



REPÚBLICA DEL ECUADOR

Escuela Politécnica Nacional

"E SCIENTIA HOMINIS SALUS"

La versión digital de esta tesis está protegida por la Ley de Derechos de Autor del Ecuador.

Los derechos de autor han sido entregados a la "ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL" bajo el libre consentimiento del (los) autor(es).

Al consultar esta tesis deberá acatar con las disposiciones de la Ley y las siguientes condiciones de uso:

- Cualquier uso que haga de estos documentos o imágenes deben ser sólo para efectos de investigación o estudio académico, y usted no puede ponerlos a disposición de otra persona.
- Usted deberá reconocer el derecho del autor a ser identificado y citado como el autor de esta tesis.
- No se podrá obtener ningún beneficio comercial y las obras derivadas tienen que estar bajo los mismos términos de licencia que el trabajo original.

El Libre Acceso a la información, promueve el reconocimiento de la originalidad de las ideas de los demás, respetando las normas de presentación y de citación de autores con el fin de no incurrir en actos ilegítimos de copiar y hacer pasar como propias las creaciones de terceras personas.

Respeto hacia sí mismo y hacia los demás.

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE REGENERACIÓN DE ENERGÍA CON ULTRACAPACITORES PARA UNA BICICLETA

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y CONTROL**

NAVARRETE CHANG JORGE PATRICIO
jorge_navarrete_chang@hotmail.com

VEGA TRUJILLO MARIO ANTONIO
mariovega.t@hotmail.com

DIRECTOR: NELSON SOTOMAYOR, MSc.
nelson.sotomayor@epn.edu.ec

Quito, Abril 2012

DECLARACIÓN

Nosotros, Navarrete Chang Jorge Patricio y Vega Trujillo Mario Antonio, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

Navarrete Chang Jorge Patricio

Vega Trujillo Mario Antonio

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Navarrete Chang Jorge Patricio y Vega Trujillo Mario Antonio, bajo mi supervisión.

Nelson Sotomayor, MSc.

DIRECTOR DEL PROYECTO

AGRADECIMIENTO

Agradezco a mi familia por su paciencia y apoyo, a mis amigos por su motivación, a mi compañero de tesis y amigo por más de 10 años Mario y a nuestro tutor Nelson Sotomayor por su generosidad y guía constante.

Jorge

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mi querida abuelita Blanca Esther Navarrete Montenegro en agradecimiento a su apoyo, sus deseos y sus invaluable consejos.

Jorge

AGRADECIMIENTO

A mis amados padres Henry y Loly, por su paciencia, amor, apoyo y motivación en todo momento.

Un agradecimiento especial a mi compañero de tesis Jorge, porque su amistad, perseverancia y conocimientos nos permitieron terminar este proyecto.

A todos los compañeros de la poli.

A los maestros Alberto y Daniel quienes nos brindaron su ayuda en varias ocasiones.

Al Ing. Nelson Sotomayor por su confianza y apoyo en nuestro trabajo y por brindarnos su tiempo y conocimientos para el desarrollo de este proyecto.

Mario

DEDICATORIA

Dedico la realización de este proyecto a mi familia por su esfuerzo, amor y sacrificio y en especial a mi padre quien siempre ha sido un ejemplo para mi y al cual admiro y respeto muchísimo.

A mi gran y querida amiga Cari que nunca ha dejado de alentarme a seguir adelante.

Mario

CONTENIDO

CONTENIDO.....	i
RESUMEN.....	vi
PRESENTACIÓN.....	vii
CAPÍTULO 1	
FUNDAMENTOS BÁSICOS.....	1
1.1 INTRODUCCIÓN	1
1.2 BICICLETA ELÉCTRICA	2
1.2.1 TIPOS DE BICICLETAS ELÉCTRICAS: E-BIKES Y PEDELEC.....	2
1.2.1.1 E-BIKE [1].....	3
1.2.1.2 PEDELEC [1].....	3
1.2.1.3 CONSIDERACIONES LEGALES	3
1.2.1.4 PEDELEC EN LA ACTUALIDAD [1].....	5
1.3 ESTUDIOS SIMILARES.....	5
1.4 FUENTE DE ALIMENTACIÓN	6
1.4.1 TIPOS DE BATERÍAS [5]	6
1.4.1.1 BATERÍAS SELLADAS DE PLOMO-ÁCIDO (SEALED LEAD ACID).....	6
1.4.1.2 BATERÍAS DE LITIO-ION	7
1.5 MOTORES DE IMÁN PERMANENTE SIN ESCOBILLAS [6]	8
1.5.1 MOTORES SINCRÓNICOS DE IMÁN PERMANENTE [8].....	10
1.6 ULTRACAPACITORES [9].....	15
1.6.1 APLICACIONES [11]	16
1.6.2 TIPOS DE ULTRACAPACITORES COMERCIALES [12].....	20
1.6.3 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN ULTRACAPACITOR [13].....	18
1.6.4 CARGA DE ULTRACAPACITORES [13].....	19
1.6.4.1 CARGA A CORRIENTE CONSTANTE [13]	19
1.6.4.2 CARGA A POTENCIA CONSTANTE [13]	19
1.7 REGENERACIÓN DE ENERGÍA.....	21
1.7.1 FRENO DINÁMICO	22
1.7.2 FRENO REGENERATIVO.....	22
1.8 CONVERTOR DC-DC	23
1.9 SENSORES	24

1.9.1	SENSORES DE EFECTO HALL.....	24
1.9.2	SENSORES EN CUADRATURA	26
1.10	ALGORITMOS DE CONTROL.....	26
1.10.1	CONTROL PID	26
1.10.2	CONTROL DIFUSO	27
1.10.2.1	SISTEMAS DIFUSOS TIPO MAMDANI	27

CAPÍTULO 2

	DISEÑO Y ENSAMBLAJE DEL PROTOTIPO.....	29
2.1	DISEÑO MECÁNICO	29
2.1.1	BICICLETA MONTAÑERA	29
2.1.2	BATERÍAS	31
2.1.3	MOTOR	31
2.1.4	PEDAL	35
2.1.5	MONTAJE DEL MOTOR	36
2.1.6	MONTAJE DE LAS BATERÍAS	37
2.1.7	MONTAJE DEL PEDAL (SENSOR INTELIGENTE DE TORQUE).....	38
2.2	DISEÑO ELÉCTRICO Y ELECTRÓNICO.....	39
2.2.1	CONTROL DEL MOTOR	40
2.2.1.1	CIRCUITOS DE ACONDICIONAMIENTO DE LOS SENSORES HALL DEL MOTOR	43
2.2.1.2	CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES DEL PEDAL.....	47
2.2.1.3	CIRCUITO PARA DETECTAR LA MARCHA DE LA BICICLETA... 56	
2.2.1.4	CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO PARA PULSADORES 57	
2.2.1.5	DISEÑO DEL RELÉ PARA CONEXIÓN Y DESCONEXIÓN DE LA BATERÍA	58
2.2.1.6	CIRCUITO PARA SENSAR LA CORRIENTE DEL MOTOR	61
2.2.1.7	DISEÑO DEL PUENTE INVERSOR.....	63
2.2.1.7.1	TÉCNICAS DE CONTROL DE LOS MOTORES DE IMÁN PERMANENTE SIN ESCOBILLAS	64
2.2.1.7.2	MODOS DE CONMUTACIÓN Y POLARIZACIÓN	65
2.2.1.7.3	MODO INDEPENDIENTE ASIMÉTRICO	67
2.2.1.7.4	SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL PUENTE	70
2.2.1.7.5	CÁLCULO DEL CAPACITOR DE ENTRADA AL PUENTE.....	74

2.2.1.7.6 DISEÑO DEL DRIVER PARA MANEJO DE MOSFET.....	76
2.2.1.8 ALIMENTACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL	79
2.2.2 SELECCIÓN DEL CONVERTOR DC-DC.....	80
2.2.2.1 ANÁLISIS DE LA OPERACIÓN ELEVADOR	82
2.2.2.2 SELECCIÓN DE LOS ULTRACAPACITORES	86
2.2.2.2.1 SELECCIÓN DE RELÉS PARA LOS BANCOS DE ULTRACAPACITORES.....	90
2.2.2.3 CÁLCULO DEL INDUCTOR.....	91
2.2.2.4 CÁLCULO DEL CAPACITOR DE FILTRO PARA EL CONVERTOR BIDIRECCIONAL.....	94
2.2.2.5 SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DE POTENCIA	94
2.2.2.6 DISEÑO DE SNUBBERS [27]	98
2.2.2.7 CIRCUITO DE CONTROL DEL CONVERTOR BIDIRECCIONAL .	99
2.2.3 CIRCUITO DE VISUALIZACIÓN	104
2.2.4 PROTECCIONES	107
2.2.5 CARGADOR DE ULTRACAPACITORES.....	108
CAPÍTULO 3	
DESARROLLO DEL SOFTWARE.....	113
3.1 ASISTENCIA ELÉCTRICA EN LA BICICLETA.....	113
3.1.1 ESTRATEGIA DEL CONTROL DE LA ASISTENCIA.....	115
3.2 DISEÑO DE LOS CONTROLADORES DEL CONVERTOR BIDIRECCIONAL	122
3.2.1 CONTROL PROPORCIONAL DE CORRIENTE PARA EL CONVERTOR REDUCTOR	123
3.2.2 CONTROL PID DE VOLTAJE PARA EL CONVERTOR ELEVADOR	126
3.2.3 CONTROLADOR DIFUSO PARA EL CONVERTOR ELEVADOR.....	133
3.3 MODOS DE TRABAJO DE LA BICICLETA ASISTIDA CON REGENERACIÓN DE ENERGÍA.....	140
3.3.1 USO DE LOS ULTRACAPACITORES COMO FUENTE DEL INVERSOR	141
3.4 PROGRAMACIÓN DEL CONTROL DE LA BICICLETA ASISTIDA.....	142
3.4.1 LAZO PRINCIPAL DEL SISTEMA DE CONTROL DE LA BICICLETA ASISTIDA	143
3.4.1.1 CONTROL PI DE VELOCIDAD	145
3.4.2 INTERRUPTIONES DEL PROGRAMA DE CONTROL DE LA BICICLETA ASISTIDA.....	147

3.5 PROGRAMACIÓN DEL CONTROL DEL CONVERTOR BIDIRECCIONAL	152
3.5.1 LAZO PRINCIPAL DEL CONTROL DEL CONVERTOR BIDIRECCIONAL	153
3.5.2 INTERRUPCIONES DEL PROGRAMA DE CONTROL DEL CONVERTOR BIDIRECCIONAL	155
3.5.3 CONTROL PI PARA EL ELEVADOR DE VOLTAJE.....	156
3.5.4 CONTROL DIFUSO PARA EL ELEVADOR DE VOLTAJE	157
3.5.4.1 CONJUNTOS DIFUSOS	157
3.5.4.2 CÁLCULO DEL GRADO DE PERTENENCIA DE LOS CONJUNTOS DIFUSOS	158
3.5.4.3 IMPLICADOR MAMDANI	159
3.5.4.4 DECODIFICACIÓN	160

CAPÍTULO 4

4.1 PLACA DE CONTROL DEL MOTOR.....	162
4.1.1 PRUEBAS DEL ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES DE LOS SENSORES HALL DEL MOTOR.....	163
4.1.2 PRUEBAS DEL ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES DEL PEDAL	164
4.1.3 PRUEBAS DE LAS SEÑALES DE CONTROL DEL MOTOR.....	165
4.1.4 PRUEBAS DEL FUNCIONAMIENTO DEL INVERSOR.....	167
4.1.5 PRUEBAS DEL FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR	168
4.1.6 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PI DEL PMSM	169
4.1.7 PRUEBAS DE LAS SEÑALES DE CORRIENTE EN LA BATERÍA....	170
4.2 PRUEBAS DEL CONVERTOR BIDIRECCIONAL	171
4.2.1 PRUEBAS AL CONVERTOR BIDIRECCIONAL EN MODO REDUCTOR	172
4.2.2 PRUEBAS AL CONVERTOR BIDIRECCIONAL EN MODO ELEVADOR	173
4.2.2.1 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PI DEL CONVERTOR ELEVADOR (CONVERTOR BIDIRECCIONAL EN MODO ELEVADOR)	175
4.2.2.2 PRUEBAS DEL MODO DE OPERACIÓN ELEVADOR CON CONTROLADOR PI	175
4.2.2.3 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR DIFUSO	176
4.2.2.4 PRUEBAS DEL MODO DE OPERACIÓN ELEVADOR CON CONTROLADOR DIFUSO	176

4.3 COMPARACIÓN ENTRE EL CONTROLADOR PI Y EL CONTROLADOR DIFUSO PARA EL CONVERTOR BIDIRECCIONAL EN MODO ELEVADOR	178
4.4 PRUEBAS DE EFICIENCIA DEL CONVERTOR	179
4.5 BICICLETA ASISTIDA CON REGENERACIÓN DE ENERGÍA	181
CAPÍTULO 5	
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	190
5.1 CONCLUSIONES	190
5.2 RECOMENDACIONES	192
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	193
ANEXOS	

RESUMEN

Debido a la problemática ambiental actual se promueve mundialmente un conjunto de ideas, tendencia y cambios con respecto al transporte público, esto se resume en el concepto de “movilidad sostenible”. Una de las políticas principales de la movilidad sostenible es el uso de medios de transportes alternativos en las áreas urbanas, como son las bicicletas.

En este proyecto se presenta el diseño y construcción de una bicicleta asistida con regeneración de energía en ultracapacitores, este tipo de bicicleta se presenta como otra alternativa de medio de transporte, donde su uso se orienta al segmento de la población que no usa una bicicleta convencional por el elevado esfuerzo físico que se debe realizar en ciertos trayectos.

La bicicleta cuenta con sensores de velocidad y torque los cuales recolectan información necesaria para manejar el aporte de potencia del motor. La asistencia cumple con las normas europeas correspondientes a la legislación de bicicletas, donde la potencia del motor siempre es menor al 50% del total del sistema y esta disminuye progresivamente hasta ser nula a los 25 Km/h.

Para aumentar la autonomía del sistema se trata de aprovechar la energía mecánica de la bicicleta transformándola en energía eléctrica y luego regenerándola en ultracapacitores. Para este proceso y el posterior uso de esta energía es necesario el uso de un conversor bidireccional que maneje tanto la energía que recibe como la que entregan los ultracapacitores.

PRESENTACIÓN

En el presente trabajo se desarrolla el diseño y construcción de una bicicleta asistida con regeneración de energía en ultracapacitores.

En el Capítulo 1 se resumen las normas europeas con respecto a bicicletas asistidas, se mencionan estudios similares y se tratan los fundamentos básicos de los dispositivos usados y el control de los mismos.

En el Capítulo 2 se realiza el diseño mecánico y electrónico del hardware, donde se dimensiona las características de asistencia de la bicicleta a partir de la potencia del motor y se realiza el diseño de los componentes que integran el prototipo.

En el Capítulo 3 se muestra la estrategia elegida para el manejo de la asistencia eléctrica en la bicicleta, el diseño de los controladores para el convertidor bidireccional y la forma de implementar los programas de control de la bicicleta asistida con regeneración de energía en los microcontroladores.

En el Capítulo 4 se describen las diferentes pruebas realizadas para comprobar el correcto funcionamiento del prototipo, en los diferentes modos de trabajo y con los distintos controladores para el convertidor bidireccional.

En el Capítulo 5 se presentan las conclusiones y recomendaciones a las que se llegó luego del diseño, construcción y pruebas sobre el prototipo.

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTOS BÁSICOS

1.1 INTRODUCCIÓN

Los sistemas de movilidad sostenible pretenden disminuir en lo posible el número de vehículos que contribuyen a la contaminación ambiental y sustituirlos por medios de transporte más amigables con el medio ambiente. Las bicicletas eléctricas son sistemas que cumplen con la característica de ser un vehículo amigable con el medio ambiente ya que no contamina el aire, no tiene consumo excesivo de energía no renovable y además son vehículos muy silenciosos.

La bicicleta eléctrica es una bicicleta normal a la cual se le ha incorporado un motor eléctrico, una batería y un circuito de control para el motor. A pesar de que en nuestro país este sistema no es muy conocido, este tipo de vehículo se viene usando desde hace ya varios años en algunos países de Europa, Asia y Norte América con una excelente aceptación.

La distancia que se puede recorrer con la bicicleta eléctrica depende de algunos factores como: el tipo de batería que se utilice, el peso del conductor y de la bicicleta, la inclinación del terreno, el viento y la forma en que el controlador administre la energía que se proporciona desde la batería hacia el motor.

El tiempo de funcionamiento de las bicicletas eléctricas y en general de todo vehículo eléctrico está principalmente establecido por el tipo de batería que se utilice. Una vez que se ha agotado la energía de la batería es necesario someterla a un proceso adecuado de carga que puede tardar varias horas.

Para darle mayor autonomía a la bicicleta eléctrica se pretende aprovechar la característica de su motor de funcionar como generador para convertir la energía cinética que se gana durante el movimiento en energía eléctrica que será almacenada y posteriormente usada cuando el sistema la requiera. Este proceso es conocido como regeneración de energía. Pero debido a que las baterías necesitan ciclos de carga (voltajes y corrientes constantes), la energía generada no se puede almacenar directamente en las baterías por lo que se hará uso de

ultracapacitores (UC), que a diferencia de las baterías si pueden recibir energía sin la necesidad de los ciclos de carga. También se necesita construir un conversor DC-DC de tipo bidireccional que transfiera la energía desde los UC hacia el motor y viceversa.

Antes de iniciar el diseño es necesario conocer algunos conceptos básicos del funcionamiento de la bicicleta eléctrica así como de los componentes que se utilizarán para cumplir con el objetivo de este proyecto.

1.2 BICICLETA ELÉCTRICA

La bicicleta eléctrica es un vehículo eléctrico cuya estructura básica es la de una bicicleta tradicional a la cual se le ha acoplado un motor eléctrico para que ayude al usuario en el desplazamiento. La energía que se suministra al motor proviene de una batería cuya recarga se puede hacer a través de la red eléctrica. En internet se pueden encontrar estas bicicletas de varias marcas, diseños, costos y también es posible adquirir un kit que permite convertir una bicicleta normal en una bicicleta eléctrica. La bicicleta puede ser considerada como un vehículo 100% ecológico y con evidentes ventajas para recorridos de hasta 40Km con un costo de operación muy bajo y sin emisiones contaminantes. Es un vehículo eficiente, rápido, seguro, fácil de conducir, saludable y muy agradable de utilizar. Este tipo de bicicletas abren la posibilidad de conocer nuevos caminos que quizás por falta de un buen estado físico, una lesión, o incluso por la edad no se tenían la posibilidad de ver. La idea principal de las bicicletas eléctricas es permitir que las personas hagan ejercicio pero además puedan recorrer mayores distancias en menos tiempo y con un esfuerzo moderado. Los estudios actuales tratan de mejorar la eficiencia energética de estos sistemas siguiendo la normativa de la Unión Europea sobre la legislación de las bicicletas. Dentro de las bicicletas eléctricas existen dos tipos de vehículos: E-bike y Pedelec.

1.2.1 TIPOS DE BICICLETAS ELÉCTRICAS: E-BIKES Y PEDELEC

La terminología en torno a este tipo de vehículos se ha ido incrementando debido a que cada fabricante promociona sus bicicletas con dispositivos novedosos que

captan la atención del consumidor. Sin embargo hay que establecer una diferencia entre estos dos tipos de vehículos ya que a pesar que ambos tienen como elementos principales un motor, una batería y un controlador existe una diferencia importante en cuanto a la forma en que se activa el motor eléctrico.

1.2.1.1 **E-BIKE [1]**

Estas bicicletas poseen un acelerador en el manillar de forma similar al de las motocicletas y pueden alcanzar velocidades de hasta 40Km/h. Mediante el acelerador se puede controlar la velocidad del motor y no es necesario pedalear para que la bicicleta se mueva. El problema de este sistema es el desperdicio de energía puesto que la administración de energía no se hace de forma eficiente además de que ya no se estaría hablando de una bicicleta eléctrica sino de una moto eléctrica de bajo rendimiento.

1.2.1.2 **PEDELEC [1]**

Este tipo de bicicletas incorporan un sistema de pedaleo asistido denominado PAS por sus siglas en inglés (Pedal Assistant System), con el cual el motor solamente funciona cuando el ciclista pedalea. Es decir que el motor le sirve al ciclista únicamente como apoyo. La fuerza que el ciclista aplica sobre el pedal es monitoreada mediante un sensor que envía su señal a la unidad de control que se encarga de activar el motor y darle más o menos potencia dependiendo de cuanta fuerza se esté ejerciendo sobre el pedal. La potencia que proporciona el motor disminuye progresivamente y se corta totalmente cuando el vehículo alcanza una velocidad de 25 Km/h o antes si es que el ciclista deja de pedalear.

Para este proyecto se hará uso de este tipo de bicicletas puesto que se considera la más adecuada para realizar un manejo eficiente de la energía suministrada al motor y al sistema en general.

