura 3.5 Estados del convertidor boost.

- Cuando el interruptor está cerrado (On, se activa el transistor a fin de que conduzca, (figura (a)) el choque L almacena energía de la fuente, a la vez la carga (R_L) es alimentada por el condensador C_0 .
- Cuando el interruptor está abierto (Off, se apaga el transistor con el objeto de que no conduzca, figura (b)) el único camino para la corriente es a través del diodo D y circula por el condensador (hasta que se carga completamente) y la carga R_L .

Mediante la herramienta de simulación Orcad Capture® se diseñó la topología del circuito boost 3.4, entendiendo la teoría básica del principio de funcionamiento para poder obtener un voltaje a la salida superior a los 48 volts, que es lo que necesitan las 4 baterías de 12v conectadas en serie, para que comiencen a cargarse y teniendo a la entrada de 16v como mínimo, que es lo que el motor genera cuando comienza a tener un giro aceptable para el desplazamiento de la bicicleta y 49v que es la máxima velocidad que pudiera llegar a tener. Se llegó al siguiente diseño (figura 3.6).

Simulando el circuito 3.6 con diferentes voltajes a la entrada, con la idea de tener mas claro como sería la corriente y voltaje que se podría obtener del mismo, se introdujeron 16, 30, 40 y 49 volts a la entrada, obteniendo las siguientes gráficas.

Se puede observar en la figura 3.7 como aumenta el voltaje de 16v hasta 50v con una corriente de 0.4 amperes, lo que lleva a una carga lenta debido a la baja corriente, en cuanto al voltaje es aceptable, ya que las baterías pueden soportar voltajes de hasta 60v en ciclos de carga y descarga y sin limite de de corriente en reposo, según especificaciones de las mismas.

En la figura 3.8 se observa un voltaje de 52v, resultado de meter a la entrada 30v, y una corriente de 1.2 amperes, teniendo una carga intermedia aceptable. Este voltaje es equivalente a ir a la mitad de la velocidad máxima del vehículo.

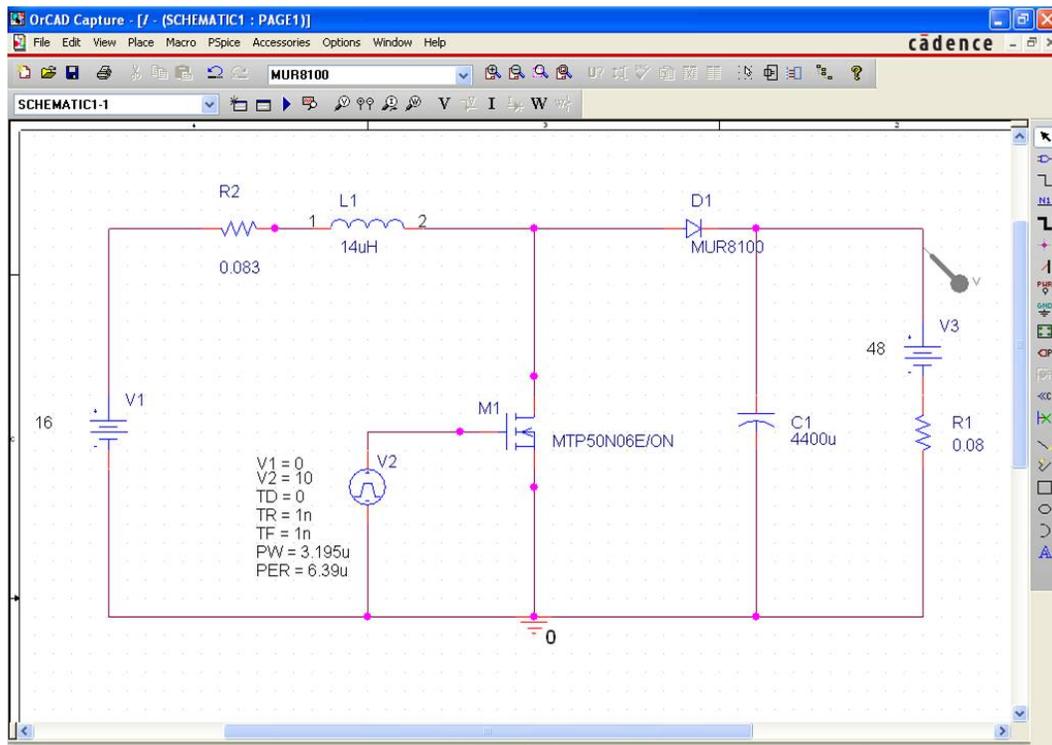


Figura 3.6 Diagrama del circuito boost

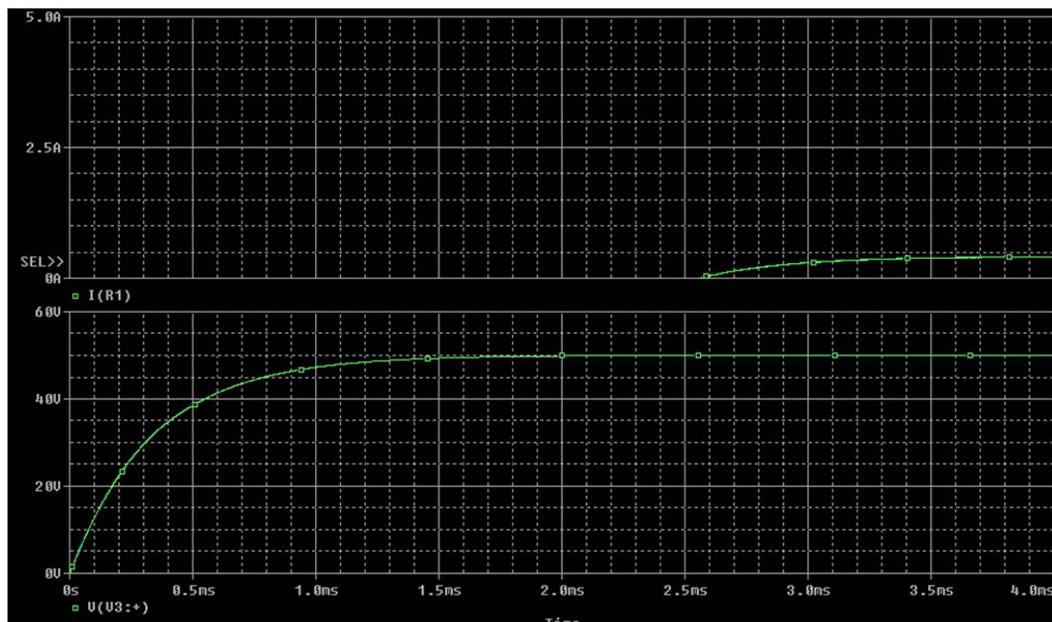


Figura 3.7 Voltaje y corriente a la salida con 16v a la entrada

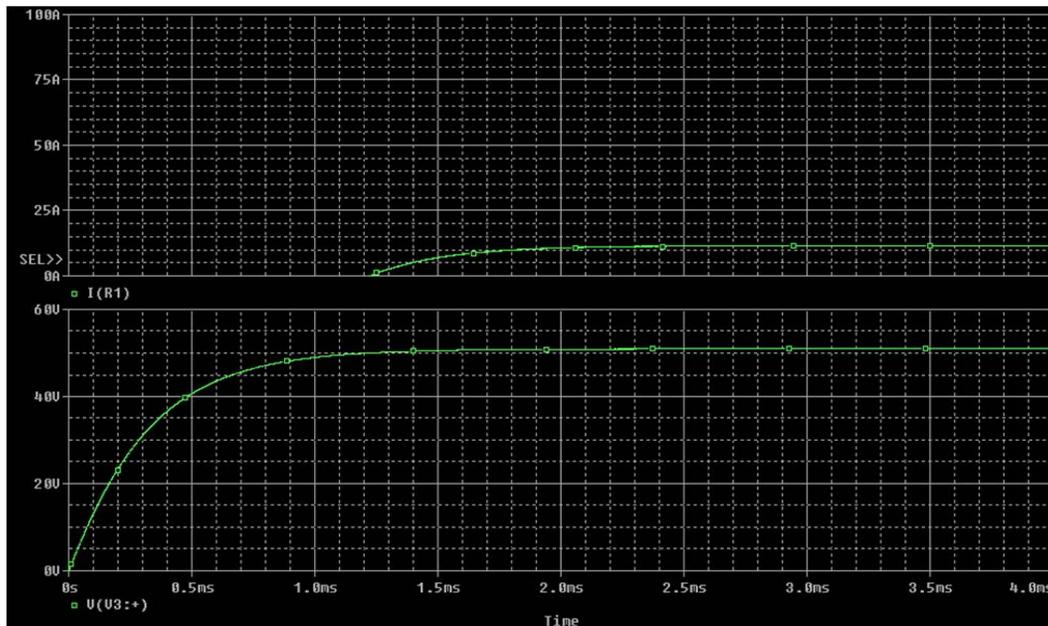


Figura 3.8 Voltaje y corriente a la salida con 30v a la entrada

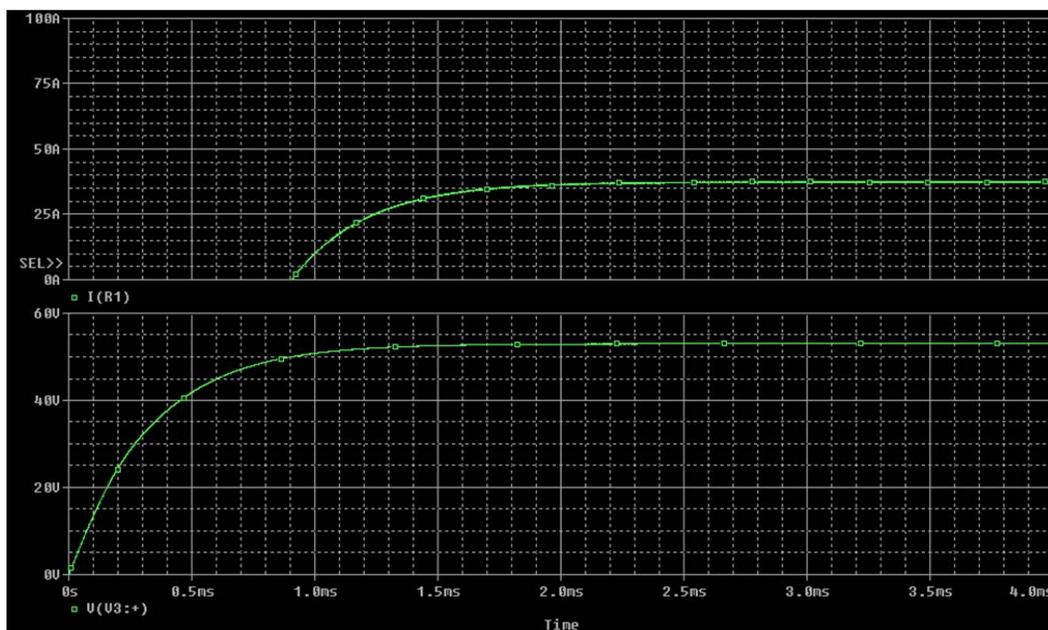


Figura 3.9 Voltaje y corriente a la salida con 40v a la entrada

La figura 3.9 es resultado de tener 40v a la entrada, este voltaje en la práctica sería generado con una gran velocidad, equivalente e descender por una pendiente muy inclinada casi al límite de velocidad. Se observa un voltaje generado de 53.4v con una corriente de 31 amperes, lo que

es adecuada para carga rápida con baterías en reposo e inadecuada para ciclos de uso de las mismas.

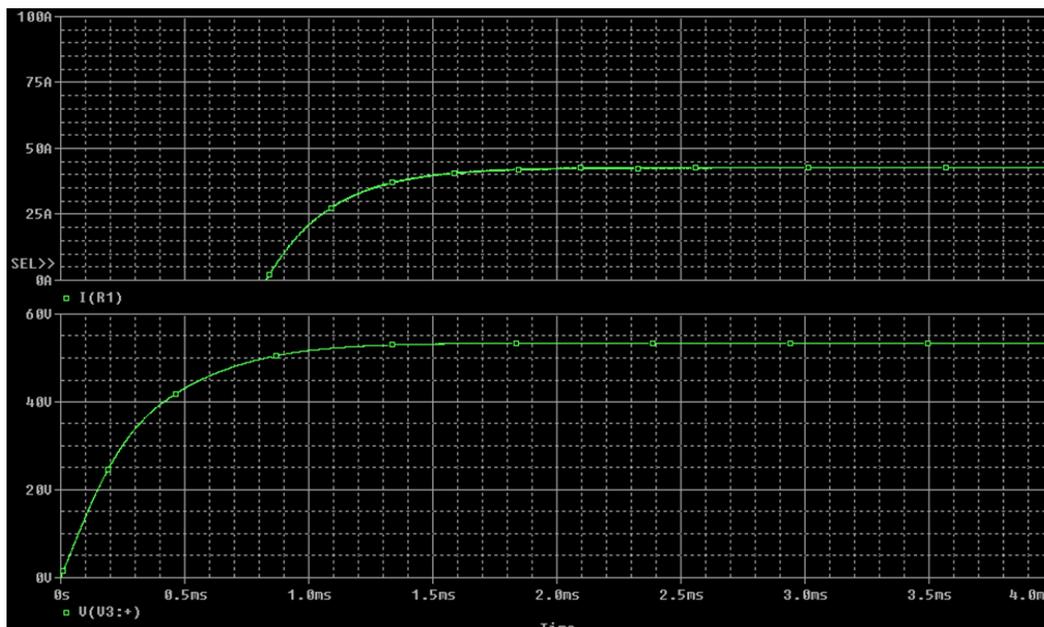


Figura 3.10 Voltaje y corriente a la salida con 49v a la entrada

En la última simulación se introdujo un voltaje de 49 volts, que en la práctica sería al límite de la velocidad del motor, con resultados simulados de 54v y 36 amperes. Es un caso similar al de la figura 3.9, con cargas muy rápidas que sería peligroso si las baterías tuvieran un grado de descarga mayor (10v o menos por batería).

Los valores de capacitancia, carga (baterías), fueron tomadas de las especificaciones de cada componente, en cuanto a los valores de la bobina y frecuencia de conmutación del transistor se realizaron cambiando valores hasta ajustar la salida deseada de voltaje y corriente, ya que el circuito pudiera elevar el voltaje fuera de los límites aceptables o no elevarlo lo suficiente. Gracias a la herramienta de simulación Orcad Capture® se pueden llegar a los resultados deseados de manera muy rápida y fácil.

3.2.1 Diseño de la Bobina.

Para fabricar la bobina de $14\mu H$ (figura 3.11) juegan algunos factores como dimensiones físicas, tipo de alambre, tipo de núcleo, el destino que tendrá, para este caso será elevador de voltaje. Se tiene la fórmula (3.1) que permite obtener la inductividad de una bobina basándose en sus dimensiones físicas y tipo de material, la cual permitirá calcular que resultado dará una bobina "teórica". El logro de la inductividad deseada solo será el resultado de una serie de pruebas y error.