1.2.1.3 **CONSIDERACIONES LEGALES**

En nuestro país no existen leyes o normas que regulen el uso de una bicicleta eléctrica o las características que debe tener para ser considerada como un

vehículo eléctrico, sin embargo cuando se creen dichas leyes deberán ser muy similares o iguales a las normas internacionales.

Las bicicletas eléctricas están sometidas a la legislación Europea (Directiva 2002/24/CE) la cual se aplica a todos los vehículos de motor de dos o tres ruedas, gemelas o no (ruedas dotadas de un neumático individual cada una), destinados a circular por la carretera, así como a sus componentes o unidades técnicas. En marzo del 2005 el comité técnico del CEN (Comité Europeo de Normalización) publicó el documento prEN15194:2005 [2]. Esta es una norma europea que complementa a la directiva 2002/24/CE, en la cual se dan los requisitos especiales para las bicicletas o vehículos similares de energía eléctrica asistida EPAC (Electrically Power Assisted Cycles). Para ser considerada una EPAC o una Pedelec legal la bicicleta debe seguir las siguientes reglas [2]:

- La potencia nominal máxima del motor no debe superar los 250 vatios.
- El motor solo debe activarse cuando se pedalea y debe dejar de actuar en el momento que se deja de pedalear.
- La potencia del motor debe gradualmente reducirse hasta cero cuando la bicicleta se aproxime a una velocidad de 25 Km/h.
- El motor debe detenerse cuando se activen los frenos.
- Peso inferior a 40Kg.
- Por encima de 25 km/h el motor deja de actuar.
- Tensión máxima del sistema 48V.
- Si se usa un modo de "apoyo inicial" este no debe exceder un máximo de 6 km / h, también en el modo sin movimiento del pedal.
- Debe tener elementos de protección para las partes que puedan contribuir a iniciar un incendio como lo son las partes relacionadas a la batería y el controlador.
- Las bicicletas eléctricas que cumplen esta normativa, son consideradas a todos los efectos legales como bicicletas normales y por tal razón: no requieren permiso de conducción, seguro, ni el uso obligatorio de casco.

1.2.1.4 PEDELEC EN LA ACTUALIDAD [1]

Las bicicletas eléctricas están siendo cada vez más acogidas en todo el mundo vistas sus ventajas energéticas. Países como Suiza, Holanda, Alemania y algunos países escandinavos usan este sistema como medio personal de transporte. La razón de que se tenga una buena acogida es que la bicicleta eléctrica constituye el medio de transporte más rápido para la realización de viajes cortos o medianos. El desarrollo tecnológico va también de la mano con los vehículos eléctricos y las baterías son un claro ejemplo, ya que se busca que la batería tenga mayor autonomía y sea más liviana. Los modelos más recientes incluyen baterías de Litio-Ion y unos pocos están empezando a usar baterías de Litio Polímero con características superiores a las baterías Li-Ion. Las Pedelec más modernas traen también dispositivos más tecnológicos para medir el esfuerzo que hace el ciclista, por ejemplo se tiene sensores que miden el esfuerzo en la cadena, directamente en la rueda trasera de la bicicleta o en los pedales de la bicicleta.

1.3 ESTUDIOS SIMILARES

A pesar que en el país la bicicleta eléctrica no es muy conocida si existen investigaciones en torno a estos vehículos eléctricos. Uno de ellos se realizó en marzo del 2004 y consistió en la construcción de un prototipo de bicicleta eléctrica asistida [3]. Este sistema hacía uso de un motor DC acoplado mecánicamente a la catalina de la bicicleta con la finalidad de disminuir el esfuerzo realizado por el ciclista al pedalear. Los resultados obtenidos fueron muy satisfactorios y además se dejó la puerta abierta para trabajar en mejoras que permitan aumentar la eficiencia de este vehículo.

En febrero del 2010 se desarrolló un proyecto que fue auspiciado por la CORPAIRE y consistía en la construcción de tres prototipos de sistemas de adaptación de un motor para una bicicleta [4]. Con el apoyo económico brindado se pudieron importar tres tipos diferentes de baterías y dos tipos de motores, además de los controladores del motor con los cuales se ensamblaron tres prototipos. Para el control de la potencia suministrada probaron tres tipos de sensores: uno de velocidad, uno de torque y un acelerómetro. En este proyecto se

propuso realizar la parte del controlador para uno de los prototipos como desarrollo nacional pero en uno de sus informes comentan que existe complejidad en el control de motores brushless por lo que solicitan a dos empresas de servicios electrónicos el desarrollo del control del motor brushless, mientras que por su parte se dedicaron al desarrollo del control del sistema. Por cuestiones de presupuesto y tiempo, el control del motor no pudo finalizarse, pero se obtuvo como resultado la certeza de que un desarrollo en control de este motor brushless es factible.

1.4 FUENTE DE ALIMENTACIÓN

Para alimentar al motor y los circuitos de control se hace uso de una batería instalada en el cuadro de la bicicleta de manera que su peso no altere la estabilidad de la misma a la hora de conducirla. La elección de las baterías para el funcionamiento de todo vehículo eléctrico es una de las tareas más importantes que tienen a cargo los diseñadores y constructores, los mismos que deben encontrar baterías cuyos resultados se adapten a las necesidades de la bicicleta (tamaño, peso, potencia) y a un precio razonable. Los principales tipos de baterías que se usan en las bicicletas eléctricas son:

- Plomo-Ácido
- Litio-Ion

1.4.1 TIPOS DE BATERÍAS [5]

1.4.1.1 Baterías selladas de plomo-ácido (Sealed Lead Acid)

Durante la década de los 70's, los investigadores desarrollaron una batería de plomo-ácido libre de mantenimiento. La batería sellada de plomo-ácido es también conocida bajo el nombre de Gel debido a que el electrolito líquido que se usa es gelificado en separadores, humedecido y posteriormente sellado. Este tipo de baterías son de libre mantenimiento y pueden funcionar en cualquier posición sin correr el riesgo de un derrame de ácido. Las SLA están diseñadas con un exceso de voltaje de bajo potencial para evitar que la batería alcance su potencial

de generación de gas durante la carga porque la carga en exceso podría causar desprendimiento de gases y el agotamiento del agua. En consecuencia, estas baterías no se pueden cargar a su máximo potencial.

La temperatura óptima de funcionamiento de la batería de plomo-ácido es de 25°C (a mayores temperaturas reducen su vida útil), pueden manejar desde 0.2 Ah hasta 30 Ah, no sufre el efecto memoria y su porcentaje de descarga es del 40% en un año. A pesar del elevado peso que tiene este tipo de baterías su precio es bastante bajo lo cual las hace muy atractivas al momento de seleccionar una batería para una aplicación.

Tabla 1.1 Ventajas y limitaciones de las baterías SLA [5]

Ventajas	Limitaciones
Muy bajo costo (las más baratas del mercado)	Son muy contaminantes
Fácil fabricación	Elevado peso
No tienen efecto memoria	No pueden ser almacenadas sin carga
Libres de mantenimiento	Un exceso de carga desgasta la batería
No requieren carga del electrolito	
Su porcentaje de descarga es muy bajo	
Son capaces de proporcionar altos niveles de corriente	

Para cargar las baterías SLA se utiliza un voltaje constante de 2.45 voltios por celda, se controla la corriente a 0.4C (capacidad) con una temperatura ambiente de 20 a 25 °C. Durante una primera etapa se inyecta una corriente constante, la misma que en una posterior etapa va disminuyendo progresivamente a medida que la batería se va cargando.

1.4.1.2 Baterías de Litio-Ion

La batería de iones de litio, también conocida como batería Li-Ion, emplea como electrolito una sal de litio. Está conformada por los metales más ligeros lo que

implica que sean mucho más livianas que las baterías SLA y Ni-MH. Tienen la ventaja de proporcionar un alto voltaje, 3V por celda, y excelente capacidad de corriente con lo cual pueden proporcionar alta densidad de energía. Tampoco son afectadas por el efecto memoria y la tasa de auto descarga es de un 6% mensual.

Este tipo de baterías requieren de dos circuitos de protección para mantener una operación segura. El primero para proteger la batería de la sobre carga con lo cual se la protege de una posible explosión y el segundo para proteger la batería de la sobre descarga para no dejar bajar el voltaje mínimo que requiere una batería Li-ion. El cargador de baterías utilizado para las baterías Li-ion es un dispositivo limitador de voltaje que trabaja muy similar al cargador para baterías SLA, la diferencia radica principalmente en el voltaje de salida ya que las celdas de Li-ion tienen un voltaje mayor. Mientras los cargadores de baterías para SLA tienen algo de flexibilidad en términos de voltaje cuando se desconectan automáticamente, las baterías de Li-ion son muy estrictas con respecto al voltaje adicional que pueden recibir. Su tolerancia es de $\pm 0.05V$.

Tabla 1.2 Ventajas y limitaciones de las Li-Ion [5]

Ventajas	Limitaciones
Alta densidad de energía capaces de proporcionar altas corrientes	Están sujetas al envejecimiento aunque no sean usadas
Muy bajo porcentaje de auto descarga	Muy costosas
No tienen efecto memoria	Requieren de un circuito de protección para mantener una operación segura
Alto voltaje por celda	Muy contaminantes
Son más ligeras	

1.5 MOTORES DE IMÁN PERMANENTE SIN ESCOBILLAS [6]

Existe una amplia gama de motores eléctricos, la elección de un determinado motor depende generalmente del rendimiento y del costo del mismo. Los motores de imán permanente sin escobillas han ganado popularidad en aplicaciones automotrices, aeroespaciales, de consumo, automatizaciones médicas e

industriales, instrumentación y en electrodomésticos; esto debido a sus ventajas sobre los motores AC de inducción y DC con escobillas, tales como:

- Mayor velocidad en relación con las características de torque
- Alta respuesta dinámica
- Alta eficiencia
- Larga vida útil
- Funcionamiento silencioso
- Aumento de los rangos de velocidad
- Mayor densidad de torque por tamaño del motor

Existen dos tipos de motores de imán permanente sin escobillas, los DC (BLDC, Brushless DC) y los sincrónicos AC (PMSM, Permanent Magnet Synchronous Motor).

El PMSM es un motor de corriente alterna sincronizada cuyo campo de excitación es proporcionado por imanes permanentes. Es similar al BLDC, ambos motores tienen un rotor de imán permanente y un estator bobinado.

Tanto el motor BLDC y el PMSM tienen una característica de alta eficiencia y buena capacidad de control debido a su linealidad de velocidad en relación al torque, por lo que se puede tener una regulación predecible de velocidad.

A diferencia de los motores con escobillas convencionales donde la conmutación entre sus fases se realiza internamente de forma mecánica, en los motores sin escobillas las corrientes y voltajes aplicados a cada uno de los bobinados del motor deben ser controlados independientemente mediante una conmutación electrónica.

La principal diferencia entre un BLDC y un PMSM es el tipo de señales de control que se suministra al motor por parte del inversor y su fuerza contraelectromotriz generada. La forma de la fuerza contraelectromotriz (BEMF, Back Electro Motive Force) es debida a la distribución de los imanes permanentes en el motor, como se muestra en la Figura 1.1.

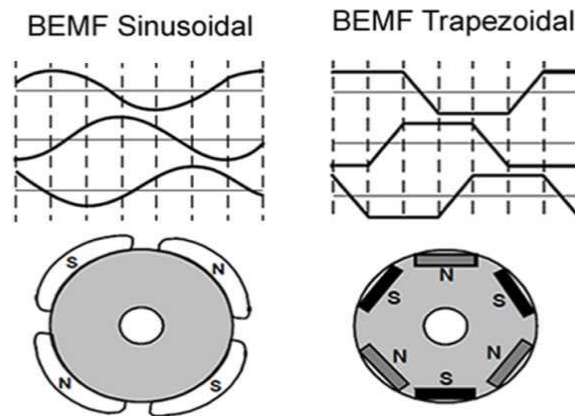


Figura 1.1 BEMF y distribución de imanes permanentes, tomado de [6]

En la Figura 1.2 se muestra la relación de los BLDC y PMSM con otros tipos de motores.

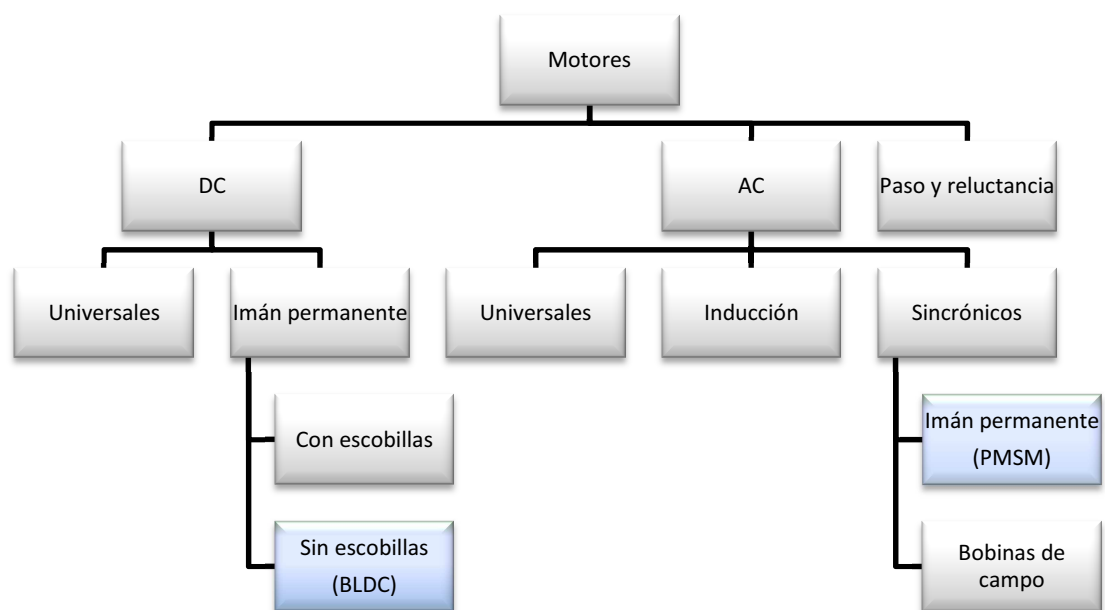


Figura 1.2 Clasificación de los distintos tipos de motores, tomado de [7]

1.5.1 MOTORES SINCRÓNICOS DE IMÁN PERMANENTE [8]

El motor sincrónico de imán permanente (PMSM), es un motor de corriente alterna sincronizado, cuyo campo de excitación es proporcionado por imanes permanentes. La parte que no se mueve se la denomina estator y está construida por bobinados y la parte móvil o rotor constituido por imanes permanentes. La

Figura 1.3 muestra los componentes de un motor de trifásico y un rotor con un imán permanente.

La densidad de potencia en el motor síncrono de imanes permanentes es mayor que la de los motores de inducción con las mismas calificaciones debido a que la potencia del estator no es dedicada a la producción del campo magnético [8]. La distribución de los imanes permanentes genera un BEMF en el PMSM de forma sinusoidal.

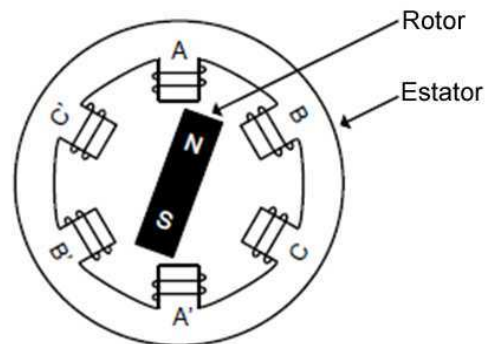


Figura 1.3 Esquema de un PMSM trifásico, tomado de [6]

Un PMSM proporciona una rotación a una velocidad fija de forma sincronizada con la frecuencia de la fuente de alimentación, independientemente de la fluctuación de la tensión de la línea. El motor funciona a una velocidad fija sincronizada con la frecuencia del inversor, con cualquier torque hasta el límite de funcionamiento del motor. Por eso son ideales para las unidades de alta precisión de velocidad fija.

Un PMSM de tres fases es un motor de excitación permanente con una alta densidad de potencia y un rendimiento alto; el motor es adecuado para la mayoría de aplicaciones sofisticadas de ingeniería mecánica. También tiene una alta capacidad de sobrecarga.

La regulación de velocidad a bajas velocidades hace a los PMSMs una opción ideal para la transmisión directa de grandes torques a bajas revoluciones.

La velocidad angular en el rotor del PMSM es directamente proporcional a la velocidad angular de la fuerza electromotriz de la máquina, la ecuación de dicha velocidad es la siguiente [8]:

$$\omega = \frac{P}{2} \omega_m$$

Donde ω es la velocidad angular de la fuerza electromotriz de la máquina, P el número de polos del motor y ω_m es la velocidad angular del rotor.

Si se pasa a ciclos por segundos la relación de velocidades angulares se obtiene la frecuencia sincrónica del motor.

$$f = \frac{P}{2} \times \frac{n}{60}$$

Donde f es la frecuencia de la fuerza electromotriz de la máquina y n es la velocidad del rotor en revoluciones por minuto.

El circuito equivalente del PMSM se muestra en la Figura 1.4.

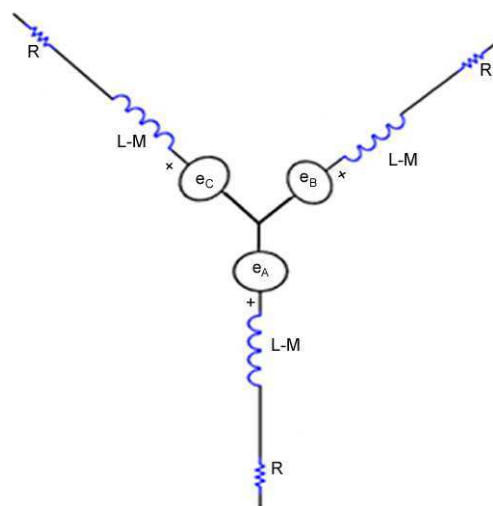


Figura 1.4 Circuito equivalente de un PMSM, tomado de [8]

Donde:

L: es la inductancia de cada rama del estator

M: es la inductancia mutua entre cada una de las bobinas del estator

e_A , e_B , e_C : son las fuerzas electromotrices originadas en cada fase

El circuito equivalente por fase del PMSM es el indicado en la Figura 1.5.

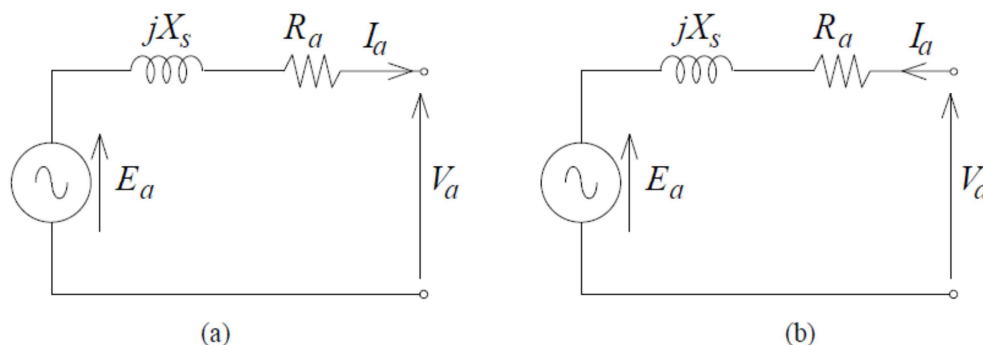


Figura 1.5 Circuito equivalente por fase de un PMSM para su operación como generador (a) y como motor (b), tomado de [8]

La ecuación correspondiente al circuito equivalente por fase en operación generador es:

$$V_a = E_a - (R_a + jX_s)I_a$$

Donde jX_s es el equivalente fasorial llamado inductancia sincrónica igual a la diferencia entre la inductancia propia y la inductancia mutua entre las bobinas del estator.

La potencia de entrada del generador está en función del torque y la velocidad aplicadas al eje del PMSM.

$$P_{in} = \omega_s T_s$$

Restando las pérdidas internas producidas en el cobre de los bobinados, la potencia de salida del generador es:

$$P_o = \omega_s T_s - 3I_a^2 R_a = 3V_a I_a \cos\theta$$

Donde θ es el ángulo entre el fasor de V_a e I_a .

Cabe tomar en cuenta que el PMSM al tener un campo magnético producido por imanes permanentes no consume potencia en la generación de dicho campo a diferencia de los motores sincrónicos sin imanes permanentes. Otra consecuencia de los imanes permanentes es la generación de energía sin la necesidad de energizar al PMSM.

La regulación de voltaje en el generador es la relación de cambio del voltaje entre los terminales de salida con condiciones sin carga hasta plena carga

$$\text{Regulación de voltaje \%} = \frac{E_a - V_a}{V_a}$$

La ecuación correspondiente al circuito equivalente por fase en operación como motor es:

$$V_a = E_a + (R_a + jX_s)I_a$$

La potencia trifásica de entrada del PMSM como motor es:

$$P_{in} = 3V_a I_a \cos\theta$$

Donde θ es el ángulo entre el fasor de V_a e I_a .