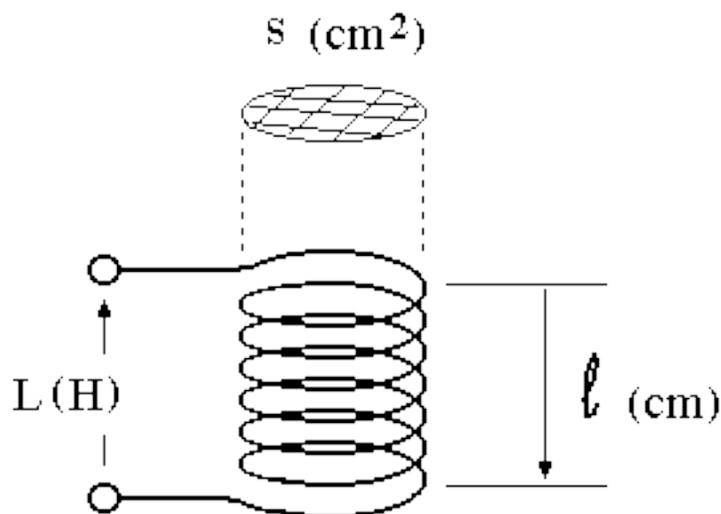


Figura 3.11 Medidas de la bobina

$$L = \mu 1.257 \frac{n^2 s}{10^8 \ell} \quad (3.1)$$

Donde L es la inductividad de la bobina en henrios (H), μ (mu) es la permeabilidad del núcleo, n es el número de espiras de la bobina, s la superficie cubierta por el núcleo en cm^2 y

ℓ la longitud de la bobina en cm. Se puede despejar cada variable que deseemos obtener donde se tendrán las siguientes formulas: (3.2), (3.3), (3.4).

$$n = \sqrt{\frac{L\ell 10^8}{\mu 1.257s}} \quad (3.2)$$

$$\ell = \mu 1.257 \frac{n^2 s}{10^8 L} \quad (3.3)$$

$$s = \frac{L\ell 10^8}{\mu 1.257 n^2} \quad (3.4)$$

El diseño del circuito elevador de voltaje boost para la impresión en baquelita, se realizó en PCB Wizard en modo Artwork para imprimirlo en papel couché y posteriormente hacer el planchado (figura 3.12).

El circuito terminado (figura ??) consta de un transistor MTP05N06E, que es el encargado de cerrar y abrir el circuito donde se encuentra la bobina de $14\mu H$, también tiene un regulador de voltaje L7805CV, un optoacoplador de alta velocidad CNW136 debido a que maneja frecuencias de alrededor de 25KHz, después esta un driver FAN7382, 2 capacitores de $1000\mu F$ a un voltaje de 100v para garantizar el máximo voltaje generado y un diodo MUR8100 de alta velocidad.

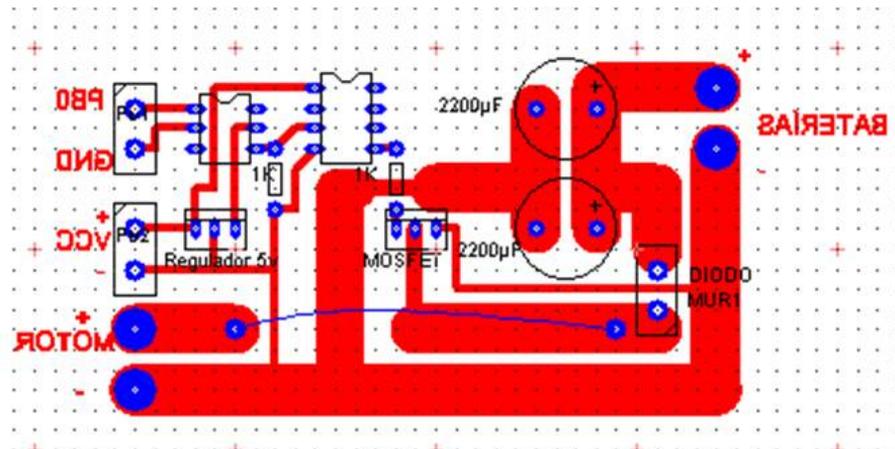


Figura 3.12 Diagrama del circuito elevador de voltaje boost.

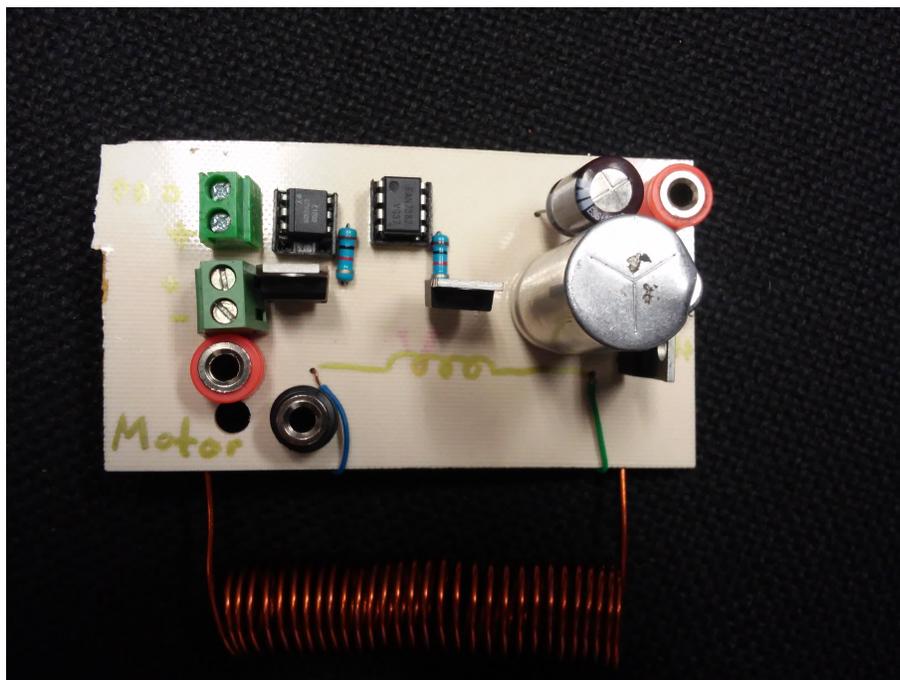


Figura 3.13 Circuito elevador de voltaje boost.

3.3 Circuito de potencia

El circuito de potencia es una configuración de un circuito trifásico (figura 3.14 de Microchip[37]), como ya se había mencionado en el capítulo anterior, al igual que los demás circuitos se construyó con el mismo método empleado en los circuitos anteriores y se muestra en la siguiente

figura 3.15.

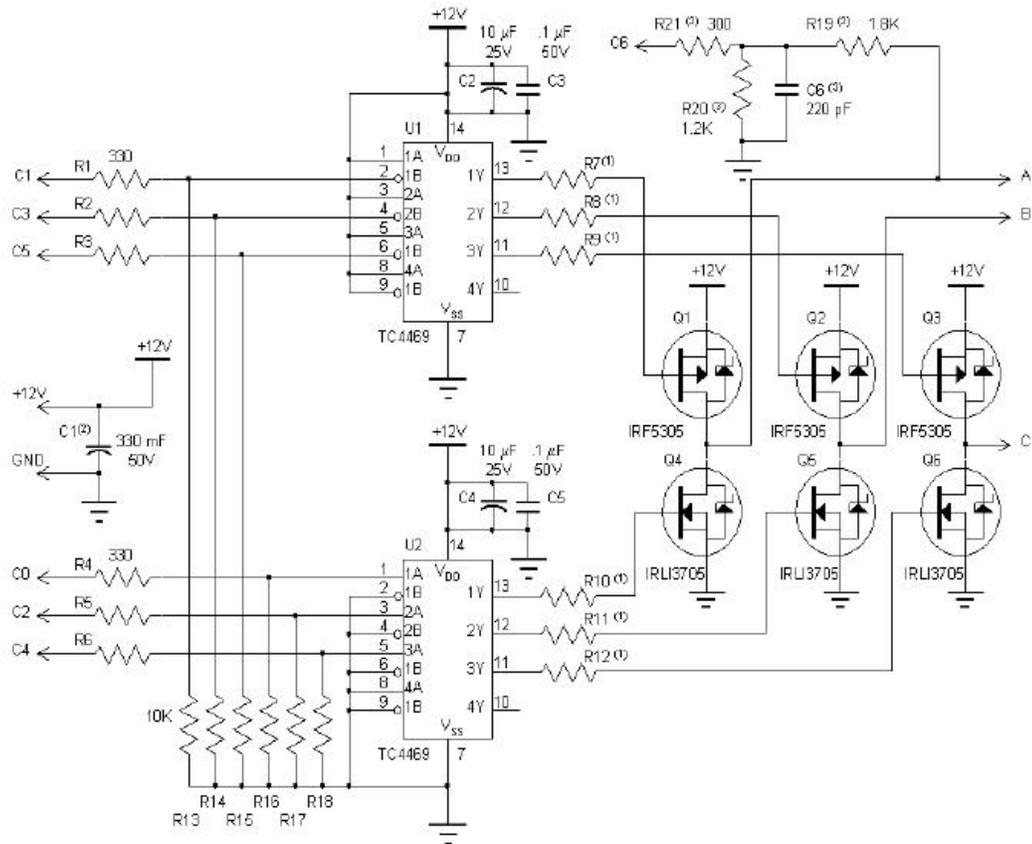


Figura 3.14 Diagrama esquemático del circuito de potencia.

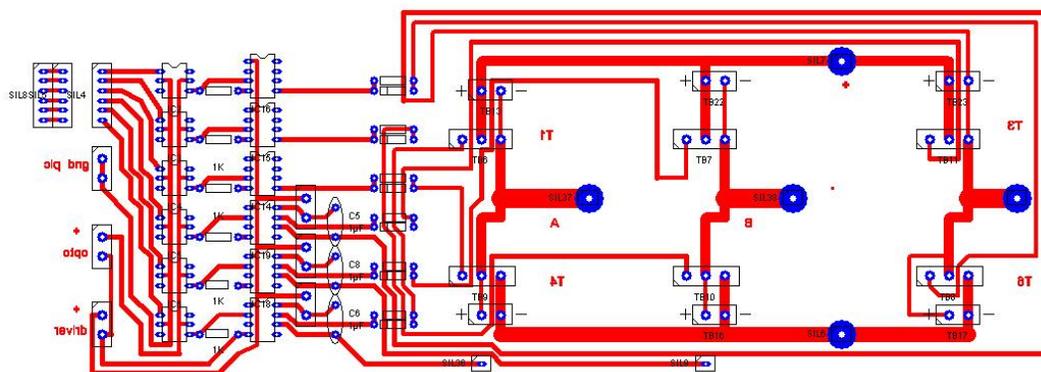


Figura 3.15 Diagrama del circuito de potencia.

Consta de 6 transistores IGBT IRG4PC50U de canal N, el cual según su hoja de datos está especificado para trabajar hasta 40 KHz en switcheo en donde solo son necesarios 25 KHz como máximo, maneja hasta 600 volts de V_{CES} y una corriente de 20 Ampere en el colector, cumpliendo fácilmente las exigencias del diseño. Cuenta con 6 diodos MUR8100 de conmutación rápida y con una corriente de 8 amperes configurados en modo de rueda libre en los IGBT, éstos a su vez cumplen con la función de rectificador trifásico. Cuenta a la entrada con 6 optoacopladores 4n26 encargados de aislar la parte de control de la de potencia, 6 drivers FAN7382 encargados de elevar la señal proveniente de los optos para poder activar cada transistor de manera adecuada. El circuito terminado se muestra en la figura 3.16.



Figura 3.16 Circuito de potencia.

Capítulo 4

Pruebas y resultados

Partiendo de los objetivos del proyecto se realizaron pruebas que demuestran el comportamiento del motor BLDC en su accionamiento en modo motor, variación de su velocidad y modo generador. Para el circuito boost se le realizaron pruebas con diferentes bobinas a la simulada en Orcad, debido a que no siempre los resultados teóricos son los adecuados en la práctica y de este modo tener una mejor eficiencia para la carga de baterías.

4.1 Accionamiento del motor BLDC

Se aplicaron 4 tareas del bucle de control:

- Leer las entradas de los sensores.
- Conmutar las conexiones de los controladores del motor.
- Leer el control ADC de velocidad.
- Aplicar la PWM a los controladores del motor usando los resultados de suma del ADC y Timer0.

Se utiliza la PWM para controlar la corriente de puesta en marcha, así como un control de velocidad. Se utilizó el ADC convertidor analógico a digital, del PIC16F877 para leer un

potenciómetro y utilizar la lectura de voltaje como la entrada de control de velocidad relativa. Sólo 8 bits del ADC se utilizan, por lo que el control de velocidad tendrá 256 niveles. La velocidad relativa correspondió con la aparente posición del potenciómetro. La velocidad del motor es directamente proporcional al voltaje aplicado, por lo que la variación del ciclo de trabajo de la PWM es linealmente desde 0% a 100% y da un control lineal de la velocidad de 0% a 100% del máximo de RPM. En la siguiente gráfica 4.1 se muestra la curva de la corriente al aplicarle un voltaje nominal de 36 volts, partiendo del estado de reposo del motor, hasta alcanzar su revoluciones por minuto máximas con ese voltaje.

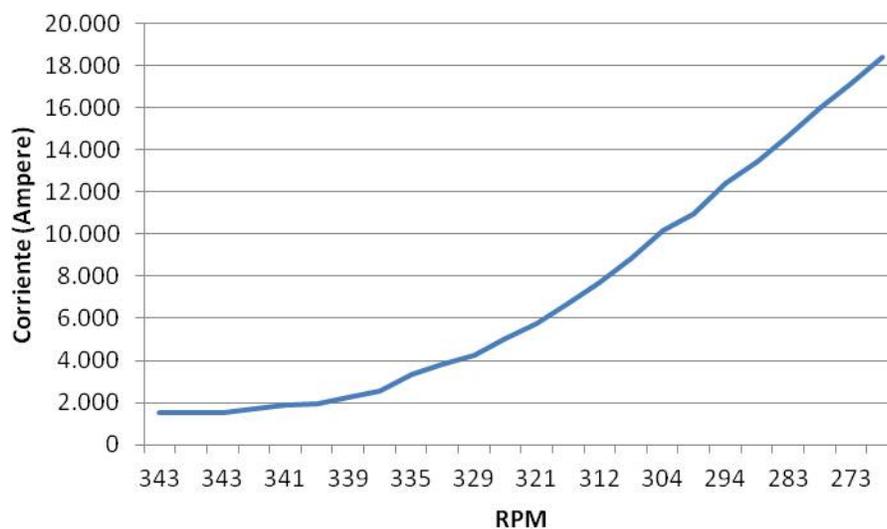


Figura 4.1 Corriente vs RPM con un voltaje aplicado de 36 volts.

4.2 Recuperación de la energía

Mediante Orcad Capture se diseñó la topología del circuito boost, entendiendo la teoría básica del principio de funcionamiento para poder obtener un voltaje a la salida superior a los 48 volts, que es lo que necesitan las 4 baterías de 12v conectadas en serie, para que comiencen a cargarse y teniendo a la entrada de 16v como mínimo, que es lo que el motor genera cuando

Tabla 4.1 Comparación de bobinas para el circuito boost

Bobinas	Resistencia	Voltaje a 1 ampere (fuente)	Corriente (boost)	Eficiencia
$14\mu H$	0.83Ω	$9V$	$0.5 A$	50%
$137 \mu H$	1.86Ω	$14.7V$	$0.7 A$	70%
$173.4\mu H$	2.2Ω	$15V$	$0.2 A$	20%

comienza a tener un giro aceptable para el desplazamiento de la bicicleta y $49v$ que es la máxima velocidad que pudiera llegar a tener.

Para fabricar la bobina de $14\mu H$ juegan algunos factores como dimensiones físicas, tipo de alambre, tipo de núcleo, el destino que tendrá, para este caso será elevador de voltaje. El logro de la inductividad deseada solo será el resultado de una serie de pruebas y error.