Restando de la potencia de entrada las pérdidas en el cobre se tiene la potencia eléctrica desarrollada.

$$P_d = 3V_a I_a \cos\theta - 3I_a^2 R_a$$

Si ω_s es la velocidad angular sincrónica del motor, el torque desarrollado sobre el eje del motor es :

$$T_d = \frac{P_d}{\omega_s} = K_T I_m$$

De esta última expresión se concluye que el torque desarrollado es dependiente directamente de la amplitud de la corriente del estator y de las características propias del motor que se ven reflejadas en la constante K_T [9].

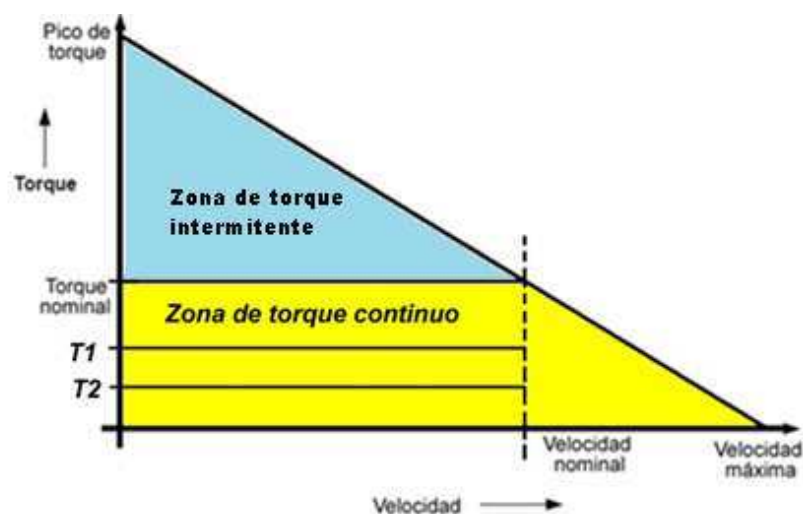


Figura 1.6 Características de torque vs velocidad en un motor de imán permanente sin escobillas, tomado de [6]

En la Figura 1.6 se muestra la curva de torque en función de la velocidad en el PMSM operando como motor, en esta gráfica se aprecia que el motor girará a una velocidad nominal sincrónica para cualquier torque dentro del rango de valores de operación del motor.

1.6 ULTRACAPACITORES [10]

El término supercapacitor o ultracapacitor se emplea para dar nombre a unos nuevos dispositivos que llevan las capacidades de almacenamiento de energía de los condensadores tradicionales a una nueva escala. Esto ha permitido que los condensadores se estén abriendo a múltiples campos de aplicación que hasta hace poco eran impensables. Se supone serán de gran utilidad para los automóviles eléctricos, ya que a diferencia de las baterías pueden almacenar o proveer cargas eléctricas de forma muy rápida.

Existen tres tipos principales de capacitores que se describen a continuación:

- Capacitores electrostáticos: Usan un material aislante entre las placas metálicas que actúa como dieléctrico. Tienen bajos valores de capacitancia comparados con los capacitores electrolíticos, y son dispositivos no polarizados.
- Capacitores electrolíticos: Son construidos empleando un electrolito sólido o líquido. Tienen altos valores de capacitancia y ofrecen los valores más altos de densidad de energía. Los capacitores electrolíticos son dispositivos polarizados debido a los materiales empleados en su construcción, pero existen también capacitores electrolíticos no polarizados.
- Capacitores electroquímicos o de doble capa: Son relativamente nuevos en el mercado. También son conocidos como ultracapacitores debido a que sus valores de capacitancia pueden alcanzar rangos de varios Faradios. Están siendo empleados en conjunto con baterías en sistemas tales como teléfonos celulares, y vehículos eléctricos.

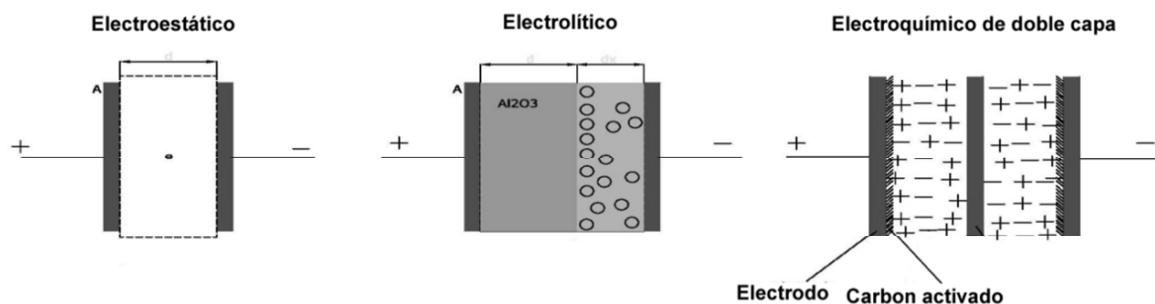


Figura 1.7 Estructura de un ultracapacitor, tomado de [10]

Como se describió anteriormente los ultracapacitores son componentes electrolíticos de doble capa, la estructura puede almacenar carga eléctrica en el orden de miles de faradios. El componente principal en su construcción es el electrodo es de carbón activado.

Ofrecen una densidad alta en potencia y baja en energía. También tienen una vida más larga que las baterías y poseen mayor densidad de energía que los condensadores convencionales.

La Tabla 1.3 muestra una comparación de las características de los distintos tipos de capacitores y contrastados también contra una batería de Litio – Ión.

Tabla 1.3 Características de los distintos tipos de capacitores [11]

Tipo de capacitor	Voltaje (Voltios)	Energía (Wh/litro)	Energía (Wh/kg)	Tiempo de respuesta (segundos)
Electroestático	900	0.03	0.024	10^{-9}
Electrolítico	450	0.087	0.019	10^{-4}
Electrolítico de doble capa (Ultracapacitor)	2.7	6.4	5.5	1
Batería Litio - ión	3.8 (por celda)	286	123	10^3

En la Tabla 1.4 se muestra la comparativa entre las baterías y los ultracapacitores

Tabla 1.4 Comparación entre baterías y ultracapacitores, tomado de [13]

	Ultracapacitor	Batería
Tiempo de carga	Segundos o minutos	Horas
Auto descarga	De horas a días	Semanas o meses
Densidad de energía	>1000 W/Kg	<500 W/Kg
Eficiencia de carga o descarga	85%-98%	70%-85%
Ciclos de carga soportados	$10^6 - 10^8$	200 – 1000

1.6.1 APLICACIONES [11]

Con unas propiedades tan distintas y complementarias, en lugar de buscar la sustitución de las baterías por los ultracapacitores resulta mucho más atractivo buscar aplicaciones donde ambas tecnologías se combinen. Un ejemplo de ello es el uso de ultracapacitores en los vehículos eléctricos. Las baterías proporcionarían la mayor parte de la energía que necesita el vehículo en condiciones de circulación normales, mientras que los ultracapacitores se encargarían de suministrar los picos de potencia necesarios en pendientes o adelantamientos; de absorber los picos de energía cinética en las frenadas; o de alimentar el motor de arranque en las puestas en marcha. De ese modo las baterías podrían dimensionarse para potencias menores y operarían en ciclos de carga y descarga menos profundos, lo que prolongaría notablemente su tiempo de vida.

Los ultracapacitores pueden ser usados como apoyo a la red eléctrica para compensar fluctuaciones de corta duración, como los huecos de tensión asociados a la generación de origen eólico. La forma habitual de compensar esas fluctuaciones es absorbiendo o inyectando una gran potencia a la red durante

periodos muy breves, normalmente inferiores a 2 segundos. Esto supone que la energía total implicada en cada evento no sea demasiado elevada, aunque se estén manejando potencias en el rango de los megavatios. Se han sugerido muchas otras aplicaciones en las que no está tan claro si los ultracapacitores son verdaderamente adecuados o competitivos frente a otras tecnologías de almacenamiento. Su forma de almacenar energía conlleva unas limitaciones técnicas que restringe su rango de aplicación, éste sólo podrá expandirse a medida que los investigadores y tecnólogos progresen en la mejora de los puntos débiles de los ultracapacitores.

Actualmente los esfuerzos se orientan en dos líneas de actuación principales. Por una parte, se investiga nuevos materiales con mayor capacitancia y menor resistencia eléctrica que permitan elevar más la tensión de trabajo.

Por otra parte, se están buscando diseños más compactos y fiables que permitan elevar la densidad de energía almacenada, una mejor gestión del calor desprendido cuando se emplean intensidades de corriente elevadas, y una mejor protección del dispositivo frente a sobretensiones o cortocircuitos.

1.6.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN ULTRACAPACITOR [13]

El circuito equivalente de un ultracapacitor consta a parte del elemento capacitivo de una resistencia en serie (R_c) de bajo valor en el rango de las unidades de miliohmios, de una inductancia en serie (L_c) de bajo valor que depende de la construcción del ultracapacitor y puede ser despreciada a bajas frecuencias, y de una resistencia en paralelo (R_p) o de goteo en el orden de los miles de ohmios.

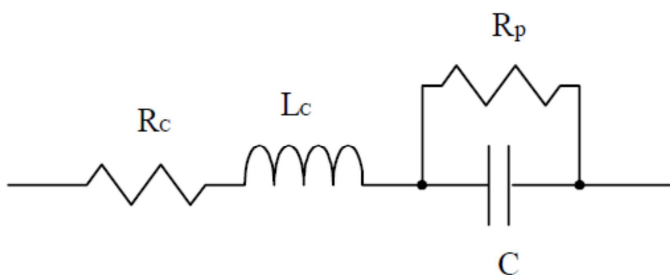


Figura 1.9 Circuito equivalente de un ultracapacitor

1.6.3 CARGA DE ULTRACAPACITORES [13]

La carga de los ultracapacitores es simple, mientras que al mismo tiempo puede presentar algunos desafíos. A diferencia de las baterías, los ultracapacitores pueden ser cargados y descargados a una velocidad similar y al ser elementos capacitivos no presentan el efecto memoria de carga o descarga como en las baterías. Esto es muy útil en sistemas de recuperación de energía, como el frenado dinámico de los sistemas de transporte. A continuación están algunas características de los ultracapacitores que se deben tener en cuenta a la hora de la carga de los mismos.

- Un ultracapacitor con carga cero se ve como un cortocircuito a la fuente de carga.
- Algunos cargadores de baterías no operan bien con ultracapacitores debido a que estos pueden presentarse como un cortocircuito para el sistema de carga.
- Los ultracapacitores tienen una inductancia baja en serie que permite la estabilización con cargadores conmutados.
- Reguladores lineales son componentes ineficientes para la carga de ultracapacitores.

1.6.3.1 Carga a corriente constante [13]

Usar un conversor DC-DC de corriente constante es la forma más simple de cargar a un ultracapacitor. Se puede usar un regulador elevador o reductor dependiendo de la aplicación.

1.6.3.2 Carga a potencia constante [13]

Cuando el tiempo de carga es crítico, la carga a potencia constante proporciona el método más rápido de carga. Este método puede transferir toda la potencia disponible de la fuente de carga en los ultracapacitores.

La forma más sencilla de lograr una carga a potencia constante es usar una fuente de corriente constante a un voltaje constante.

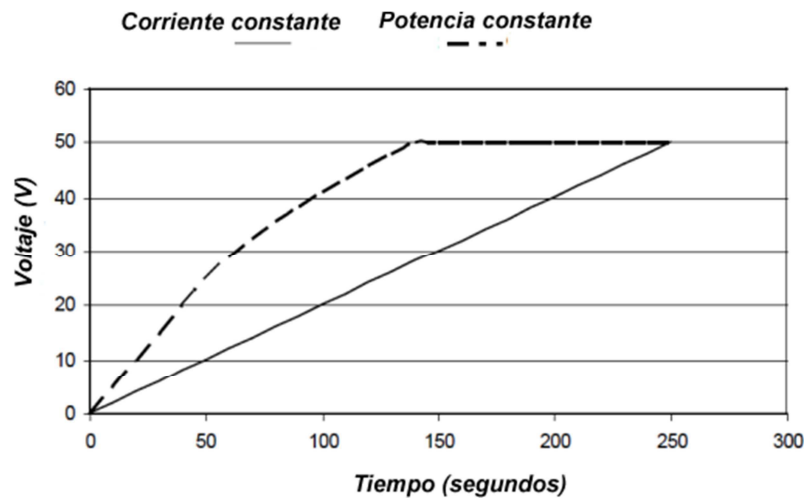


Figura 1.10 Carga a Corriente constante y potencia constante, tomado de [13]

1.6.4 TIPOS DE ULTRACAPACITORES COMERCIALES [12]

A continuación se muestran algunos ultracapacitores comerciales del fabricante Maxwell.



Módulos de mayor voltaje para transportación pesada



Figura 1.8 Ultracapacitores comerciales del fabricante Maxwell

1.7 REGENERACIÓN DE ENERGÍA

La regeneración de energía tiene como principal objetivo recuperar la energía generada en distintas actividades de un sistema motriz. En el caso de vehículos eléctricos se trata de aprovechar la energía cinética que el motor gana cuando el vehículo está en movimiento convirtiéndola en energía eléctrica durante el momento de frenado del vehículo. Un motor transforma la energía eléctrica que se aplica a sus terminales en energía mecánica, mientras que un generador realiza el proceso contrario transformando la energía mecánica aplicada a su eje en energía eléctrica. Cuando se energiza un PMSM la energía eléctrica es convertida en energía mecánica por medio de la atracción de las fuerzas magnéticas entre el rotor de imán permanente y el campo magnético giratorio que se induce en los devanados del estator. Al desconectar la fuente de alimentación del PMSM el campo magnético continúa estando presente debido a que éste es proporcionado por los imanes permanentes que conforman el rotor. Si en ese momento se hace girar el rotor se produce un campo magnético proporcional a la velocidad de movimiento que induce una fuerza electromotriz (fem) en los bobinados del estator. De acuerdo con la ley de Lenz, ésta fuerza electromotriz tiende a oponerse a la causa que la genera produciendo un efecto de frenado del motor y por tal razón se la conoce como fuerza contraelectromotriz.

En la Figura 1.11 se observa el voltaje inducido en las bobinas del estator de un PMSM trifásico.

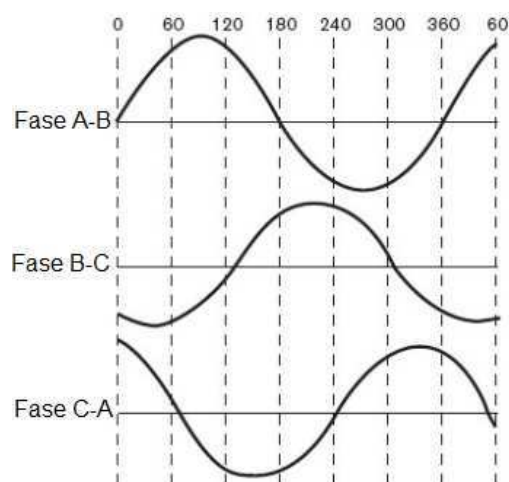


Figura 1.11 Voltaje inducido en las bobinas de un PMSM trifásico

Esta energía debe ser almacenada para que el proceso de regeneración este completo y para que posteriormente se pueda emplear esa energía en otro proceso que requiera de la misma. En el caso de una bicicleta eléctrica si se almacena suficiente energía ésta puede ser usada para alimentar nuevamente el motor.

1.7.1 FRENO DINÁMICO

Para realizar el frenado dinámico de un motor de imán permanente es necesario aumentar la corriente que circula por el bobinado del estator con la finalidad de que el campo que se opone al movimiento del rotor aumente y se produzca el efecto de frenado. Esta corriente se controla mediante un banco de resistencias en las cuales la energía generada se disipa en forma de calor haciendo de este un sistema demasiado ineficiente ya que se deja que la energía se pierda en forma de calor en lugar de aprovecharla. El control de este sistema suele hacerse mediante un chopper de DC que se encarga de controlar la cantidad de energía que se hace pasar por las resistencias de frenado.

1.7.2 FRENO REGENERATIVO

En algunas ocasiones es necesario reducir hasta cero la velocidad de una máquina que se encuentra girando a una cierta velocidad. Para lograr este propósito se puede hacer funcionar a la máquina como generador, con lo cual la energía cinética almacenada puede ser transferida a la fuente en forma de energía eléctrica. Para hacer que la máquina pase del modo de operación como motor a la operación como generador se necesita invertir el flujo de alimentación desde la máquina hacia la fuente de alimentación. Este modo de operación se denomina frenado regenerativo e implica que se genere un par negativo en la máquina en comparación con el par de movimiento positivo tal como se aprecia en la Figura 1.12 en donde muestran las características de Torque-Velocidad de los cuatro cuadrantes de operación del motor. En el I y IV cuadrante se trabaja como motor y freno respectivamente en un sentido de giro mientras en el III y II se trabaja como motor y freno respectivamente en el sentido de giro opuesto.

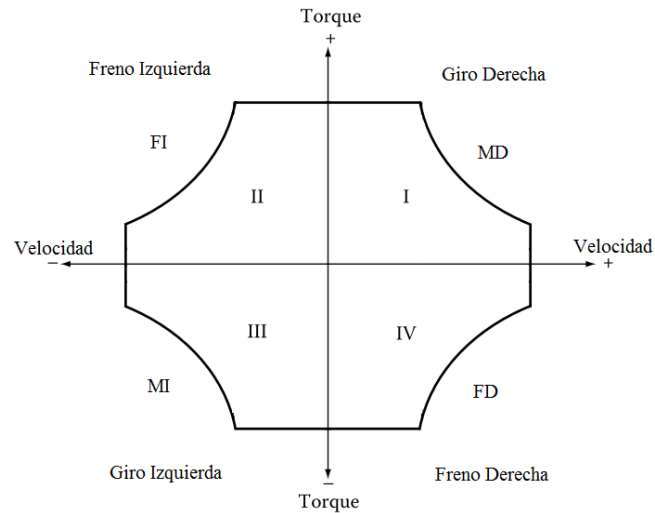


Figura 1.12 Características Torque-Velocidad para los cuatro cuadrantes de operación

En el caso de la bicicleta, ésta debe trabajar en el primer y cuarto cuadrante. El torque tiene relación con la corriente lo que implica que si se quiere tener un torque negativo se debe invertir la dirección de la corriente para que esta circule desde el motor hacia la fuente.

Para el caso particular de un PMSM lo que se hace es dejar de excitar con voltaje los terminales del motor eléctrico en el instante en que se aplican los frenos y reconectar estos terminales a un sistema de acumuladores para que almacenen la energía proporcionada por el motor. Estos acumuladores hacen las veces de carga para el motor produciendo el efecto de frenado. La diferencia con el freno dinámico salta a la vista ya que en lugar de desperdiciar la energía en forma de calor se la almacena para un posterior uso.

Para el caso de este proyecto se empleará a los ultracapacitores para que funcionen como acumuladores de energía en los instantes en que se aplique el frenado regenerativo. Una vez que los UC estén completamente cargados se aprovechará la energía de los mismos para alimentar nuevamente al motor.

1.8 CONVERTOR DC-DC

Es necesario construir un equipo electrónico que controle el flujo de potencia desde el motor hacia los ultracapacitores y viceversa. Este equipo hará las veces de una interfaz entre el inversor y el banco de UC.

Como se analizó anteriormente los ultracapacitores (UC) tienen gran capacidad de almacenar energía pero sus voltajes de salida son muy bajos, 2.5V generalmente. La primera idea que surge es conectar los UC en serie hasta alcanzar el voltaje nominal del motor, lo cual no es posible debido principalmente a condiciones de costo, peso y espacio. Por lo tanto se puede poner un banco de UC de menor valor y hacer que el conversor reduzca el voltaje generado por el motor hasta la tensión requerida para cargar el banco de UC.

Una vez que el banco de UC está cargado se tiene la energía suficiente para alimentar al motor. En este caso el conversor deberá ser capaz de elevar el voltaje del banco de UC hasta el voltaje nominal de alimentación del motor y proporcionar la corriente necesaria para su funcionamiento.

1.9 SENSORES

Los sensores son dispositivos capaces de detectar magnitudes físicas y transformarlas en variables eléctricas. Para tener un control adecuado de la bicicleta eléctrica es necesario medir las variables involucradas en su funcionamiento como son la velocidad, posición, esfuerzo, corriente y el voltaje. Las cuatro primeras variables pueden ser medidas con un solo tipo de sensor como lo es el sensor de efecto hall, mientras que para el voltaje se puede usar algo más simple como un divisor de tensión o un potenciómetro.

1.9.1 SENSORES DE EFECTO HALL

Este sensor hace uso del efecto hall descubierto por Edwin Herbert Hall para la medición de corrientes o campos magnéticos. El principio de este efecto dice que si por una placa metálica se hace circular una corriente eléctrica y esta se encuentra dentro de un campo magnético perpendicular a la dirección de la corriente, entonces se produce en la placa una diferencia de potencial proporcional al producto de la fuerza del campo magnético y de la corriente.

Debido a este fenómeno existe acumulación de cargas opuestas en los lados de la placa creándose así la diferencia de potencial. La carga positiva tiene un

potencial superior al de la carga negativa por lo tanto la medida del potencial permite determinar si se trata de un campo positivo o negativo.