Al final se diseñaron 3 bobinas, la de $14\mu H$ y otras de diferentes inductancias, esto por el motivo de ver cual daría una mejor eficiencia en el convertidor boost. En la siguiente tabla 4.1 se muestra una comparación de las diferentes bobinas:

Se observa que la bobina de $137\mu H$ con una resistencia de 1.86Ω fue la que obtuvo una mejor eficiencia, por lo que se decidió utilizar. Con un ciclo de trabajo fijo del 15% se obtuvo un voltaje y una corriente a la salida máximo en bajas como en altas revoluciones, sin tener sobrevoltajes mayores a $60v$. Debido a que la necesidad principal es tener alimentando a las baterías siempre a su nivel óptimo y también porque sus tiempos de carga serán relativamente cortos (menos de 5 minutos) mediante este método, se descartó la idea de tener un control de voltaje y corriente en dicho dispositivo, ya que de este modo estaremos utilizando siempre al máximo (70% de eficiencia) el modo generador del motor BLDC (figura 4.2).

En la siguiente tabla 4.2 se muestran 4 mediciones principales, en donde los voltajes de entrada son los medidos directamente del motor antes de ser elevados por el boost y representan la velocidad de inicio normal de un ciclista en baja ($16v$), media ($30v$ y $40v$) y alta ($49v$),

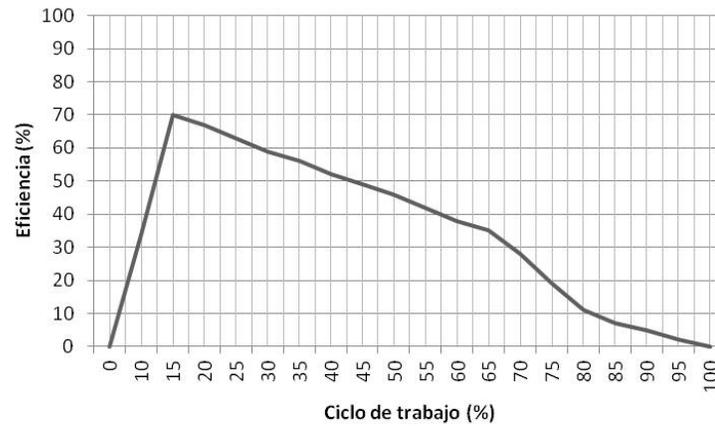


Figura 4.2 Eficiencia del convertidor boost vs ciclo de trabajo.

comparados con el voltaje obtenido después de elevar dicho voltaje junto con la corriente que se le estarán inyectando a las baterías.

Tabla 4.2 Mediciones de voltaje y corriente del circuito boost

V (entrada)	Voltaje (salida)	Corriente (boost)
16	19	0.4 A
30	49	1.8 A
40	55	2.2 A
49	59	7.1 A

Capítulo 5

Conclusiones

Diferentes aspectos impulsan el uso de bicicletas eléctricas en diferentes situaciones. Éstas incluyen menor costo de energía por la distancia recorrida por un solo ciclista, ahorro en otros costos tales como seguros, licencias, registro y estacionamiento, mejoramiento del flujo de tráfico, respeto por el medio ambiente y el beneficio para la salud. En este trabajo, el diseño de un accionamiento eléctrico para una bicicleta descritos, utilizando componentes comerciales disponibles en el mercado. Sobre la base de datos técnicos y económicos se ha analizado la viabilidad de tal sistema para la producción industrial.

Se ha utilizado un modelo dinámico para simular el comportamiento del sistema en una serie de situaciones diferentes. Un circuito de control de lazo cerrado permite la optimización del funcionamiento del motor, en particular un valor apropiado del par del motor con respecto a la carga y de la corriente absorbida. De esta manera, pueden evitarse las aceleraciones indeseadas y se puede aumentar la duración de la carga de la batería.

También se ha estudiado el sistema de regeneración de energía adecuado, utilizando el motor BLDC como generador. Tal sistema puede reducir las tensiones electromagnéticas de las baterías aumentando la duración de las mismas y reduciendo los costos de mantenimiento (sustituciones periódicas).

5.1 Trabajo futuro

- Mejorar el diseño mecánico de la bicicleta es un aspecto que se debe tomar en cuenta para las posibles mejoras.
- Implementar baterías más eficientes, ya que las de ácido plomo aunque son económicas, tienen poca capacidad de almacenamiento y mayor peso que otras, como lo son las de litio.
- Para mejorar la autonomía del sistema, se puede adherir al proyecto un bloque funcional que incluya una celda solar para aprovechar este tipo de fuente de energía, incrementando así la eficiencia del sistema final.

Apéndice A: Hojas de datos

A.1 Hoja de datos del diodo de potencia MUR8100

MUR8100E, MUR880E

MUR8100E is a Preferred Device

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

Ultrafast "E" Series with High Reverse Energy Capability

The MUR8100 and MUR880E diodes are designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

Features

- 20 mJ Avalanche Energy Guaranteed
- Excellent Protection Against Voltage Transients in Switching Inductive Load Circuits
- Ultrafast 75 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- Epoxy Meets UL 94 V-0 @ 0.125 in.
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 1000 V
- Pb-Free Package is Available

Mechanical Characteristics

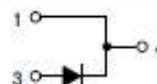
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Marking: U880E, U8100E



ON Semiconductor®

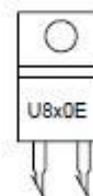
<http://onsemi.com>

ULTRAFAST RECTIFIERS
8.0 A, 800 V – 1000 V



TO-220AC
CASE 221B

MARKING DIAGRAM

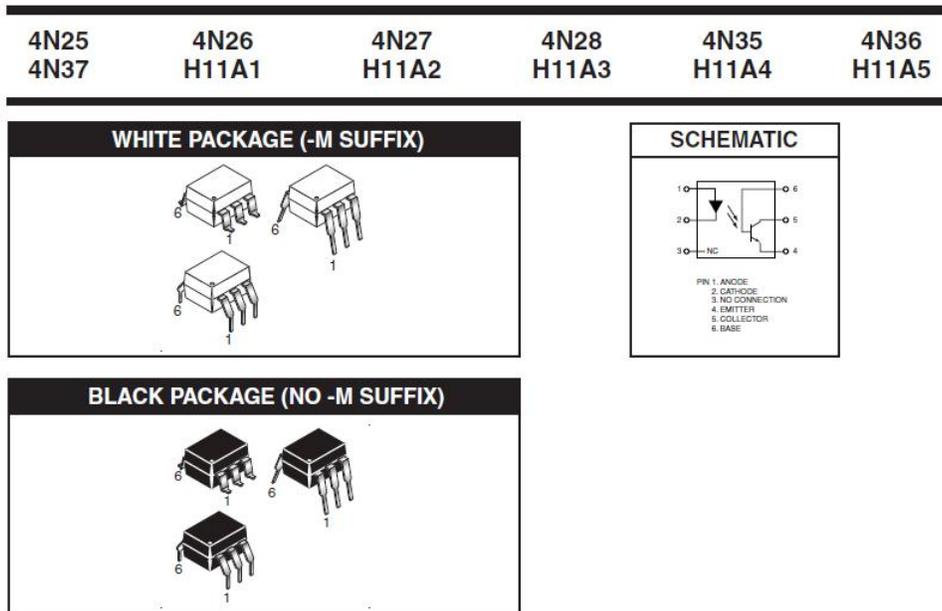


U8x0E = Device Code
x = 8 or 10

A.2 Hoja de datos del optoacoplador 4N25

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

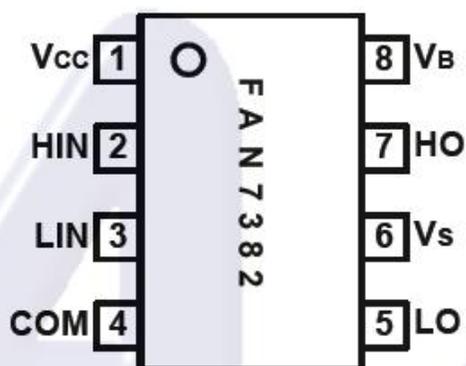
**GENERAL PURPOSE 6-PIN
PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS**



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)						
INDIVIDUAL COMPONENT CHARACTERISTICS						
Parameter	Test Conditions	Symbol	Min	Typ*	Max	Unit
EMITTER						
Input Forward Voltage	$(I_F = 10 \text{ mA})$	V_F		1.18	1.50	V
Reverse Leakage Current	$(V_R = 6.0 \text{ V})$	I_R		0.001	10	μA
DETECTOR						
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$(I_C = 1.0 \text{ mA}, I_F = 0)$	BV_{CEO}	30	100		V
Collector-Base Breakdown Voltage	$(I_C = 100 \mu\text{A}, I_F = 0)$	BV_{CBO}	70	120		V
Emitter-Collector Breakdown Voltage	$(I_E = 100 \mu\text{A}, I_F = 0)$	BV_{ECO}	7	10		V
Collector-Emitter Dark Current	$(V_{CE} = 10 \text{ V}, I_F = 0)$	I_{CEO}		1	50	nA
Collector-Base Dark Current	$(V_{CB} = 10 \text{ V})$	I_{CBO}			20	nA
Capacitance	$(V_{CE} = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz})$	C_{CE}		8		pF

A.3 Hoja de datos del driver FAN7382

Pin Assignments



Pin Descriptions

Pin No	Symbol	I/O	Description
1	VCC		Low Side Supply Voltage
2	HIN		Logic Input for High Side Gate Driver Output
3	LIN		Logic Input for Low Side Gate Driver Output
4	COM		Logic Ground and Low Side Driver Return
5	LO		Low Side Driver Output
6	VS		High Voltage Floating Supply Return
7	HO		High Side Driver Output
8	VB		High Side Floating Supply

Recommended Operating Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
High side floating supply voltage	V _B	V _S +10	-	V _S +20	V
High side floating supply offset voltage	V _S	6-V _{CC}		600	
High side(HO) output voltage	V _{HO}	V _S		V _B	
Low side(LO) output voltage	V _{LO}	COM		V _{CC}	
Logic input voltage(HIN, LIN)	V _{IN}	COM		V _{CC}	
Low side supply voltage	V _{CC}	10		20	
Ambient Temperature	T _A	-40		125	°C

A.4 Hoja de datos del transistor IGBT IRG4PC50U

IR Rectifier

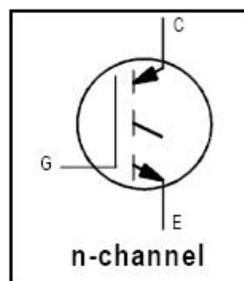
INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR

IRG4PC50U

UltraFast Speed IGBT

Features

- UltraFast: Optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- Industry standard TO-247AC package



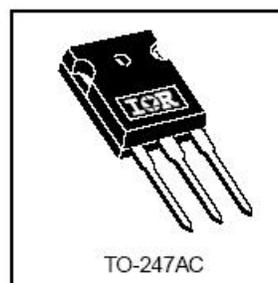
$$V_{CES} = 600V$$

$$V_{CE(on) typ.} = 1.65V$$

$$@V_{GE} = 15V, I_C = 27A$$

Benefits

- Generation 4 IGBT's offer highest efficiency available
- IGBT's optimized for specified application conditions
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBT's



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	55	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	27	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	220	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	220	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
E_{ARV}	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	20	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	78	
T_J	Operating Junction and	-55 to + 150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (0.063 in. (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	----	0.64	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	----	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	----	40	
Wt	Weight	6 (0.21)	----	g (oz)

A.5 Hoja de datos del regulador de voltaje LF33

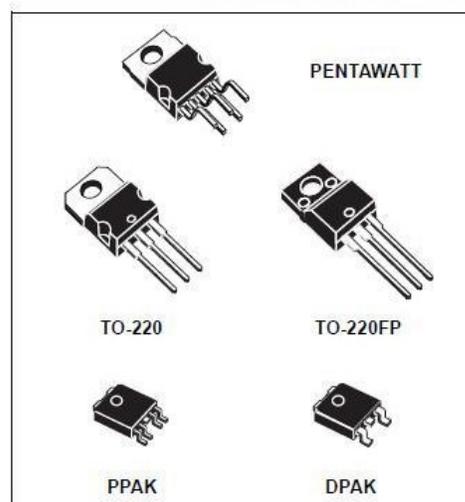


LF00 SERIES

- VERY LOW DROPOUT VOLTAGE (0.45V)
- VERY LOW QUIESCENT CURRENT (TYP. 50 μ A IN OFF MODE, 500 μ A IN ON MODE)
- OUTPUT CURRENT UP TO 500 mA
- LOGIC-CONTROLLED ELECTRONIC SHUTDOWN
- OUTPUT VOLTAGES OF 1.25; 1.5; 1.8; 2.5; 2.7; 3; 3.3; 3.5; 4; 4.5; 4.7; 5; 5.2; 5.5; 6; 8; 8.5; 9; 12V
- INTERNAL CURRENT AND THERMAL LIMIT
- ONLY 2.2 μ F FOR STABILITY
- AVAILABLE IN \pm 1% (AB) OR \pm 2% (C) SELECTION AT 25 °C
- SUPPLY VOLTAGE REJECTION: 80db (TYP.)
- TEMPERATURE RANGE: -40 TO 125 °C

DESCRIPTION

The LF00 series are very Low Drop regulators available in PENTAWATT, TO-220, TO-220FP, DPAK and PPAK package and in a wide range of output voltages.



ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR LF33C (refer to the test circuits, $T_j = 25^\circ\text{C}$, $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$, $C_0 = 2.2 \mu\text{F}$ unless otherwise specified.)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output Voltage	$I_O = 50 \text{ mA}$, $V_I = 5.3 \text{ V}$	3.234	3.3	3.366	V
		$I_O = 50 \text{ mA}$, $V_I = 5.3 \text{ V}$, $T_a = -25 \text{ to } 85^\circ\text{C}$	3.168		3.432	
V_I	Operating Input Voltage	$I_O = 500 \text{ mA}$			16	V
I_O	Output Current Limit			1		A
ΔV_O	Line Regulation	$V_I = 4.3 \text{ to } 16 \text{ V}$, $I_O = 5 \text{ mA}$		3	16	mV
ΔV_O	Load Regulation	$V_I = 4.6 \text{ V}$, $I_O = 5 \text{ to } 500 \text{ mA}$		3	16	mV
I_d	Quiescent Current	$V_I = 4.3 \text{ to } 16 \text{ V}$, $I_O = 0 \text{ mA}$	ON MODE	0.5	1	mA
		$V_I = 4.6 \text{ to } 16 \text{ V}$, $I_O = 500 \text{ mA}$			12	
		$V_I = 6 \text{ V}$	OFF MODE	50	100	μ A
SVR	Supply Voltage Rejection	$I_O = 5 \text{ mA}$ $V_I = 5.3 \pm 1 \text{ V}$	$f = 120 \text{ Hz}$	80		dB
			$f = 1 \text{ KHz}$	75		
			$f = 10 \text{ KHz}$	65		
eN	Output Noise Voltage	$B = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ KHz}$		50		μ V
V_d	Dropout Voltage	$I_O = 200 \text{ mA}$		0.2	0.35	V
		$I_O = 500 \text{ mA}$		0.4	0.7	
V_{IL}	Control Input Logic Low	$T_a = -40 \text{ to } 125^\circ\text{C}$			0.8	V
V_{IH}	Control Input Logic High	$T_a = -40 \text{ to } 125^\circ\text{C}$	2			V
I_I	Control Input Current	$V_I = 6 \text{ V}$, $V_C = 6 \text{ V}$		10		μ A
C_O	Output Bypass Capacitance	ESR = 0.1 to 10 Ω $I_O = 0 \text{ to } 500 \text{ mA}$	2	10		μ F