Estos sensores se los puede encontrar en forma de circuitos integrados lo que hace que su utilización sea aún más simple. La Figura 1.13 muestra un diagrama de bloques de un sensor de efecto hall con salida digital en el cual el elemento hall genera unas señal de amplitud muy baja por lo que debe ser amplificada para poder ser usada por los demás circuitos del sensor.

La amplitud es incrementada por medio del amplificador de tensión y posteriormente la señal es conformada por la etapa Schmitt Trigger para luego ser aplicada a la base del transistor de conmutación. La salida de este dispositivo se encuentra en configuración emisor común por lo que es necesario conectar externamente una resistencia de carga.

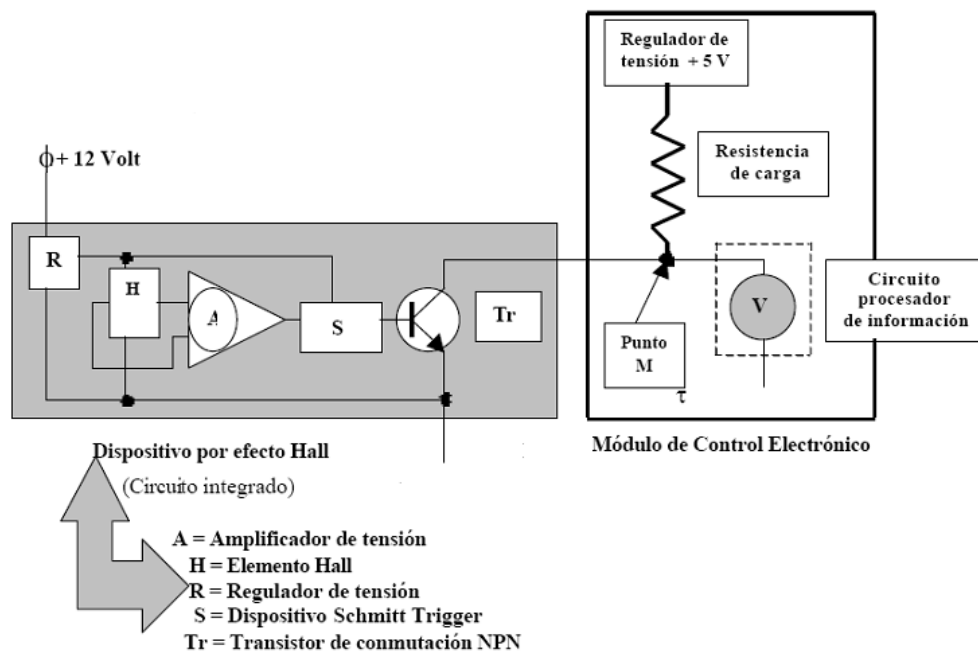


Figura 1.13 Diagrama de bloques de un sensor de efecto hall con salida digital, tomado de [14]

Aplicaciones de sensores de efecto Hall:

- Medición de corriente que circula por un conductor
- Medición de campos magnéticos
- En aparatos de medida del espesor de materiales

- Sensores de posición de cigüeñales
- En impresoras y discos duros para la sincronización del motor

1.9.2 SENSORES EN CUADRATURA

Los sensores de cuadratura entregan dos señales A y B de tipo digital en forma de un tren de pulsos. Estas señales se encuentran defesadas 90° lo cual permite que el sistema tenga mayor resolución al tener cuatro valores en un mismo período de tiempo de una de las dos señales. Si solo se tuviese una señal habría solo dos valores: 1 y 0.

Cuando el sistema de sensores gira hacia una dirección la señal A adelanta a la B, y cuando gira en dirección contraria la señal B adelanta a la A. Las señales pueden ser proporcionadas por encoders o por sensores de efecto hall.

La Figura 1.14 muestra un encoder con sus respectivas señales de salida.

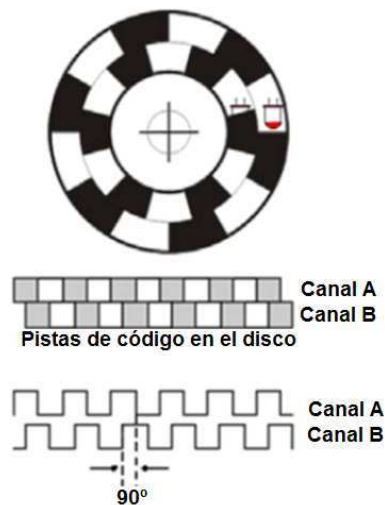


Figura 1.14 Señales de salida de un encoder, tomado de [15]

1.10 ALGORITMOS DE CONTROL

1.10.1 CONTROL PID

En un controlador PID la señal de error sirve para generar las acciones de control proporcional, integral y derivativo, cuya suma dan como resultado una señal de control que se aplica al modelo de la planta [16].

El modelo matemático del controlador es el siguiente:

$$u(t) = K_p + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1.1)$$

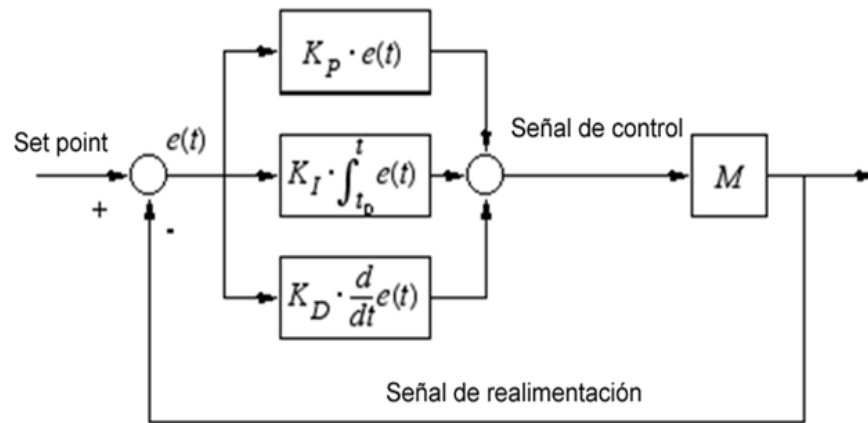


Figura 1.15 Estructura típica de un PID, tomado de [16]

Donde $u(t)$ es la señal de entrada del modelo de la planta a controlar y $e(t)$ es la señal de error igual a la diferencia entre un valor deseado o de referencia en la entrada y la señal de realimentación correspondiente a la salida del sistema.

1.10.2 CONTROL DIFUSO

“Los controladores difusos son reguladores no lineales. Por medio de la selección adecuada de funciones de pertenencia y del establecimiento de una base de reglas se pueden compensar no linealidades en el sistema de regulación de procesos [17].

1.10.2.1 Sistemas difusos tipo Mamdani

La estrategia de control difusa más usada es la denominada “Mamdani”, este método se caracteriza por su sistema de inferencia en el cual los grados de membresía de las variables de entrada se aplican sobre las reglas de base conocimiento para generar grados de membresía en los conjuntos difusos de salida [18].

Los controladores difusos del tipo Mamdani constan de cuatro componentes principales:

- Sistemas de codificación
- Base de conocimientos
- Sistemas de inferencia
- Sistemas de decodificación

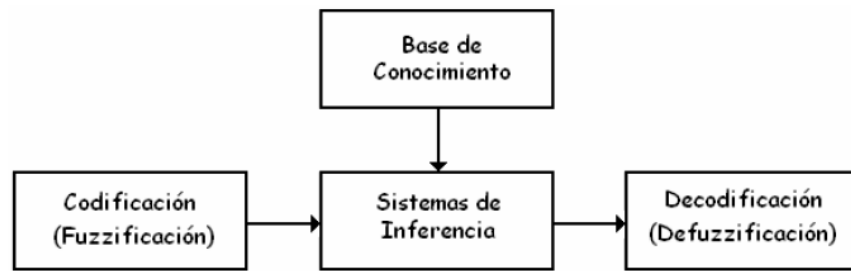


Figura 1.16 Estructura general de un controlador difuso Mamdani [18]

CAPÍTULO 2

DISEÑO Y ENSAMBLAJE DEL PROTOTIPO

En este capítulo se describe el diseño de cada uno de los componentes, tanto mecánicos como electrónicos, necesarios para el funcionamiento del sistema. Primero se realizará el diseño de los componentes para que la bicicleta funcione como una bicicleta asistida para luego continuar con el diseño del convertidor bidireccional que será usado para administrar la energía que se extrae de los UC para alimentar el motor o que se entrega a los UC durante el proceso de regeneración.

El diseño de los componentes mecánicos y electrónicos debe permitir que el sistema funcione de forma automática, de tal manera que el usuario se concentre tan solo en disfrutar del confort y los beneficios de conducir una bicicleta eléctrica asistida con regeneración de energía.

Antes de iniciar el diseño se cuenta ya con cuatro elementos básicos como son una bicicleta de tipo montañera, un motor eléctrico, dos baterías y un pedal con sensor de torque y velocidad.

2.1 DISEÑO MECÁNICO

La parte mecánica del sistema contempla básicamente el acople del motor, el pedal y las baterías al cuadro de una bicicleta montañera tratando de conseguir que estos componentes no alteren la estética y maniobrabilidad de la misma.

2.1.1 BICICLETA MONTAÑERA

La bicicleta a la cual se va a acoplar el motor y las baterías es una bicicleta montañera con cuadro de aluminio que permite que el sistema sea más ligero.

Las características técnicas de esta bicicleta son:

- Marca: ICE BIKERS MTB

- Cuadro: 16" Aluminio
- Peso: 14 Kg
- Marchas: 21 Velocidades
- Color: Rojo-Negro
- Componentes: SHIMANO ALTUS
- Frenos: V BRAKE
- Suspensión delantera: SUNTOUR 2.5mm
- Aros: Aluminio
- Asiento: Regulable Antiprostático
- Llantas: 26" x 1.95

Este tipo de bicicleta permite el acople tanto de las baterías como del motor de forma sencilla y ofrece comodidad al usuario al momento de montarla. En la Figura 2.1 se puede observar el modelo de bicicleta que se va a usar y cada una de sus partes.



Figura 2.1 Bicicleta en la cual se va a acoplar el motor y las baterías.

2.1.2 BATERÍAS

Para la alimentación del motor y el control de la bicicleta se cuenta con dos baterías selladas de plomo ácido, SLA (Sealed Lead Acid), de 12V y 14Ah cada una y fabricadas por la compañía SUNNYWAY (Anexo E). Sus características principales se muestran en la Tabla 2.1:

Tabla 2.1 Especificaciones de la batería que se va a usar en el sistema, (Anexo E)

Voltaje Nominal		12V
Capacidad nominal (20 horas nominal)		14Ah
Dimensiones	Altura total	100 mm
	Alto	94 mm
	Largo	151 mm
	Ancho	98 mm
Peso Aproximado		4.2 Kg
Capacidad 25°C	20 horas (0.70A)	14 AH
	210 horas (1.28A)	12.8 AH
	5 horas (2.40A)	12.0 AH
	1 hora (8.40A)	8.40 AH
Resistencia interna	Batería totalmente cargada a 25°C	12.5 mΩ

Debido a que el motor necesita 24V para su funcionamiento es necesario usar dos baterías de este tipo conectadas en serie para obtener los 24V. Estas baterías son capaces de entregar 14 amperios durante una hora, o un amperio durante 14 horas. Además al ser selladas tienen la ventaja de que se las puede colocar en cualquier posición ya que no hay riesgo de derrame del ácido ni de un mal funcionamiento.

2.1.3 MOTOR

El motor que se va a utilizar cumple con los requerimientos de la Norma Europea para considerar a la bicicleta como una Pedelec. Es un motor sincrónico de imán permanente, que tiene las siguientes características:

Voltaje	24V	
Potencia	250W	
Dimensiones	Diámetro	186mm
	Ancho	166mm
RPM/V	10	
Peso	4.5Kg	
Conectores	3 cables de fase, 5 cables de sensores hall	
Montaje	Rueda delantera	

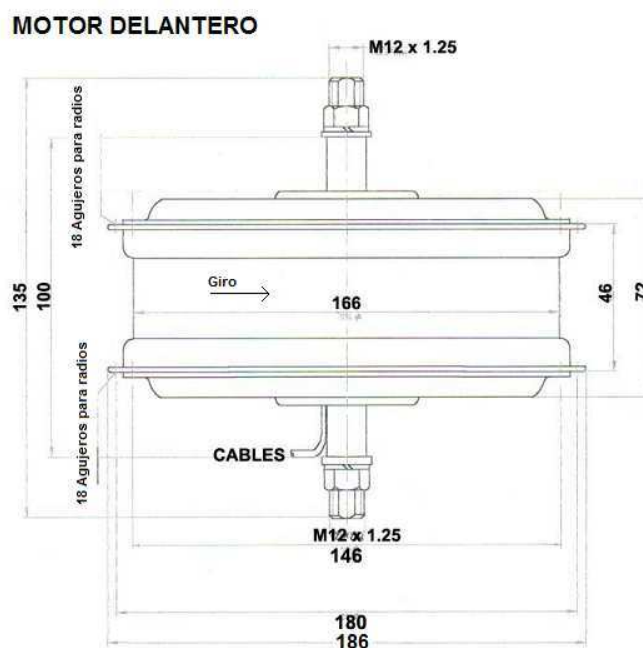


Figura 2.2 Dimensiones del motor PMSM.

A este tipo de motor se le conoce con el nombre de “Hub Motor” y está surgiendo como un método estándar para el movimiento de vehículos eléctricos. Son motores rápidos y silenciosos y mecánicamente tienen la ventaja de que no necesitan soportes de montaje externos ni cadenas para la transmisión del movimiento debido a que el motor está montado dentro de la rueda, con lo cual el montaje sobre la bicicleta se lo hace de una forma simple tal y como se lo haría con cualquier otra rueda.

Al igual que un motor tradicional, un Hub Motor cuenta con una parte fija (estator) y una parte móvil (rotor), tal como se puede observar en la Figura 2.3. Las

bobinas del estator están fijadas en el eje de la rueda permitiendo que el rotor gire libremente con el aro de la rueda de la bicicleta. El rotor tiene en su superficie interna un arreglo de imanes permanentes y tres sensores de efecto hall los cuales envían su señal al controlador para que energice las bobinas del motor de manera correcta.



Figura 2.3 Rotor y estator del Hub Motor

Es importante definir cual es el peso máximo que puede tener el conductor para poder usar la bicicleta. Por norma la ayuda del motor debe ser del 50% de la potencia total necesaria para desplazar la bicicleta lo cual quiere decir que cuando el motor este entregando toda su potencia de 250W el ciclista deberá aportar también con 250W de potencia. Entonces la potencia máxima del sistema cuando el motor está asistiendo será de 500W.

Para realizar este cálculo se hace la suposición de que la pendiente máxima que se puede sortear con esta potencia es del 14% con una velocidad de 10 Km/h (2.78m/s). La potencia de la bicicleta es igual al producto de la fuerza necesaria para desplazarla y la velocidad con la que lo hace.

Para encontrar el peso máximo del ciclista se parte de la ecuación (2.1), que relaciona la fuerza con la velocidad:

$$P = F \cdot V \quad (2.1)$$

F es la fuerza necesaria para mover la bicicleta venciendo todas las fuerzas que se oponen a dicho movimiento.

$$F = F_R + F_P + F_{Aire} \quad (2.2)$$

F_R es la fuerza producida por el contacto de los neumáticos con el asfalto. En el caso de vehículos el coeficiente de rozamiento es reemplazado por el índice de rozamiento de rodadura f_R . Se toma el valor de $f_R = 0.008$ para llantas o cubiertas neumáticas sobre asfalto [4]. La expresión de la fuerza de rozamiento es:

$$F_R = f_R m g \cos(\alpha) \quad (2.3)$$

F_P es la fuerza de oposición a la pendiente que se produce por la proyección del peso sobre el plano inclinado. Se define con la expresión [4]:

$$F_P = m g \sen(\alpha) \quad (2.4)$$

F_{Aire} es la fuerza creada por la resistencia que produce el aire al desplazamiento de un vehículo y está definida por la siguiente expresión:

$$F_{Aire} = \frac{1}{2} \rho C_x A V^2 \quad (2.5)$$

Donde ρ se refiere a la densidad del aire y depende de otros factores como la temperatura y la presión atmosférica según la altura del lugar donde se realice el cálculo, para este caso $\rho = 0.92 \text{Kg/m}^3$ [19].

C_x es el coeficiente de resistencia del aire y depende de la velocidad a la cual se mueve el vehículo, para los cálculos $C_x = 0.6$ [4]. A es el área frontal del vehículo que está en contacto con las corrientes de aire opuestas al movimiento, se asume un valor de 1m^2 . V es la velocidad instantánea a la cual se mueve el vehículo, con lo cual:

$$F_{Aire} = \frac{1}{2} 0.92 \text{Kg/m}^3 \times 0.6 \times 1 \text{m}^2 \times (2.78 \text{ m/s})^2 = 2.13 \text{N}$$

El ángulo α de la pendiente en función de su porcentaje se calcula como:

$$\alpha = \arctg\left(\frac{\%p}{100}\right) = \arctg\left(\frac{14}{100}\right) = 8^\circ \quad (2.6)$$

El valor de la fuerza F en función de la potencia y velocidad del motor es:

$$F = \frac{500W}{2.77 \text{ m/s}} = 181N$$

La ecuación (2.2) puede ser escrita como:

$$F = f_R m g \cos(\alpha) + m g \sin(\alpha) + F_{Aire} \quad (2.7)$$

Despejando la masa (m) de esta última ecuación se tiene:

$$m = \frac{F - F_{Aire}}{g [f_R \cos(\alpha) + \sin(\alpha)]} = \frac{181N - 2.13N}{9.8 \frac{m}{s^2} [0.008 \cos(8) + \sin(8)]} = 124Kg \quad (2.8)$$

Según la norma europea el peso máximo que debe tener una bicicleta eléctrica es de 40Kg. Para el caso de este proyecto hay que tener en cuenta el peso de 14kg de la bicicleta, 8.4Kg de las baterías y 4.5Kg del motor con lo cual se tiene un total de 26.9Kg. Adicionalmente se debe considerar el peso que tendrán los ultracapacitores y las placas de los circuitos de control que se espera no supere los 5Kg. Entonces el peso de la bicicleta con todos sus componentes será de 31.9Kg. Restando los 31.9Kg de la ecuación 2.8 da como resultado 92.1Kg que será el peso máximo que podrá tener una persona para usar la bicicleta.

2.1.4 PEDAL

Para que la bicicleta funcione como una Pedelec o bicicleta asistida es necesario que de alguna forma se envíe al circuito de control información acerca del esfuerzo que se encuentra haciendo el ciclista y la velocidad a la cual desea ir para tomar la decisión de proporcionar mayor o menor potencia al motor y así asistir en mayor o menor cantidad al ciclista. Para este fin se va usar un pedal que proporciona información del torque y la velocidad fabricado por la compañía

Suzhou Victory Sincerity al cual han denominado Torque Intelligent Sensor que traducido al español sería Sensor Inteligente de Torque.

En la Figura 2.4 se puede observar el pedal. La catalina consta de 42 dientes, tiene un diámetro de 170mm y el largo de la palanca es de 175mm.



Figura 2.4 Sensor Inteligente de Torque

Como la catalina consta de un solo piñón las 21 velocidades que tiene originalmente la bicicleta (3 piñones adelante y 7 atrás) se reducen a solo 7 velocidades. Este pedal tiene en su interior sensores de efecto hall que son los encargados de proporcionar los datos de velocidad y torque. En una vuelta del pedal proporciona un total de 120 datos.

Las especificaciones técnicas del pedal son:

Material: Aluminio

Voltaje de alimentación: 5.15 (± 0.15) V

Torque de salida: $> 15\text{N.m}$;

Voltaje de salida: 1.2V~4.2V

Las señales que proporciona el pedal así como su acondicionamiento serán analizadas a detalle en la parte de diseño electrónico.

2.1.5 MONTAJE DEL MOTOR

Como se mencionó anteriormente este tipo de motor es de muy fácil colocación y no requiere de elementos adicionales como engranajes, cadenas o correas para

transmitir su movimiento. Las dimensiones del eje del motor son estándar e iguales a las de la horquilla de la bicicleta, con lo cual lo único que se hizo es quitar la rueda original de la bicicleta y reemplazarla con la rueda que contiene el motor. En la Figura 2.5 se puede ver el motor ya instalado en la bicicleta.



Figura 2.5 Acople del motor a la bicicleta

2.1.6 MONTAJE DE LAS BATERÍAS

El lugar en el que se coloquen las baterías es muy importante para la estabilidad al momento de conducir la bicicleta. Debido al peso y tamaño de las baterías, su colocación se reduce a dos posibilidades A y B como se puede apreciar en la Figura 2.6.