A.6 Hoja de datos de los reguladores de voltaje 78XX

Absolute Maximum Ratings (Note 3)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Input Voltage ($V_O = 5V, 12V$ and $15V$)	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range (T_A)	0°C to +70°C

Maximum Junction Temperature

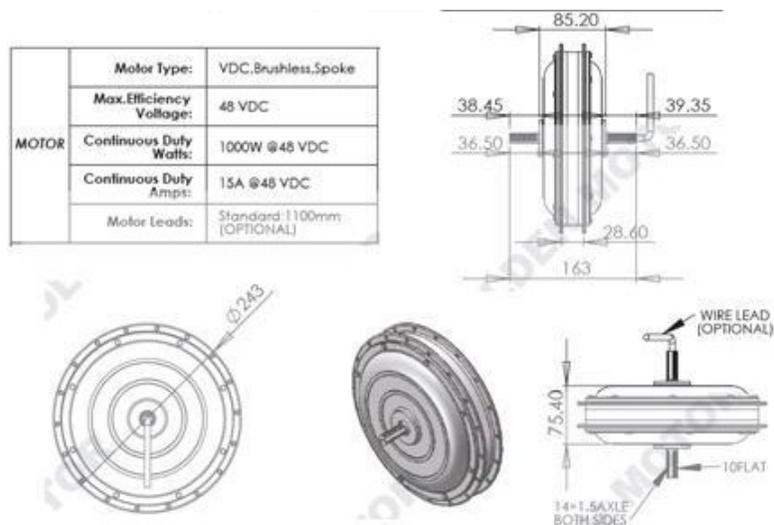
(K Package)	150°C
(T Package)	150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	
TO-3 Package K	300°C
TO-220 Package T	230°C

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2)

0°C ≤ T_J ≤ 125°C unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V
		$P_D \leq 15\text{ W}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	(7.5 ≤ V_{IN} ≤ 20)				(14.5 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(17.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)		
ΔV_O	Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	3		50		4		150		mV
				ΔV_{IN}		(7 ≤ V_{IN} ≤ 25)		14.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)		(17.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)		V
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	50		120		150		mV			
			ΔV_{IN}		(8 ≤ V_{IN} ≤ 20)		(15 ≤ V_{IN} ≤ 27)		(18.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)		V	
		$I_O \leq 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	50		120		150		mV		
				ΔV_{IN}		(7.5 ≤ V_{IN} ≤ 20)		(14.6 ≤ V_{IN} ≤ 27)		(17.7 ≤ V_{IN} ≤ 30)		V
$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$		25		60		75		mV				
ΔV_{IN}		(8 ≤ V_{IN} ≤ 12)		(16 ≤ V_{IN} ≤ 22)		(20 ≤ V_{IN} ≤ 26)		V				
ΔV_O	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	10		50		12		120		mV
				250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA		25		60		75		mV
		$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$		50		120		150		mV		
I_Q	Quiescent Current	$I_O \leq 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	8		8		8		8		mA
				$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$		8.5		8.5		8.5		mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$		0.5		0.5		0.5		0.5		mA
		$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O \leq 1\text{ A}$	$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	1.0		1.0		1.0		1.0		mA
				$(7.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 20)$		(14.8 ≤ V_{IN} ≤ 27)		(17.9 ≤ V_{IN} ≤ 30)		V		
		$I_O \leq 500\text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$		1.0		1.0		1.0		1.0		mA
$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$		$(7 \leq V_{\text{IN}} \leq 25)$		(14.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)		(17.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)		V				
V_N	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$		40		75		90		μV		
$\frac{\Delta V_{\text{IN}}}{\Delta V_{\text{OUT}}}$	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	$I_O \leq 1\text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ or $I_O \leq 500\text{ mA}$ $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	62		80		55		72		dB
				54		70		54		70		dB
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$		(8 ≤ V_{IN} ≤ 18)		(15 ≤ V_{IN} ≤ 25)		(18.5 ≤ V_{IN} ≤ 28.5)		V		
R_O	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_{\text{OUT}} = 1\text{ A}$		2.0		2.0		2.0		V		
	Output Resistance	$f = 1\text{ kHz}$		8		18		19		mΩ		

A.7 Hoja de datos del motor tipo HUB



No:	U	I	P1	M	n	P2	EFF
	(V)	(A)	(W)	(N.m)	(rpm)	(W)	(%)
1	36.11	1.521	54.93	0.28	343.5	10.07	18.3
2	36.11	1.504	54.32	0.28	343.0	10.05	18.5
3	36.11	1.534	55.40	0.36	343.0	12.92	23.3
4	36.10	1.706	61.60	0.44	342.4	15.77	25.6
5	36.10	1.864	67.30	0.61	341.7	21.82	32.4
6	36.10	1.935	69.89	0.86	340.9	30.69	43.9
7	36.09	2.270	81.94	1.21	339.0	42.94	52.4
8	36.09	2.532	91.38	1.44	338.2	50.98	55.7
9	36.06	3.314	119.5	2.02	335.1	70.87	59.2
10	36.05	3.829	138.0	2.54	333.5	88.69	64.2
11	36.04	4.231	152.5	3.29	329.4	113.4	74.3
12	36.01	5.016	180.6	3.89	326.6	133.0	73.6
13	36.00	5.731	206.3	4.87	321.9	164.1	79.5
14	35.97	6.746	242.6	5.69	318.2	189.5	78.1
15	35.94	7.715	277.3	6.88	312.6	225.1	81.1
16	35.92	8.870	318.6	7.83	308.7	253.0	79.4
17	35.90	10.16	364.8	8.78	304.8	280.1	76.7
18	35.90	10.92	392.4	10.24	298.3	319.8	81.4
19	35.88	12.44	446.4	11.28	294.2	347.4	77.8
20	35.87	13.42	481.6	12.80	287.7	385.5	80.0
21	35.86	14.64	525.0	13.89	283.5	412.2	78.5
22	35.83	15.99	573.1	15.46	276.7	447.8	78.1
23	35.81	17.11	612.9	16.61	273.1	474.9	77.4
24	35.78	18.43	659.7	18.24	266.1	508.1	77.0

Tabla A.1 Parámetros del motor

Descripción	U (V)	I (A)	P1 (W)	M (N.m)	n (rpm)	P2 (W)	Eficiencia (Ef %)
Sin Carga	36.11	1.521	54.93	0.28	343.5	10.07	18.3
Ef Max	35.90	10.92	392.4	10.24	298.3	319.8	81.4
Pot Max	35.78	18.43	659.7	18.24	266.1	508.1	77.0
Torque Max	35.78	18.43	659.7	18.24	266.1	508.1	77.0