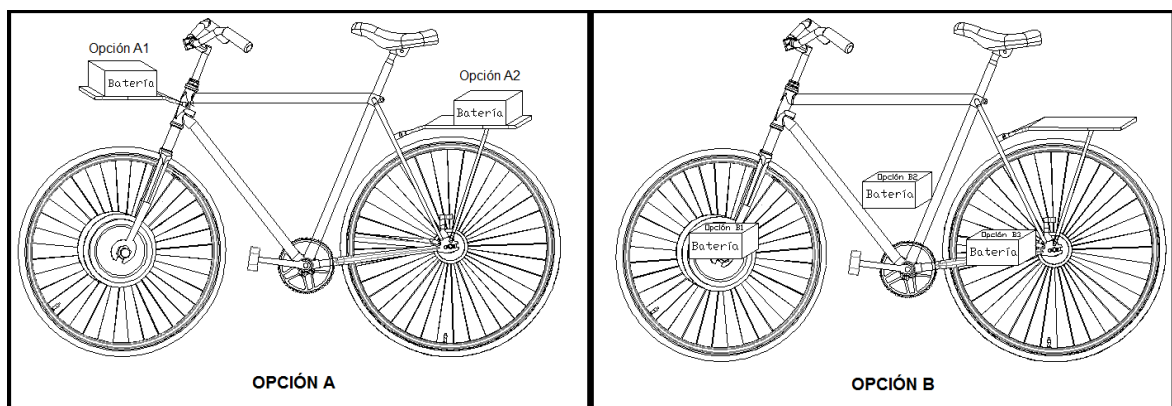


Figura 2.6 Posibilidades de montaje de las baterías.

La opción A ofrece la posibilidad de colocar las baterías en la parte delantera o trasera de la bicicleta y aunque es fácil de implementar causa que la bicicleta sea muy difícil de controlar debido a que se tiene un alto centro de gravedad y no se

tiene una adecuada distribución del peso total de la bicicleta. Las tres posibilidades de la opción B en cambio distribuyen mejor el peso de las baterías y cualquiera que sea la posición se tiene un bajo centro de gravedad.

Se escoge la opción B2 ya que proporciona las mejores ventajas en cuanto a estabilidad y maniobrabilidad de la bicicleta y se decide poner las baterías en medio del cuadro de la bicicleta por facilidad para la instalación. Se construyó una caja de fibra de vidrio para proteger las baterías y poder sujetarlas al cuadro de la bicicleta. Su montaje se puede apreciar en la Figura 2.7.



Figura 2.7 Montaje de las baterías en la bicicleta

2.1.7 MONTAJE DEL PEDAL (SENSOR INTELIGENTE DE TORQUE)

Las dimensiones de este pedal son estándar y puede ser colocado en cualquier bicicleta por lo que su montaje no precisa de ninguna modificación ni de elementos adicionales, únicamente se reemplaza la catalina y el brazo original por el sensor inteligente de torque. La Figura 2.8 muestra el montaje final del sensor.

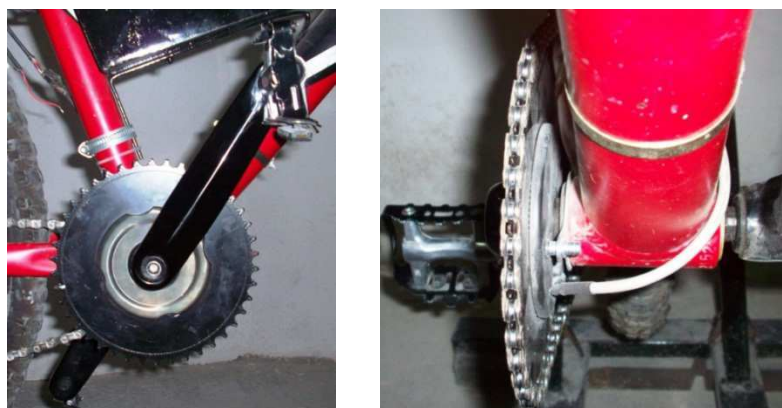


Figura 2.8 Montaje del pedal en la bicicleta

2.2 DISEÑO ELÉCTRICO Y ELECTRÓNICO

El hardware eléctrico y electrónico estará construido de forma modular, de tal manera que cada uno de los circuitos pueda ser probado de manera independiente y también resulte fácil reemplazar alguno de los elementos en caso de ser necesario. A pesar de que cada módulo funciona de forma independiente es necesario que los módulos estén conectados entre sí para tener un funcionamiento como conjunto. De esta forma se consigue que el sistema sea bastante flexible a los cambios, especialmente si se piensa en aprovechar los módulos para proyectos e investigaciones futuras.

Se puede dividir los circuitos en tres módulos:

- Circuito de control del motor
- Circuito del Conversor Bidireccional
- Circuito de visualización

En la Figura 2.9 se puede apreciar un esquema general del sistema que se necesita implementar.

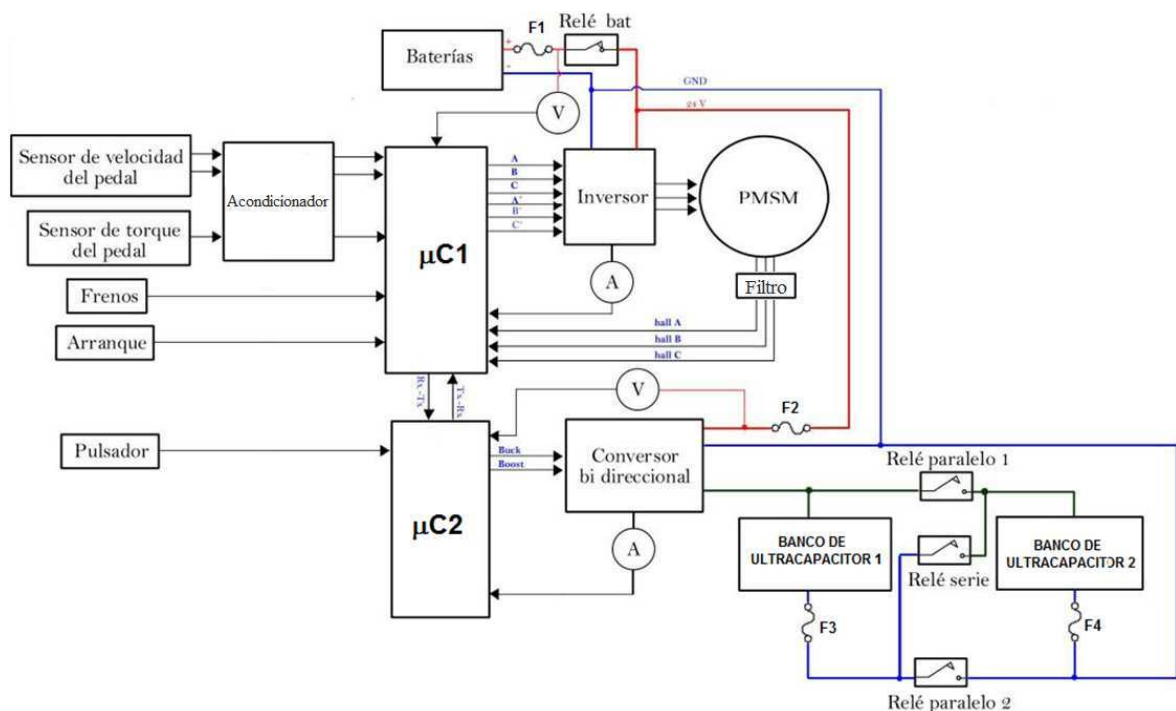


Figura 2.9 Esquema general del sistema

2.2.1 CONTROL DEL MOTOR

La placa de control del motor tiene como componente principal un microcontrolador que será el encargado de procesar las señales provenientes de los sensores del pedal, del motor, de los frenos, las marchas y de un interruptor para tomar la decisión de como y cuando activar el motor. Está placa estará conectada a la placa del conversor mediante comunicación serial.

Adicionalmente está placa manejará cuatro relés, uno para desconectar la batería de la alimentación del motor y los otros tres serán usados en la placa del conversor para manejo de los ultracapacitores. En la Figura 2.10 se muestra un esquema básico de las señales de entrada y salida que debe manejar el microcontrolador.

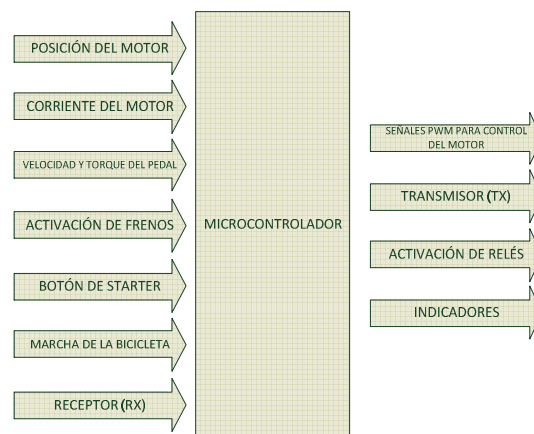


Figura 2.10 Esquema de las señales que debe manejar el microcontrolador

Para realizar estas tareas de control del motor se utiliza el microcontrolador ATmega164P de la familia ATMEL cuyas características satisfacen los requerimientos de diseño. La Figura 2.11 muestra el diagrama de pines de este microcontrolador. A continuación se describen sus características más importantes [20]:

- Microcontrolador AVR de 8 bits de alto rendimiento y bajo consumo.
- Arquitectura Avanzada RISC.
- 131 instrucciones. La mayoría se ejecuta en un solo ciclo de reloj.
- 32 registros de trabajo de 8 bits para propósito general.

- Capacidad de procesamiento de unos 20 MIPS a 20 MHz.
- 16 K bytes de FLASH auto programable en sistema.
- 512 bytes de EEPROM.
- 1K byte de SRAM Interna.
- Dos Timer/Contadores de 8 bits con preescalamiento separado y modo comparación.
- Un Timer/Contador de 16 bits con preescalamiento separado, modo comparación y modo de captura.
- Contador en Tiempo Real con Oscilador separado.
- 6 Canales para PWM.
- ADC de 10 bits y 8 canales.
- Interfaz serie de dos hilos con byte orientado.
- Dos puertos Seriales USART Programables.
- Oscilador RC interno calibrado.
- 32 líneas de E/S programables.
- Polarización 2.7 – 5.5V.

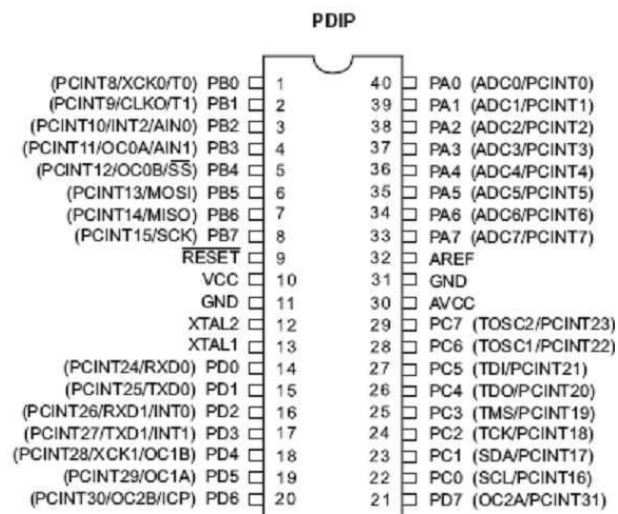


Figura 2.11 Diagrama de pines ATmega164P, tomado de [20]

En la Tabla 2.2 se muestra el uso que se le dará a cada uno de los pines de este microcontrolador.

Tabla 2.2 Asignación de tareas a los pines del Atmega164P

Pin No.	Nombre	Descripción	Aplicación
1	PB0	PUERTO B	Sensor Hall A del motor
2	PB1		Señal de Torque
3	PB2		Sensor Hall B del motor
4	PB3		Sensor Hall C del motor
5	PB4		PWM C'
6	PB5		Pin de programación
7	PB6		Pin de programación
8	PB7		Pin de programación
9	RESET	Reset	Reset
10	VCC	Alimentación 5V	5 VDC
11	GND	Tierra	Tierra (GND)
12	XTAL2	Conexión de cristal externo	Sin uso
13	XTAL1	Conexión de cristal externo	Sin uso
14	PD0	PUERTO D	Comunicación serial RX
15	PD1		Comunicación serial TX
16	PD2		Señal 1 de Velocidad del Pedal
17	PD3		Señal 2 de Velocidad del Pedal
18	PD4		Activación Relé Serie
19	PD5		Activación Relé Paralelo 1
20	PD6		PWM A'
21	PD7		PWM B'
22	PC0	PUERTO C	PWM A
23	PC1		PWM B
24	PC2		PWM C
25	PC3		Activación Relé Batería
26	PC4		Activación Relé Paralelo 2
27	PC5		Luz indicadora Hall A
28	PC6		Luz indicadora Hall B
29	PC7		Luz indicadora Hall C
30	AVCC	VCC Analógico	5VDC
31	GND	Tierra	Tierra (GND)
32	AREF	Referencia Analógica	5VDC
33	PA7	PUERTO A	Sin uso
34	PA6		Sin uso
35	PA5		Pulsador de freno
36	PA4		Pulsador de arranque
37	PA3		Sin uso
38	PA2		Sensor de corriente del motor
39	PA1		Sensor Voltaje de batería (12V)
40	PA0		Sensor de marchas

2.2.1.1 Circuitos de acondicionamiento de los sensores Hall del motor

Para poder mover un motor de imán permanente sin escobillas es necesario energizar las bobinas del estator en una secuencia adecuada que depende de la posición en que se encuentre el rotor. Para saber la posición del rotor se utilizan sensores de efecto hall los cuales en presencia de un campo magnético proporcionan una señal en su salida.

El motor que se está usando tiene en total 40 imanes pegados en la superficie interna del rotor como se ve en la Figura 2.12 y también cuenta con 3 sensores de efecto hall insertados en el estator tal como se aprecia en la Figura 2.13.



Figura 2.12 Imanes permanentes del rotor.

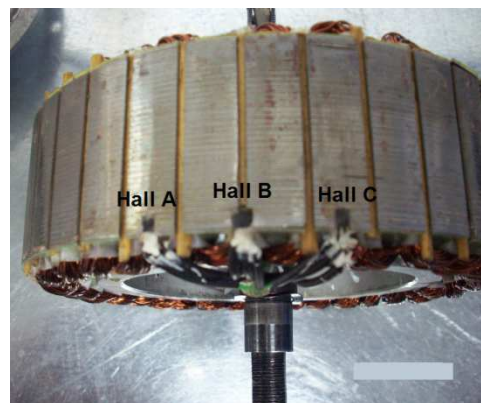


Figura 2.13 Sensores hall para determinar la posición del rotor.

El modelo de sensores que se están usando es el AH41 (Anexo E). Este es un sensor de efecto hall integrado diseñado para la conmutación electrónica en aplicaciones de motores DC sin escobillas. El dispositivo incluye en un mismo chip un generador de voltaje Hall para sensado magnético, un comparador que

amplifica el voltaje Hall, y un Schmitt para proveer una histéresis para la reducción del ruido y una salida de colector abierto. Un polo norte con la suficiente fuerza pondrá la salida en ON, a su vez en la ausencia de un campo magnético la salida está en OFF. En la Figura 2.14 se muestran las características de este sensor.

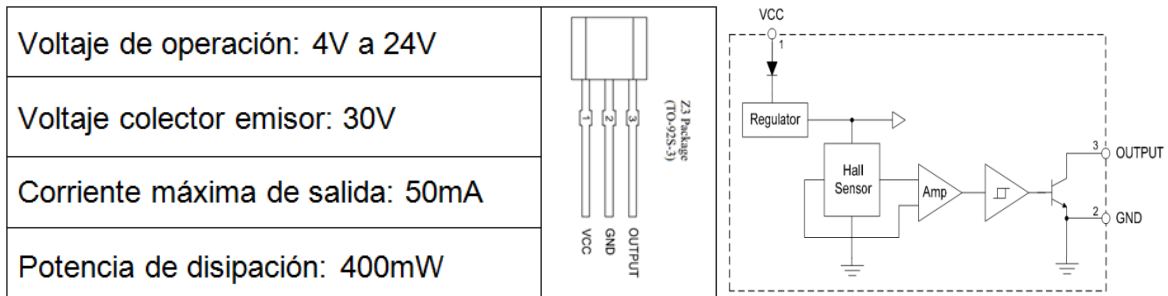


Figura 2.14 Características del sensor AH41, (Anexo E)

Para obtener una señal digital en la salida de este sensor se debe conectar una resistencia de pull-up tal y como se muestra en la Figura 2.15.

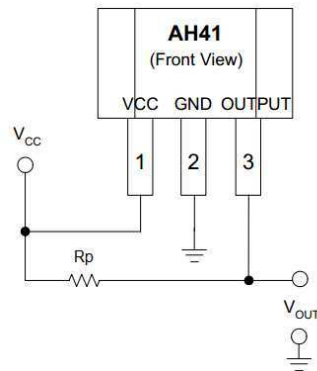


Figura 2.15 Conexión del sensor AH41

El valor recomendado para esta resistencia va desde $1K\Omega$ hasta $5K\Omega$. Para que las pérdidas en este elemento sean pequeñas se escoge un valor bajo de corriente de $2mA$ y se polariza los sensores con $5V$, con lo cual el valor de la resistencia es:

$$R_p = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_p} = \frac{5V - 0.11V}{2mA} = 2.4K\Omega$$

Escogiendo un valor estándar, $R_p = 2.2K\Omega$

Debido a que los sensores están muy cerca al motor la señal procedente de los mismos va a presentar mucho ruido y es necesario filtrar la señal antes de enviarla al microcontrolador. Para filtrar la señal de los sensores se usa un filtro pasivo RC pasa bajos, debido principalmente a su simplicidad de implementación. Está formado por un resistor y un capacitor conectados en serie, como se muestra en la Figura 2.16. El filtro paso bajo permite sólo el paso de frecuencias por debajo de una frecuencia en particular llamada frecuencia de corte (F_c) y elimina las frecuencias por encima de esta frecuencia. Las señales generadas por los sensores de efecto Hall tienen una baja frecuencia mientras que el ruido tiene una frecuencia alta por eso este filtro es perfecto para este propósito.

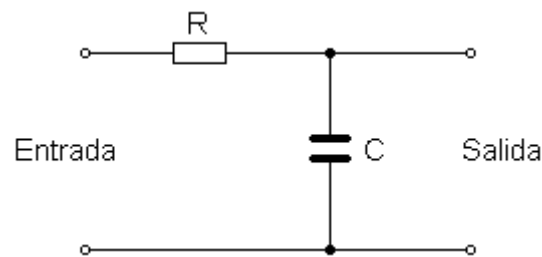


Figura 2.16 Filtro pasivo pasa bajos

La frecuencia de corte está determinada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times R \times C} \quad (2.9)$$

Es necesario encontrar cual es la frecuencia de corte adecuada para que la señal de los sensores no se vea alterada por el filtro, para ello se debe conocer cual es la máxima frecuencia de la señal que se desea filtrar. Cada sensor es capaz de generar en una vuelta completa 20 pulsos en alto y 20 en bajo dando un total de 40 pulsos, igual al número de imanes presentes en el motor. La velocidad máxima del motor sin carga es de 300 revoluciones por minuto con lo cual se puede determinar la máxima frecuencia de la señal del sensor para la máxima velocidad del motor:

$$f_{Hall} = \frac{20pulsos}{rev} \times \frac{300rev}{min} \times \frac{1}{60s} = \frac{100pulsos}{segundo} \quad (2.10)$$

Entonces la frecuencia máxima que alcanzaría la señal del sensor hall con el motor funcionando en vacío es 100Hz. Considerando que el diámetro de la rueda es de 26 pulgadas, las 300RPM equivaldrían aproximadamente a 40Km/h que es una velocidad algo complicada de alcanzar por una persona de condiciones físicas normales por lo que se usará este valor como el máximo que el conductor de la bicicleta puede alcanzar. La frecuencia de trabajo debe ser mucho menor que la frecuencia de corte, que en ingeniería es generalmente 10 veces menos. Esto se hace con el objetivo de que la señal del sensor no se vea atenuada por el filtro lo cual se aprecia de mejor manera en la Figura 2.17.

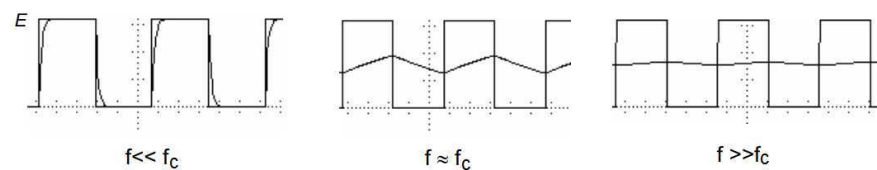


Figura 2.17 Respuesta de un filtro RC a una onda cuadrada para distintos valores de frecuencia

Si $f = 100\text{Hz} \rightarrow f_c = 10f = 1\text{KHz}$

$$\text{Asumiendo } R = 2.2\text{K}\Omega \rightarrow C = \frac{1}{2\pi \times 2.2\text{K}\Omega \times 1\text{KHz}} = 72\text{nF}$$

En la práctica se utilizó un condensador de 100nF con lo cual la frecuencia de corte se redujo a 723Hz pero se obtuvieron mejores resultados. En la Figura 2.18 se puede observar el circuito completo de acondicionamiento de los sensores hall del motor. Se debe hacer este acondicionamiento para los tres sensores hall. En la Figura 2.19 se muestra la salida acondicionada de los tres sensores.

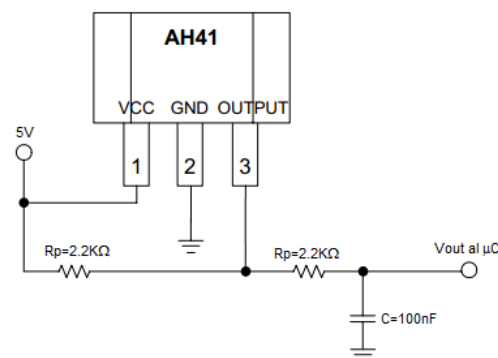


Figura 2.18 Acondicionamiento de sensor de efecto hall del motor.

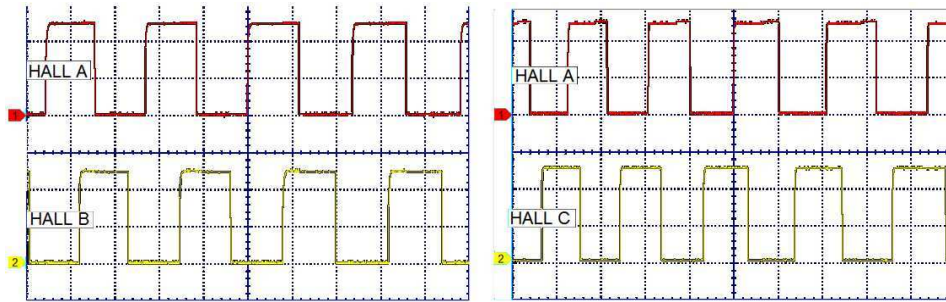


Figura 2.19 Señales acondicionadas del sensor de efecto hall del motor

2.2.1.2 Circuito de acondicionamiento de las señales del pedal

El pedal tiene en su interior tres sensores de efecto hall de los cuales dos son usados para medir la velocidad y el restante es usado para la medición del torque. En la Figura 2.20 se puede ver el diagrama de conexión del pedal.

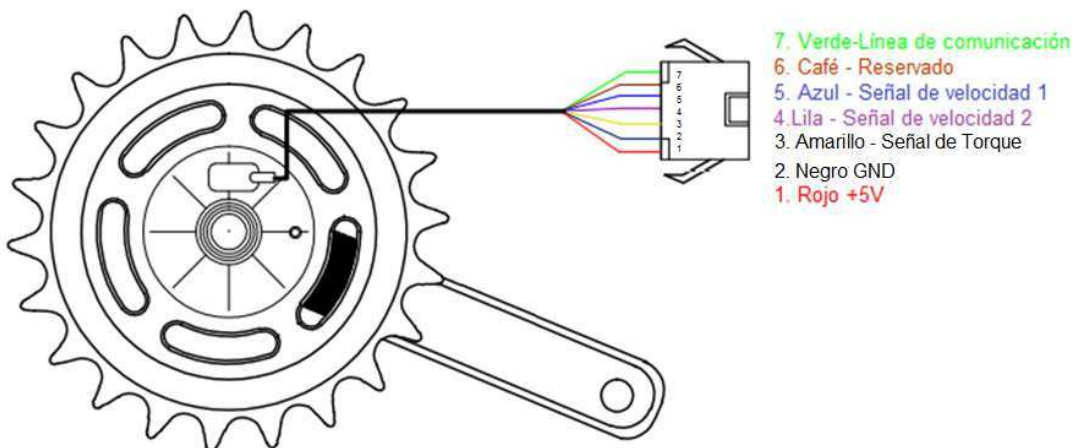


Figura 2.20 Diagrama de conexión del pedal

El cable verde y café son reservados para propósitos del fabricante, las señales de velocidad (azul y lila) y torque (amarillo) están referidas a GND (negro) y se alimenta el pedal con 5V (rojo).

Las señales entregadas por el pedal son de tipo senoidal y tienen una componente continua de 2.5 voltios que es el valor que el sensor hall envía cuando no hay una variación del campo magnético. La amplitud de estas señales es constante y lo que varía es la frecuencia conforme varía la velocidad con la que se pedalea. Las dos señales de velocidad se encuentran en cuadratura es

decir que sus señales están desfasadas 90° como se puede apreciar en la Figura 2.21.

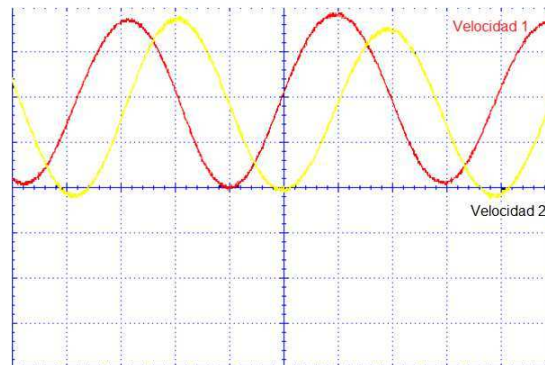


Figura 2.21 Señales de velocidad del pedal

Lo interesante de este pedal es la forma en que se mide el torque aplicado por el ciclista. Al momento de aplicar fuerza al pedal la señal de torque se desfasa un cierto ángulo respecto a la señal 1 de velocidad, como se aprecia en la Figura 2.22, y al dejar de aplicar fuerza las dos señales quedan en fase nuevamente. Para la medición del torque se hará que el microcontrolador mida cual es ese ángulo de desfasaje.

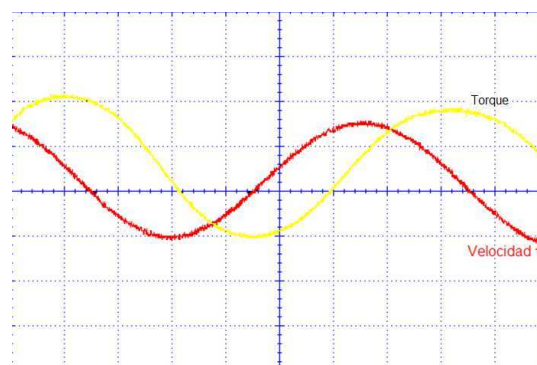


Figura 2.22 Señal de velocidad 1 (rojo) y señal de torque (amarillo)

Se conoce que el desfase máximo entre las dos ondas es de 180° pero no se conoce numéricamente a cuanto torque equivale dicho desfase. Para solucionar este problema se armó un circuito de prueba para saber a cuanta fuerza correspondía el desfase de 180° de la señal de torque.

Para medir la fuerza ejercida sobre el pedal se utilizó las celdas de carga que se usan en las balanzas de baño para que las personas midan su peso. El principio

básico de una celda de carga esta basado en el funcionamiento de cuatro galgas extensiométricas, dispuestas en una configuración tipo puente de Wheatstone. La galga extensiométrica es básicamente una resistencia eléctrica en la que el parámetro variable y sujeto a medida es la resistencia de dicha galga. En la Figura 2.23 se muestra como se acoplo la celda de carga a un pedal normal de bicicleta.

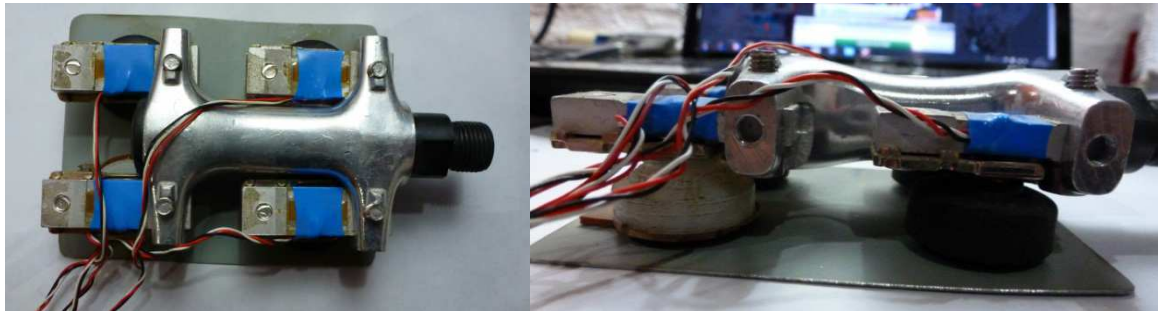


Figura 2.23 Acople de la celda de carga en el pedal de la bicicleta

Se utilizó la misma configuración interna que tenía la balanza para conectar las galgas y así usar la balanza como una referencia en las mediciones.

Las características de las galgas extensiométricas que se están usando son:

- Carga Nominal: 30Kg~75Kg
- Salida Nominal: 1.5 mV / V \pm 20%
- Balance en Zero: \pm 0,1 mV / V
- No linealidad: \pm 0,5% de la salida nominal
- Resistencia de entrada: 1130 \pm 20 Ω
- Resistencia de salida: 1000 \pm 10 Ω
- Sobrecarga segura: 150% de la Salida Nominal
- Excitación máxima: 10VDC

Debido a que la señal proporcionada por las galgas a la salida del puente es muy pequeña es necesario amplificarla, para lo cual se utiliza un amplificador de instrumentación haciendo uso de un amplificador operacional AD822 y un TL084 cuyos diagramas de pines se muestran en la Figura 2.24.

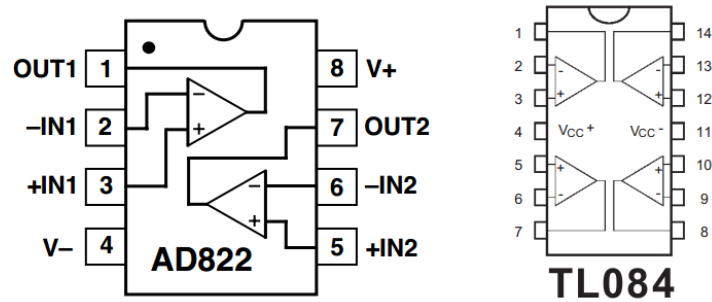


Figura 2.24 Diagrama de pines del AD822 y el TL084

Una vez acondicionada la señal la misma será enviada a una entrada ADC de un microcontrolador ATmega16 junto con la señal de torque y velocidad que salen del pedal. El microcontrolador enviará las señales vía comunicación serial al computador para almacenar los datos y posteriormente analizarlos.

El circuito implementado se muestra en la Figura 2.25.

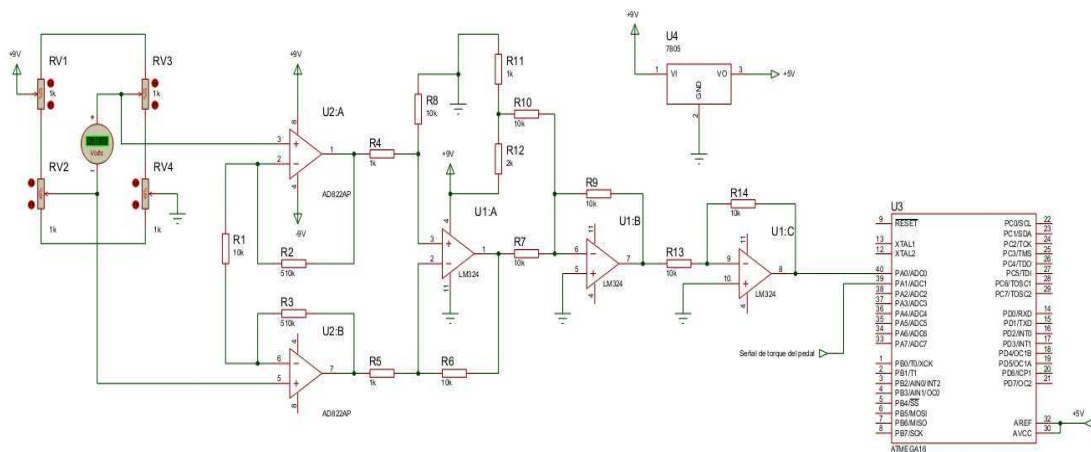


Figura 2.25 Circuito implementado para la medición de la fuerza de pedaleo

La ganancia de la primera etapa conformada por el amplificador de instrumentación está dada por:

$$G = \frac{R6}{R5} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{R2}{R1}\right) = G1 \cdot G2$$

El voltaje a la salida del puente está en el orden de las unidades de milivoltios por lo que con ayuda del amplificador de instrumentación se amplificará este valor para que sea 1000 veces mayor. Para ello se escoge $G1=10$ y $G2=100$.

$$G1 = \frac{R6}{R5} = 10 \rightarrow R6 = 10R5$$

Tomando un valor estándar de 1KΩ para R5=R4, entonces R6=R8=10KΩ.

$$G2 = 1 + 2 \cdot \frac{R2}{R1} = 100 \rightarrow R2 = 49.5R1$$

Si R1=10KΩ y tomando un valor estándar para para R2, entonces R2=R3=510KΩ.

Con estos valores la ganancia será de 1030. Durante las pruebas que se realizaron, el voltaje a la salida del amplificador de instrumentación tomaba un voltaje positivo cuando no se aplicaba fuerza y a medida que se colocaba peso en las galgas este valor disminuía hasta hacerse negativo. Para solucionar este inconveniente se le sumó a esta señal un voltaje de 3V con ayuda de un sumador inversor con lo cual se tenían siempre valores negativos de voltaje. Como el microcontrolador admite para la lectura solo voltajes positivos se invirtió la señal con un amplificador inversor de ganancia unitaria con lo cual se tenían valores siempre positivos. Para tener ganancia unitaria se escogen resistencias de 10KΩ para R7, R9, R10, R13, y R14. Las resistencias R11 y R12 forman un divisor de tensión para obtener el voltaje de 3V que se aplica al sumador. Una vez acondicionada la señal de las galgas se envía la señal a un microcontrolador ATmega16 que toma la señal de las galgas y las del pedal y las envía a un interfaz desarrollada en LabView, Figura 2.26 y los datos recibidos se envían a un archivo de excel para poder ser analizados.

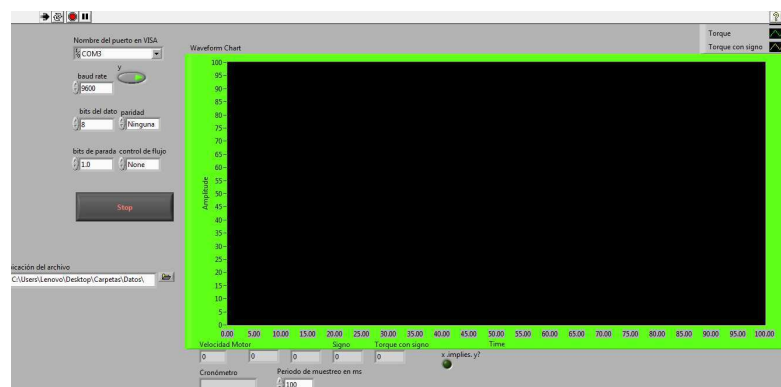


Figura 2.26 Interfaz para la adquisición de datos de las señales del pedal

En la Figura 2.27 se muestra los datos tomados cuando no se aplica fuerza al pedal en el que se insertaron las galgas. La señal denominada galga es la señal procedente del circuito de acondicionamiento que se mencionó previamente. Y la señal Velocidad 1 y Torque son las señales entregadas por el pedal. Como se aprecia en la figura cuando no se aplica fuerza en el pedal las señales de torque y velocidad están en fase. Además promediando los valores de la señal en color azul se tiene un valor de promedio de 241, que es el valor que se tomará de referencia cuando no se aplica fuerza en el pedal.

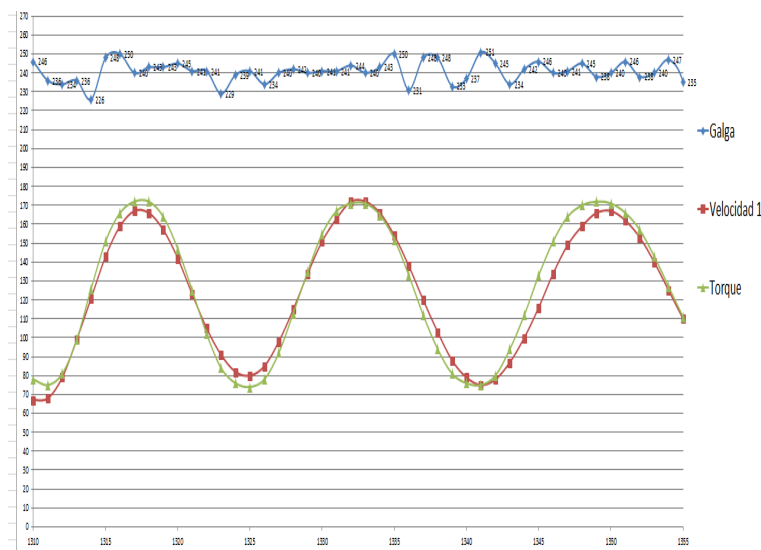


Figura 2.27 Señales del pedal y la celda de carga sin aplicar fuerza

En la Figura 2.28 se muestra los datos tomados cuando se aplica fuerza al pedal en el que se insertaron las galgas.

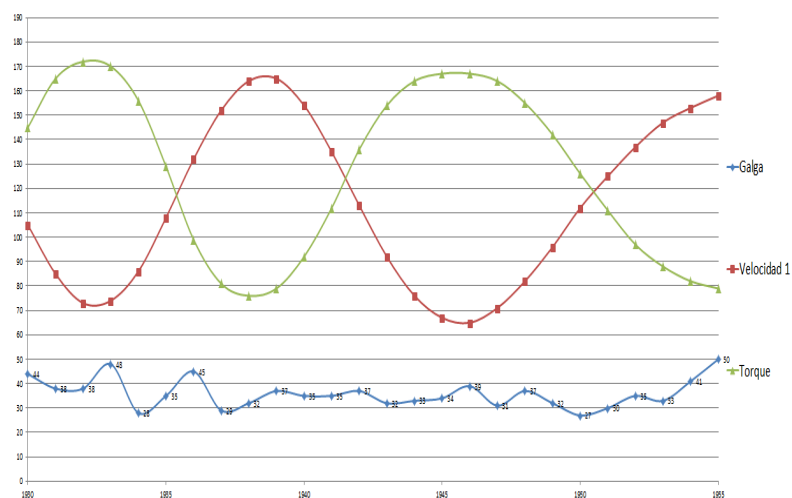


Figura 2.28 Señales del pedal y la celda de carga sin aplicar fuerza

Como se aprecia en la figura anterior cuando se aplica fuerza en el pedal las señales de torque y velocidad se desfasan. Cuando el desfase es de 180° , que es el desfase máximo, la señal denominada galga toma un valor promedio de 36.

Los valores promedio de 241 y 36 son los valores digitalizados por el microcontrolador y representan el voltaje que ingresa al microcontrolador cuando se aplica o no fuerza en el pedal respectivamente. En la Tabla 2.3 se muestra el valor del voltaje medido luego de acondicionada la señal con y sin peso. Se utilizó un peso de valor conocido igual a 4.3Kg.

La variación que se obtuvo en la salida es de 0.193V por cada 4.3Kg.

Tabla 2.3 Datos medidos de las pruebas del pedal y las galgas

	Medición [V]
0 Kg	4.732
4.3Kg	4.539
ΔV [V]	0.193

Con estos últimos valores y utilizando el valor promedio de las Figuras 2.27 y 2.28 se puede determinar a cuanto fuerza corresponde el desfase de 180° de las señales de torque y velocidad de la siguiente forma:

El voltaje cuando no se aplica fuerza es de 4.732V y equivale a 241, entonces es necesario conocer el valor de 36 a que voltaje corresponde.

$$V_{Sin\ peso} = 4.732V$$

$$V_{Con\ peso} = \frac{4.732V}{241} \times 36 = 0.707V$$

$$\Delta V = V_{Sin\ peso} - V_{Con\ peso} = 4.732V - 0.707V = 4.025V$$

Este valor de $\Delta V = 4.025V$ corresponde al desfase de la señal de 0 a 180° . Con este valor se puede encontrar cual es el peso aplicado que provocó este desfase.

$$m = 4.025 \times \frac{4.3Kg}{0.193V} = 89.68Kg$$

Utilizando la segunda ley de Newton se halla el valor de la fuerza:

$$F = m \cdot g = 89.68Kg \cdot 9.8 \text{ m/s}^2 = 879Nm$$

Este es el valor de la fuerza que hace que la señal de Torque respecto a la Velocidad 1 del pedal se desfase 180°.

En la Figura 2.29 muestra el montaje que se realizó en el pedal de la bicicleta para realizar las pruebas.