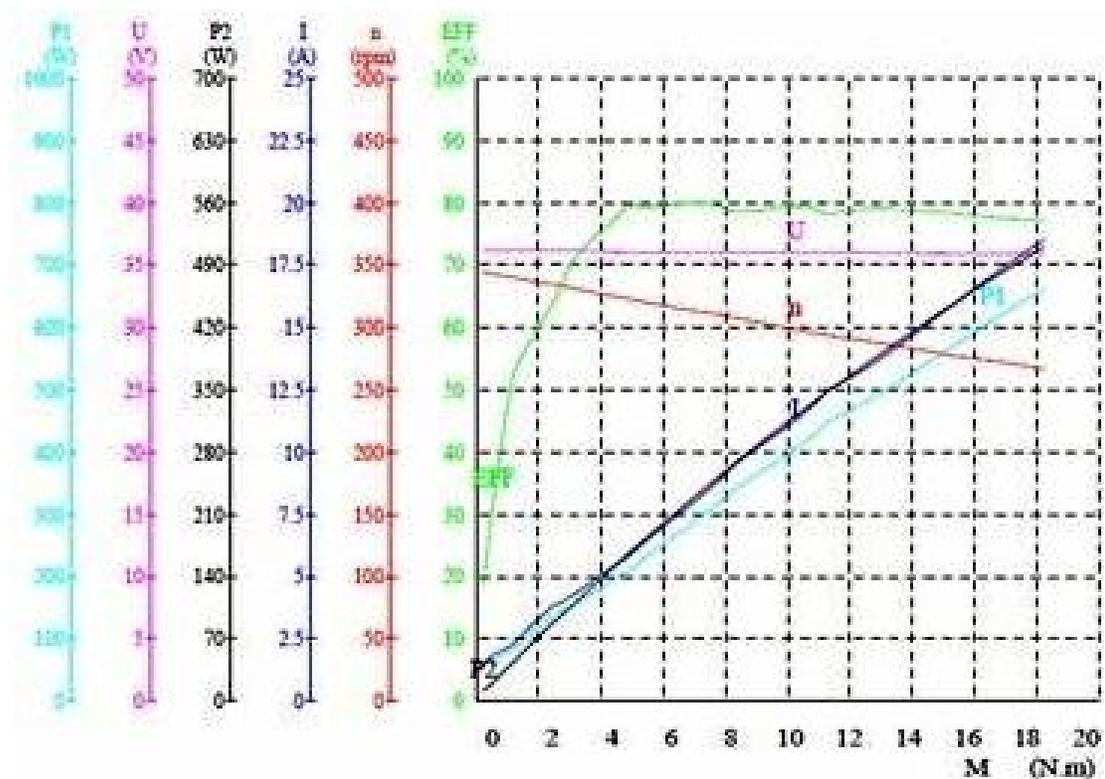


Figura A.1 Curvas de rendimiento del motor

Referencias

- [1] T.F.E.T.M.D. Miguel Ruiza, "Biografías y Vida", La enciclopedia bibliográfica en línea (2004-2015) [En línea]. Disponible en: <http://www.biografiasyvida.com/>. [23 Febrero 2015]
- [2] INEGI, Emisiones de dióxido de carbono entre 1990-2010, [En línea]. Disponible en: <http://www.inegi.com/>.
- [3] Chapman, S. J. (2003). Máquinas Eléctricas. McGraw-Hill, Inc.
- [4] Hart, D. W. (2001). Electrónica de potencia. Prentice Hall.
- [5] Guzzella, L. and Sciarretta, A. (2007). Vehicle Propulsion Systems. Springer.
- [6] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. G. and Emadi, A. (2004). Modern Electric, Hybrid electric, and Fuel Cell Vehicles. CRC Press.
- [7] Chan, C. C. and Chau, K. T. (2001). Modern Electric Vehicle Technology. Oxford University Press.
- [8] Larminie, J. and Lowry, J. (2003). Electric Vehicle Technology. Wiley.
- [9] Hori, Y. (2004). Future vehicle driven by electricity and control research on four-wheelmotored uot electric march ii. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 954 962.
- [10] 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).
- [11] 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.
- [12] Krause, P. C., Wasynczuk, O., and Sudhoff, S. D. (2002). Analysis of electric machinery and drive systems. IEEE Press.
- [13] Gieras, J. F. and Wing, M. (2004). Permanent magnet motor technology. Marcel Dekker.

- [14] Ortega, R., Loría, A., Nicklasson, P. J., and Sira-Ramírez, H. (1998). Passivitybased control of Euler-Lagrange systems. Springer.
- [15] Hyun, K.-H. (2007). Design of a speed controller for permanent magnet synchronous motor in pure electric vehicle applications. International Conference on Control, Automation and Systems.
- [16] Petrovic, V., Ortega, R., and Stankovic, A. M. (2001). Interconnection and damping assignment approach to control of pm synchronous motors. IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY, 19(6):811 820.
- [17] Guerrero, G. V. (2001). Control de manipuladores de robots accionados por motores de inducción. PhD thesis, Universidad Nacional Autónoma de México.
- [18] Durán, M. A. (2004). Diseño de un controlador no lineal basado en pasividad de un motor síncrono. Master thesis, CENIDET.
- [19] Olmos, J. A. (2004). Control no lineal robusto basado en pasividad para los filtros activos paralelo y serie. Master s thesis, CENIDET.
- [20] Gan, W.-C. and Qiu, L. (2004). Torque and velocity ripple elimination of ac permanent magnet motor control systems using the internal model principle. IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS, 9(2):436 447.
- [21] Ying, L. and Ertugrul, N. (2008). The dynamic simulation of the three-phase brushless permanent magnet ac motor drives with labview. IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS.
- [22] Yu, K.-W. (2006). An application of ac servo motor by using particle swarm optimization based sliding mode controller. In 2006 IEEE Conference on Systems, Man, and Cybernetics.
- [23] Boussak, M. (2005). Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 20(6):1413 1422.
- [24] Rashid, M. H. (1993). Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones. Prentice Hall.
- [25] Rashid, M. H. (2001). Power electronics handbook. Academic Press.
- [26] Trzynadlowski, A. M. (2001). Control of induction motors. Academic Press.
- [27] J. Tacuri, J. Eduardo. "Caracterización del funcionamiento de un motor eléctrico de corriente continua sin escobillas Brushless con 1000 watts de potencia." (2015).<http://dSPACE.ups.edu.ec/handle/123456789/7891>

- [28] Osorio, A., "Generador eléctrico accionado por fuerza humana: una nueva alternativa de generación de energía." *ContactoS* 65 (2007): 13-15. [En línea]. Disponible en: <http://www.izt.uam.mx/newpage/contactos/anterior/n65ne/generador.pdf> [4 Abril 2015]
- [29] J. Aguilar, "Electrónica de Potencia, Convertidores AC/DC, DC/DC, DC/AC", Colección Apuntes de Universidad de Jaen. España, 2004.
- [30] R. Bosch Tous, "Universidad Politecnica de Catalunya", [En línea]. Disponible en: <http://upcommons.upc.edu.>, [23 Febrero 2015]
- [31] R. Travé Murcia., "Convertidor Estático para una Bicicleta Eléctrica con Frenado Regenerativo," [En línea]. Disponible en: <http://upcommons.upc.edu/pfc/bitstream/2099.1/14156/1/>[4 Abril 2015]
- [32] Ecología Verde, "Bicicletas generadoras de energía", 16 de julio de 2009 | 13:16 pm, Disponible en: <http://www.ecologiaverde.com/bicicletas-generadoras-de-energia/> [4 Abril 2009]
- [33] Pearson, "Encuentra todo lo que quieras sobre bicicletas eléctricas" [En línea]. Disponible en: <http://www.electromaps.com/bicicletas-electricas> [20 Abril 2015]
- [34] Palma, S. Toro, G. Carlos, Valdivieso, " Control de motores sin escobillas (bldc) y con sensores usando el microcontrolador arm cortex3 con 32 bits de lpcxpresso", [28 párrafos], Artículos de Tesis de Grado - FIEC, pp 1-7, (2013), Disponible en: <http://www.dspace.espol.edu.ec/handle/123456789/24135>, [23 Febrero 2015].
- [35] Tolrà, Roger Juanpere. "Técnicas de control para motores brushless, comparativa entre conmutación trapezoidal, conmutación sinusoidal y control vectorial." PKF Khorrami and H. Melkote, *Modeling and Adaptive Nonlinear Control of Electric Motors*. Springer 19 (2003).
- [36] J. M. Cotte Corredor, A. F. Moreno Pineda, "Diseño de control robusto de velocidad de motores brushless para robótica aérea", Trabajo de Grado para optar por el título de Ingeniero Electrónico, (Junio 2010), Universidad Nacional de Colombia, Facultad de Ingeniería Departamento de ingeniería eléctrica y electrónica, pp 2-15.
- [37] Ward Brown, Microchip Technology Inc., "Brushless DC Motor Control Made Easy", AN857, pp 2-14,[2002]