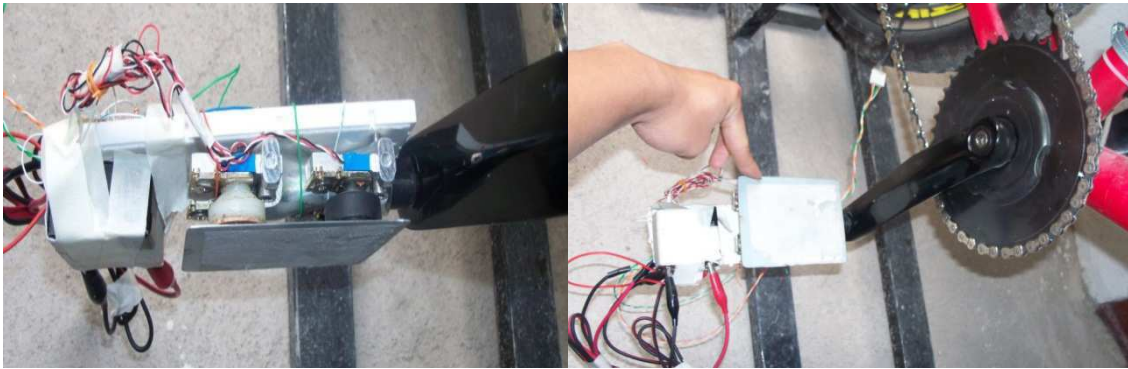


Figura 2.29 Montaje de la celda de carga en el pedal de la bicicleta

Para facilitar la lectura de las señales que proporciona el pedal con el sensor de torque por parte del microcontrolador se va a convertir estas señales de tipo analógicas en señales de tipo digital mediante el circuito de la Figura 2.30.

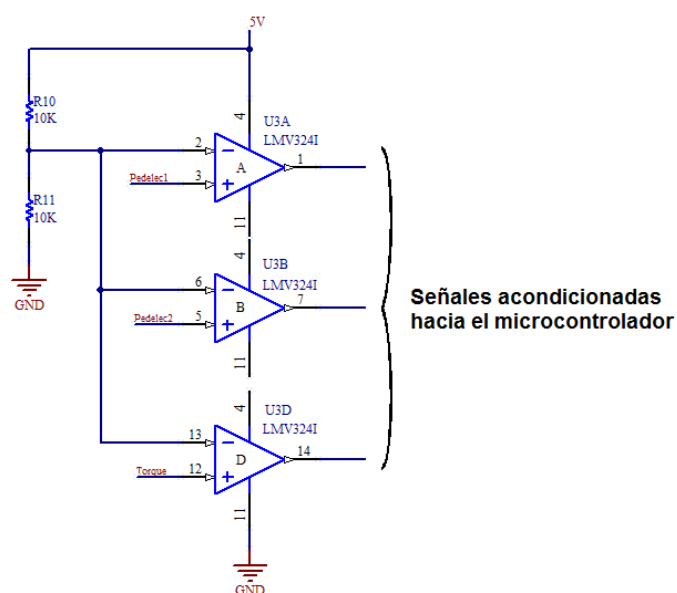


Figura 2.30 Acondicionamiento de las señales provenientes del pedal

El circuito es básicamente un comparador de voltaje que utiliza un amplificador operacional. Las señales del pedal se envían directamente a las entradas negativas del amplificador mientras que las entradas positivas están conectadas a un divisor de tensión de 2.5V formado por las resistencias R14 y R15. Cuando por ejemplo, el voltaje de la señal de velocidad 1 (Pedelec 1), es mayor a 2.5V la salida del operacional se satura a nivel alto, aproximadamente 5V. Si el voltaje de la señal de velocidad1 cae por debajo de 2.5V la salida del operacional es cero. De esta forma cuando la señal senoidal del pedal este en el semiciclo positivo la salida del operacional será de 5V y en el semiciclo negativo será cero con lo cual se tiene una salida digital lista para conectar al microcontrolador. El divisor de tensión formado por R14 y R15 permite dividir en dos el voltaje de alimentación de 5V para obtener la referencia de 2.5V. Esto se consigue haciendo que ambas resistencias sean iguales. Se escoge dos resistencias de 10KΩ con lo que:

$$V_{ref} = V_{cc} \frac{R_{15}}{R_{14} + R_{15}} = 5V \frac{10K\Omega}{10K\Omega + 10K\Omega} = 2.5V$$

La potencia disipada en cada resistencia es.

$$P_d = \frac{V_{R14}^2}{R_{14}} = \frac{2.5V^2}{10K\Omega} = 0.625mW$$

El comparador de voltaje para cada señal se implementa con el circuito integrado LMV324I que es una variación del tradicional LM324. Este operacional funciona con un voltaje de alimentación de 2.7 a 5.5V, tiene cuatro amplificadores operacionales internos e independientes unos de otros lo que lo hace ideal para esta aplicación. También permite reducir el espacio de la placa ya que se trata de un integrado de montaje superficial de empaquetado TSSOP. La Figura 2.31 muestra la distribución de pines de este integrado.

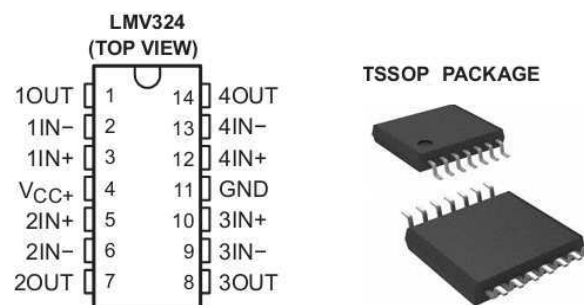


Figura 2.31 Distribución de pines y empaquetado del LMV324I

En la Figura 2.32 se observa las señales digitalizadas a la salida de los amplificadores operacionales.

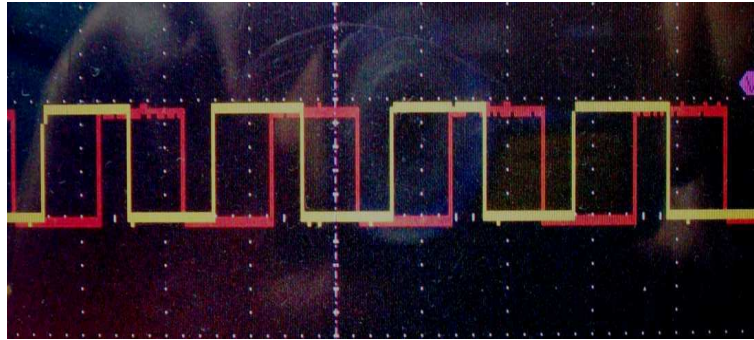


Figura 2.32 Señales digitalizadas del pedal

2.2.1.3 Circuito para detectar la marcha de la bicicleta

Es necesario conocer la marcha que el ciclista elige para pedalear y poder calcular la relación de los piñones entre la llanta trasera y la catalina. Un potenciómetro deslizante fue la solución ideal para este cometido ya que proporciona una señal que puede tomar cualquier valor entre 0V a 5V. El pin ADC(0) del microcontrolador será el encargado de leer el valor del potenciómetro para que el microcontrolador procese la señal. En la Figura 2.33 se puede observar la instalación del potenciómetro en el cuadro de la bicicleta. La parte fija se la sostiene en el cuadro mientras que la parte deslizante se sujeta al cable que realiza el cambio de las marchas. El recorrido del potenciómetro es suficiente para cubrir las siete marchas que tiene la bicicleta.



Figura 2.33 Instalación del potenciómetro para sensor las marchas

El valor del potenciómetro es de 50K Ω y se lo alimenta con 5V. Para ver los valores que toma el potenciómetro en cada marcha se arma el circuito de la Figura 2.34 y se toma los valores correspondientes a cada una de las siete

marchas de la bicicleta que luego serán introducidos en el programa de control. En la Tabla 2.4 se muestran los valores registrados para cada marcha.

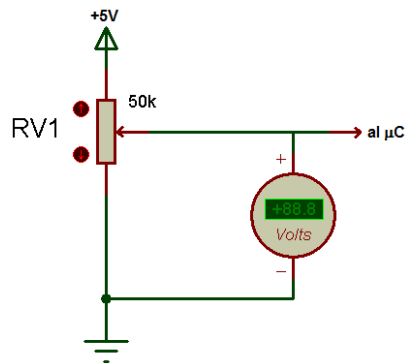


Figura 2.34 Potenciómetro para sensado de marchas.

Tabla 2.4 Rango de voltaje del potenciómetro para cada marcha de la bicicleta

	ΔV [V]	
Marcha1	0	0,9
Marcha2	0,9	1,5
Marcha3	1,5	2,3
Marcha4	2,3	2,9
Marcha5	2,9	3,49
Marcha6	3,49	4,1
Marcha7	4,1	5

2.2.1.4 Circuito de acondicionamiento para pulsadores

Los frenos de la bicicleta, tanto izquierdo como derecho, poseen pulsadores acoplados mecánicamente para que al momento que se presione las palancas de freno se envíe una señal al microcontrolador para desactivar el motor y al soltar las palancas los pulsadores vuelven a su posición original.

También existe un pulsador denominado STARTER que le permitirá al usuario activar el motor independientemente de si se está o no pedaleando.

Los tres pulsadores son de tipo NA (Normalmente Abierto). Para acondicionar estos pulsadores sería necesario usar una resistencia de pull-up externa como se muestra en la Figura 2.35.

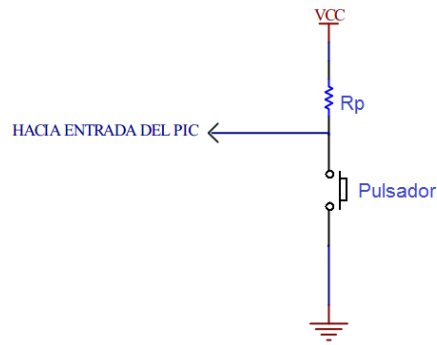


Figura 2.35 Conexión de pulsador con resistencia de Pull-up

Pero esta resistencia puede ser activada por software internamente en el microcontrolador por lo que la conexión de los pulsadores se simplifica y solo es necesario conectar el pulsador desde tierra hasta el microcontrolador como se aprecia en la Figura 2.36.

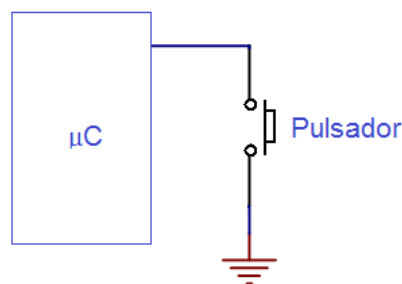


Figura 2.36 Conexión de los pulsadores de freno y starter

Según la hoja de datos del ATmega164, la resistencia interna de pull-up tiene un valor de $20K\Omega$ con lo que la corriente que circula por el pulsador cuando se lo presiona es:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{5V}{20K\Omega} = 250\mu A$$

Esta corriente permite que tanto el pulsador como el microcontrolador trabajen de forma segura y adecuada. Además mediante retardos en el software se evita el efecto rebote que se produce al presionar los pulsadores.

2.2.1.5 Diseño del relé para conexión y desconexión de la batería

Este relé, denominado ReléBat, estará ubicado en la tarjeta de control del motor y se encarga de conectar la batería al inversor que alimenta al motor y

desconectarla en el momento en que el convertidor entre en funcionamiento tal y como se observa en el esquema de la Figura 2.9 en la página 45. Para el diseño del relé se toman en cuenta el voltaje y la corriente que los contactos del relé deben soportar así como el voltaje de funcionamiento de la bobina de activación. Los contactos de este relé deben ser capaces de manejar 24V y una corriente nominal de 10A. Un relé que cumple con estas dos condiciones es el G2R-1-E de la compañía OMRON. Su diagrama de distribución de pines se observa en la Figura 2.37.

Características Relé G2R-1-E (Anexo E)

- Contactos: SPDT
- Capacidad de corriente de los contactos: 16A
- Tensión de conmutación: 380VAC, 125VDC – Max
- Corriente de la bobina: 43.6mA
- Voltaje de la bobina: 12VDC
- Resistencia de la bobina: 275Ω
- Potencia de la bobina: 530mW
- Material de los contactos: Aleación de plata
- Tiempo de conexión: 15ms
- Tiempo de desconexión: 5ms

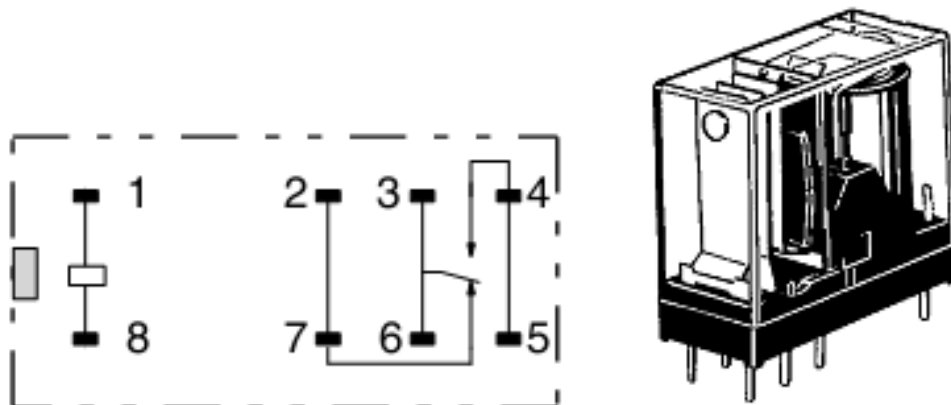


Figura 2.37 Diagrama de pines del relé G2R-1-E, (Ver Anexo E)

Este relé tiene dos contactos, uno normalmente abierto (NA) y otro normalmente cerrado (NC), ambos con un terminal común. Cuando el relé está apagado el contacto NC mantendrá conectada la batería para alimentar el inversor, cuando el relé se active desconectará la batería y conectara al convertor para que sea este quien funcione como fuente de alimentación para el inversor.

Para activar el relé se necesita polarizarlo con 12V y una corriente de 43.6mA para lo cual se utilizará el circuito integrado ULN2003APG que es un driver de corriente y una de sus aplicaciones es justamente el manejo de relés. El diagrama de pines se muestra en la Figura 2.38.

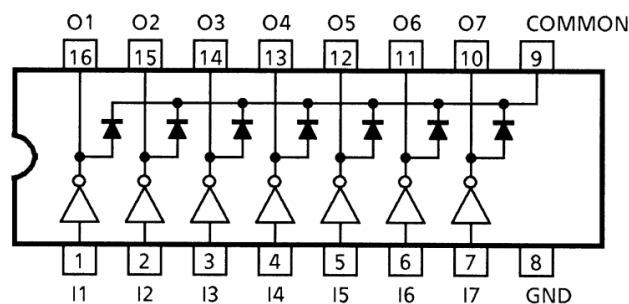


Figura 2.38 Circuito integrado ULN2003APG, (Anexo E)

Este integrado tiene internamente una configuración Darlington que se muestra en la Figura 2.39. Con una pequeña señal en la entrada se puede manejar cargas de mucha más corriente en la salida. Además este integrado trae internamente un diodo Clamp en cada salida para el manejo de cargas inductivas. Se debe tener en cuenta que el integrado trabaja con lógica negativa, es decir que con un 0 lógico en la entrada la salida estará activa y con un 1 lógico en la entrada la salida estará desactivada.

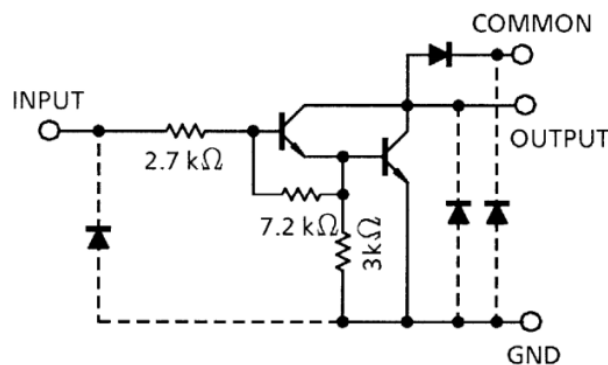


Figura 2.39 Esquema interno del ULN2003APG, (Anexo E)

Las características principales de este integrado se muestran a continuación:

Características ULN2003APG (Anexo E)

- Corriente de salida (salida individual): 500mA máx.
- Voltaje máximo de salida: 50V
- Diodo Clamp para cada Salida
- Resistencia de base en la entrada: 2.7K Ω
- Disipación de potencia: 1.47W

Con el uso de este integrado la circuitería para la activación de los relés se reduce significativamente, solo se debe enviar la salida del ATmega16 directamente a la entrada del ULN2003APG. El driver se polariza con 12V y el relé se conecta a la salida del driver. El circuito para la activación se muestra en la Figura 2.40.

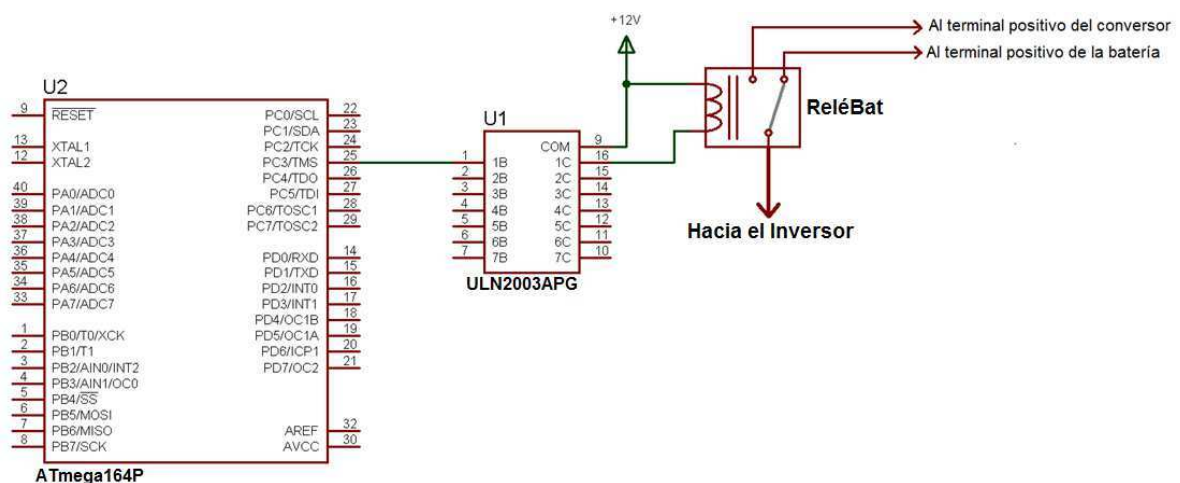


Figura 2.40 Diagrama de conexión para activación de relé

2.2.1.6 Circuito para sensar la corriente del motor

Existen tres métodos para medir corriente:

- Resistores Shunt
- Sensores de efecto Hall
- Transformadores de corriente

Los resistores Shunt se usan por su facilidad de implementación, bajo costo y dan una buena medición. Sin embargo tienen desventajas como que son intrusivos en

el circuito, necesitan acondicionamiento, consumen mucha energía y no proveen aislamiento eléctrico.

Los sensores de efecto Hall son más atractivos que los resistores porque permiten hacer una medición no intrusiva en el circuito, están disponibles en circuitos integrados y su señal de salida está ya acondicionada. Además este tipo de circuitos proveen de aislamiento eléctrico lo que representa una ventaja para el circuito de control y tienen un bajo consumo de potencia.

Los transformadores de corriente generalmente se utilizan para medir altas corrientes AC.

En la Tabla 2.5 se puede apreciar algunas características y ventajas de cada uno de estos métodos.

Tabla 2.5 Comparación de los métodos de medición de corriente [21]

Método de medición	Resistor Shunt	Sensor Hall	Transformador
Precisión	Buena	Buena	Media
Precisión vs temperatura	Buena	Pobre	Buena
Costo	Bajo	Alto	Medio
Aislamiento	No	Sí	Sí
Medición de alta corriente	Pobre	Buena	Buena
Offset DC	Sí	No	No
Saturación/histéresis	No	Sí	Sí
Consumo	Alto	Bajo	Bajo
Intrusivo	Sí	No	No
Medición en AC/DC	Ambos	Ambos	AC

Para esta aplicación se decide usar un sensor de corriente de efecto hall en circuito integrado debido a las características arriba mencionadas. El circuito a usar es el ACS714 que es un sensor lineal de corriente basado en el efecto hall que puede medir hasta 30A. El diagrama de pines correspondiente se indica en la Figura 2.41.

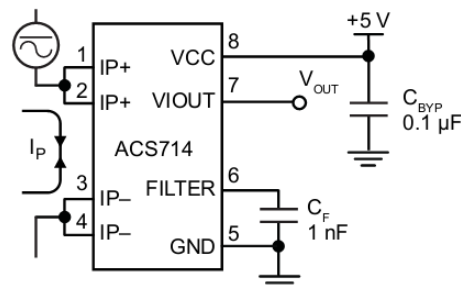


Figura 2.41 Sensor de corriente ACS714, (Anexo E)

Características ACS714 (Anexo E)

- Bajo nivel de ruido
- Tiempo de crecimiento a una entrada paso de 5 microsegundos.
- Error de salida total de 1,5% típico, TA = 25°C
- Pequeño tamaño, empaquetado SOIC8
- Resistencia interna del conductor, 2mΩ
- Alimentación de 5 VDC
- Sensibilidad a la salida, 66mV/A
- Salida proporcional a la corriente AC o DC
- Temperatura de funcionamiento, -40 ° C a 150 ° C

Este dispositivo tiene un camino de conducción de cobre entre los pines 1,2 y 3,4 por el cual circula la corriente que se quiere medir. Esta corriente genera un campo magnético que es detectado por el sensor hall integrado y convertido en un voltaje proporcional. La salida tiene un offset de voltaje cuyo valor es la mitad del voltaje de polarización y le da al sensor un carácter bidireccional para que cuando la corriente circule desde los pines 1 y 2 hacia los pines 3 y 4 la salida tome valores por encima del voltaje de offset y si circula en dirección contraria la salida tome valores por debajo del voltaje offset. De esta forma en la salida se tienen siempre voltajes positivos a pesar de que la corriente sea negativa. La salida del sensor tiene una sensibilidad de 66mV por cada amperio. Para la conexión del sensor lo único que se necesita es dos condensadores recomendados por el fabricante. Entre Vcc y GND se coloca un capacitor de Bypass de 100nF y entre el pin 3 y GND un condensador de 1nF. La salida del sensor puede conectarse directamente a la entrada ADC del microcontrolador.

2.2.1.7 Diseño del Puente Inversor

El puente inversor es el encargado de realizar las conmutaciones de forma correcta para activar el motor y controlar su velocidad.

2.2.1.7.1 Técnicas de control de los motores de imán permanente sin escobillas

Por lo general los BLDC o los PMSM trifásicos son manejados con un puente trifásico o inversor que se encarga de dar los voltajes adecuados para el correcto funcionamiento de estos motores.

Para poder controlar el voltaje aplicado en un determinado período se recurren a las técnicas de modulación PWM, con esto se puede realizar el control de velocidad y torque del motor. Las técnicas de conmutación más comunes de estos motores son:

- Seis pasos (conmutación trapezoidal)
- SPWM
- SVM

Tabla 2.6 Comparativa de los distintos métodos de conmutación [22]

Métodos de conmutación	Control de velocidad	Control de torque		Realimentación	Complejidad del algoritmo
		Baja velocidad	Alta velocidad		
Seis pasos	Excelente	Rizado de torque	Eficiente	Sensores de efecto Hall, BEMF	Baja
SPWM	Excelente	Excelente	Ineficiente	Sensores de efecto Hall, Encoders, BEMF	Media
SVM	Excelente	Excelente	Excelente	Sensores de corriente, Sensores de efecto Hall, BEMF	Alta

Uno de los métodos más simples de control es el llamado conmutación trapezoidal o seis pasos. Esta conmutación será usada para controlar el motor de este proyecto.

Con esta conmutación se controla la corriente que circula por los terminales del motor, excitando un par simultáneamente y manteniendo el tercer terminal desconectado. Sucesivamente se va alternando el par de terminales a excitar hasta completar las seis combinaciones posibles.

La secuencia de polarización es determinada por la posición del rotor ya sea por medio de sensores de efecto hall o por métodos de sensado del BEMF.

En la Figura 2.42 se indica la secuencia de polarización de las bobinas del motor.

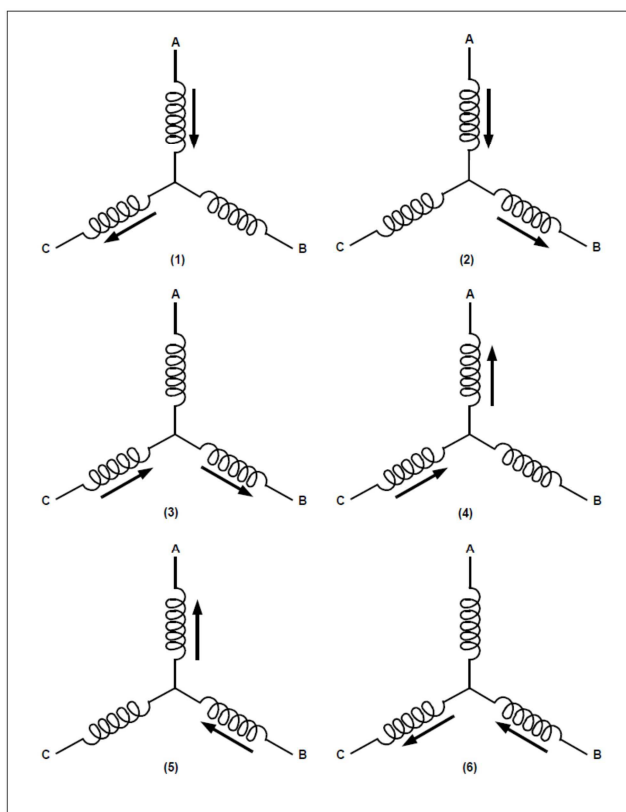


Figura 2.42 Secuencia de polarización de las bobinas del motor, tomado de [6]

Un inconveniente de usar el modo seis pasos en un PMSM es la generación de un rizado de torque, esto debido a la naturaleza del motor y su BEMF sinusoidal.

2.2.1.7.2 Modos de conmutación y polarización

Tomando en cuenta que en el modo seis pasos se polarizan solo dos bobinas a la vez, se tiene las siguientes configuraciones [7]:

- Independiente simétrico
- Independiente asimétrico
- Complementario simétrico
- Complementario asimétrico

Tabla 2.7 Resumen de las características de las configuraciones de conmutación y polarización

<p>Independiente simétrico (bipolar)</p>	<ul style="list-style-type: none"> • No es recomendada esta configuración debido a que se trabaja con corrientes discontinuas • Se puede trabajar en dos cuadrantes • No necesita tiempos muertos • Al ser un modo simétrico es útil para detectar la posición del rotor por métodos de sensado del BEMF
<p>Independiente asimétrico (unipolar)</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Configuración recomendada • Se puede trabajar en dos cuadrantes • No necesita tiempos muertos • Menos pérdidas en la conmutación en comparación a los otros métodos • Al ser un modo asimétrico causa una medición no exacta del BEMF necesario para métodos de detección de la posición del rotor
<p>Complementario simétrico (bipolar)</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Recomendada esta configuración si se va a trabajar en cuatro cuadrantes y con métodos de sensado del BEMF para determinar la posición del rotor • Se puede operar en los cuatro cuadrantes • Necesita tiempos muertos • Mayores pérdidas en la conmutación en comparación a las configuraciones independientes

<p>Complementario asimétrico (unipolar)</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Configuración recomendada si se va a trabajar en cuatro cuadrantes • Necesita tiempos muertos • Mayores pérdidas en la conmutación en comparación a las configuraciones independientes • Al ser un modo asimétrico causa una medición no exacta del BEMF necesario para métodos de detección de la posición del rotor
--	--

2.2.1.7.3 Modo Independiente Asimétrico

Dado que se va a trabajar en un solo cuadrante con el puente trifásico y con una detección de la posición del rotor con sensores de efecto hall, se usará esta configuración para manejar el motor de este proyecto. Cabe aclarar que la regeneración implica trabajar en otro cuadrante más, pero esto se manejará con el convertidor bidireccional y no con el puente trifásico.

Las señales de control se aplican a un puente trifásico como el de la Figura 2.43.

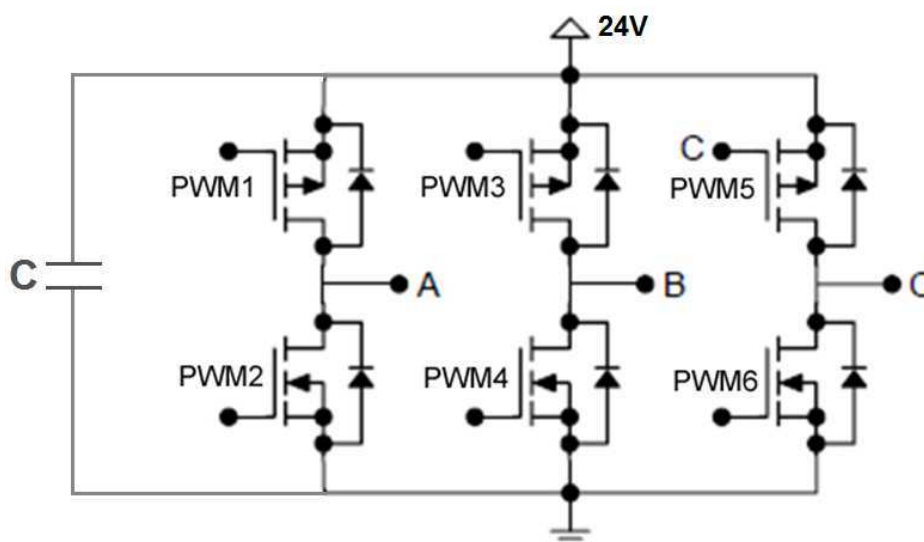


Figura 2.43 Puente trifásico

Las señales de control que se entregan al inversor siguen una secuencia específica, esta es determinada por la posición del rotor. Para sensar esta posición se utilizarán sensores de efecto hall que dan una señal digital.

En la Figura 2.44 se muestra las señales de control que se entregan al inversor en relación a las señales de entrada de los sensores de posición.

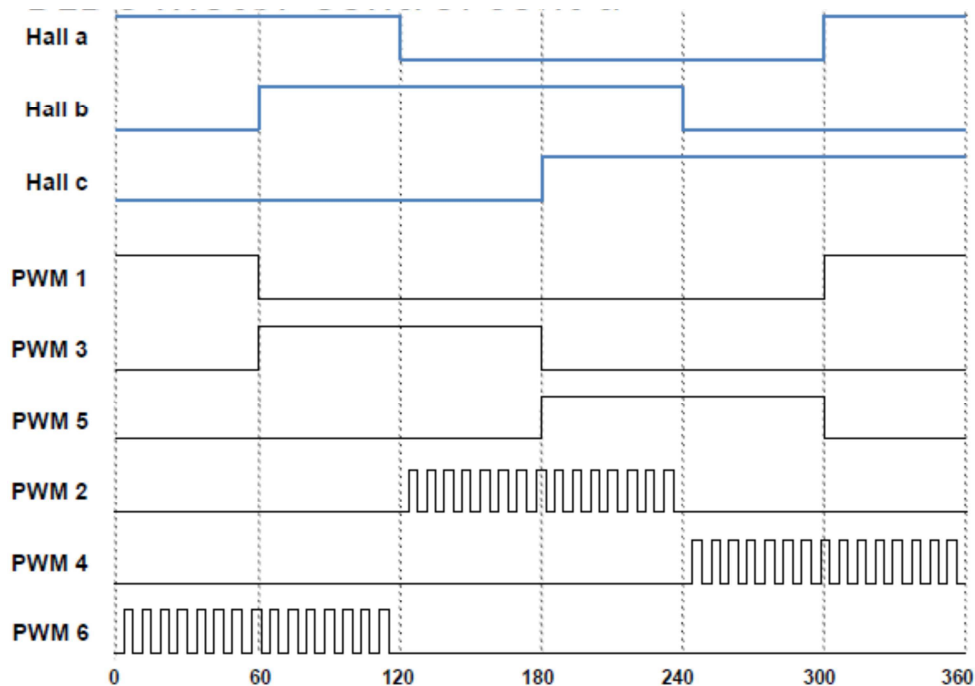


Figura 2.44 Señales de control del modo independiente asimétrico, tomado de [7]

Como se observa en la Figura 2.43 (Página 73) las señales PWM1, PWM3 y PWM5 se aplican a la parte superior de las ramas del inversor, estas señales se quedan en alto durante 120° ininterrumpidamente; mientras que PWM2, PWM4 y PWM6 son señales PWM que se aplican a la parte inferior de las ramas del inversor.

Para el funcionamiento del motor es indiferente si las señales PWM se aplican a la parte superior o inferior, pero es recomendable si se usa métodos de sensado del BEMF aplicarlas en la parte inferior de las ramas del inversor y aplicar las señales que se quedan activadas 120° ininterrumpidamente a la parte superior [8].

Si se analiza en un período de la señal PWM, en el puente se tendrá dos ramas por las que circula corriente. Suponiendo que se activan las 2 primeras ramas, las señales de control en un período son como las de la Figura 2.45.

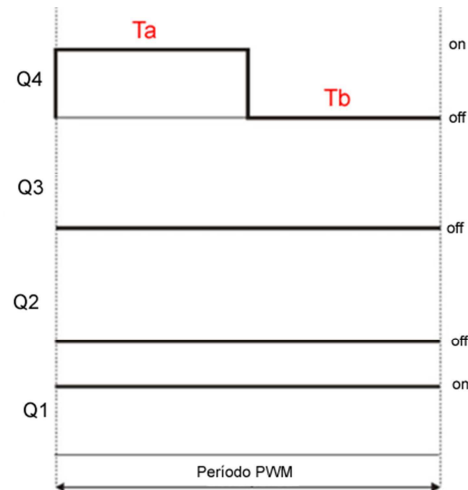


Figura 2.45 Señales de control en un período de la señal PWM

En el tiempo T_a la corriente circula por Q1 pasa por uno de los bobinados del motor y se cierra el circuito por Q4, como se indica en la Figura 2.46.

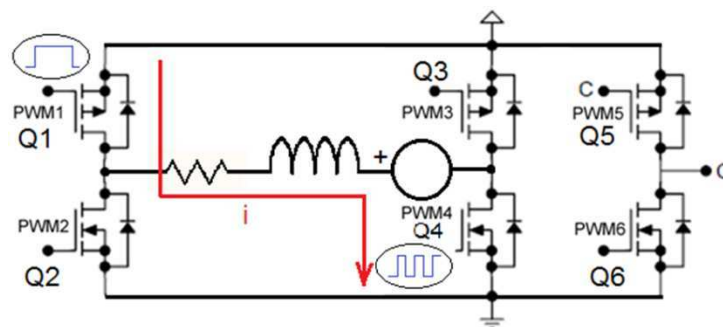


Figura 2.46 Corriente en T_a

En el tiempo T_b la corriente se encierra por Q1 y el diodo de Q3, como se indica en la Figura 2.47.

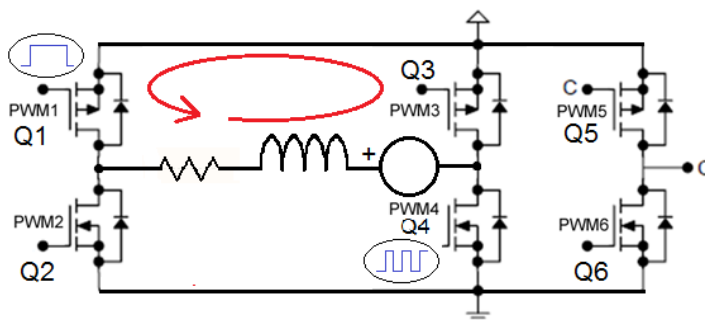


Figura 2.47 Corriente en T_b

La corriente que se obtiene con esta configuración en promedio no es discontinua ni cambia de signo, a pesar de que sea nula en ciertos instantes, como se muestra en la Figura 2.48.

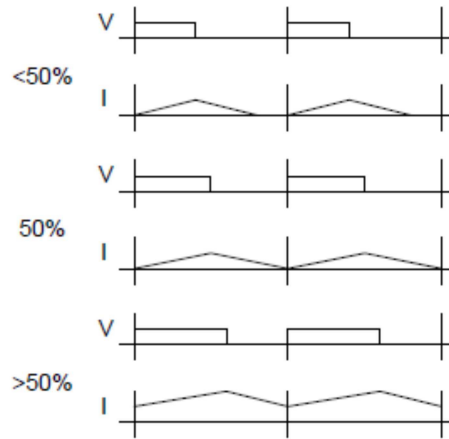


Figura 2.48 Corriente en el motor, tomado de [8]

Una vez elegida la forma de control y la configuración del puente se procede a la elección de los elementos que lo conformarán.

2.2.1.7.4 Selección de los elementos del puente

El puente inversor va a estar construido con seis mosfets canal N, la frecuencia de operación seleccionada es de 16KHz y debe tener la capacidad de manejar una carga de 10A, 24V. Se escoge los mosfets IRFZ44N que son capaces de manejar 49A y 55V además poseen una resistencia de conducción bastante baja de $17.5\text{m}\Omega$ lo cual permite disminuir las pérdidas. En la Figura 2.49 se muestra su diagrama de pines mientras en la Tabla 2.8 se resumen sus principales características.

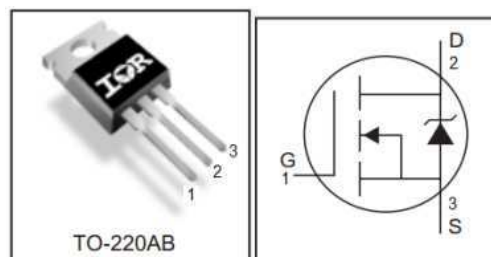


Figura 2.49 Mosfet IRFZ44N, (Anexo E)

Tabla 2.8 Características del IRFZ44N, (Anexo E)

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
V _{DS}	Voltaje drenaje fuente	55	V
I _D	Corriente de drenaje	49	A
R _{DS(ON)}	Resistencia drenaje fuente de encendido	17.5	mΩ
V _{SD} =V _{LS}	Voltaje drenaje fuente en conducción	1.3	V
Q _g	Carga de la compuerta	63	nC
t _r	Tiempo de subida	60	ns
t _f	Tiempo de bajada	45	ns
R _{θJC}	Resistencia térmica juntura-carcasa	1.5	°C/W
R _{θJA}	Resistencia térmica juntura-ambiente	62	°C/W
T _J	Temperatura de operación de la juntura máx.	175	°C

Si bien el voltaje y la corriente del mosfet están sobredimensionados el resto de características lo hacen muy atractivo, sobretodo la resistencia R_{DS(on)} que al tener un bajo valor ayudará a que los mosfets no se calienten tanto y se tenga que usar un disipador más pequeño. A continuación se analiza la potencia disipada por este dispositivo.

$$P_D = I_o^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \delta + 0.5 \cdot V_{DC} \cdot I_o \cdot (t_r + t_f) \cdot f_s \quad (2.11)$$

Dónde:

P_D = Potencia de disipación del mosfet

I_o = Corriente nominal de salida

$R_{DS(on)}$ = Resistencia drenaje fuente en estado de conducción

δ = Relación de trabajo

V_{DC} = Voltaje de alimentación del puente

t_r = Tiempo de subida

t_f = Tiempo de bajada

f_s = Frecuencia de conmutación

Para dar un margen de seguridad se aumenta un 20% a la corriente nominal, además el valor de la relación de trabajo se hace igual a uno para analizar la peor condición de trabajo, con lo que la potencia de disipación es:

$$P_D = (1.2 \cdot 10A)^2 \cdot 17.5m\Omega \cdot 1 + 0.5 \cdot 24V \cdot (1.2 \cdot 10A) \cdot (60 + 45)ns \cdot 16KHz$$

$$P_D = 2.52W + 0.24W = 2.76W$$

Como el circuito va a estar encerrado en una caja se debe calcular si los mosfet necesitarán o no un disipador y de necesitarlo tener una idea de cuál será su tamaño. Para calcular la temperatura de juntura se asume una temperatura ambiente en el interior de la caja de $55^\circ C$ para garantizar un adecuado ciclo de vida de los componentes electrónicos [23].

$$T_j = T_a + (R_{\theta ja} \cdot P_D) = 55^\circ C + (62^\circ C/W \cdot 2.76W) = 226.12^\circ C$$

Esta temperatura es mayor a la temperatura máxima de la juntura de $175^\circ C$ recomendada por el fabricante por lo tanto es necesario usar un disipador de calor. Se escoge una temperatura de juntura de $120^\circ C$ y se calcula la temperatura de la carcasa:

$$T_c = T_j - (R_{\theta jc} \cdot P_D) = 120 - (1.5^\circ C/W \cdot 2.76W) = 115.86^\circ C$$

Usando la curva de Potencia vs. Temperatura de la carcasa de la Figura 2.50 se puede ver que la potencia de disipación máxima permisible para este encapsulado es aproximadamente de unos 22W, la cual es mayor a la potencia de disipación calculada de 2.76W con lo cual se observa que está bien escogida la temperatura de juntura de $120^\circ C$.

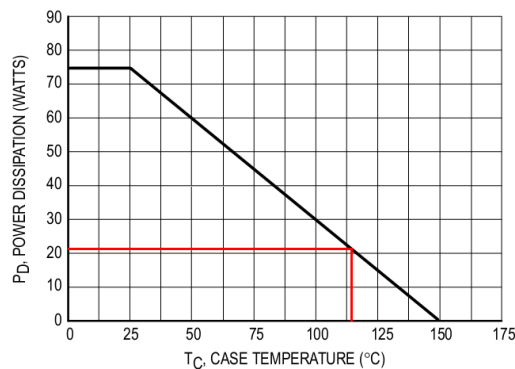


Figura 2.50 Potencia de disipación permitida para encapsulado TO-220

Para el cálculo del disipador se debe considerar que el montaje de los seis mosfets se hará sobre un mismo disipador y se usará Sil-Pad como aislante entre cada uno de los mosfets. La resistencia térmica de montaje del Sil-Pad es $R_{\theta M} = 1.1^{\circ}\text{C/W}$.

En la Figura 2.51 se muestra el modelo térmico básico, donde P_D representa la potencia disipada por cada mosfet del puente trifásico, $R_{\theta(jc)}$ representa la resistencia térmica entre la juntura y la carcasa del mosfet, $R_{\theta(cd)}$ la resistencia térmica entre la carcasa del mosfet y el disipador de calor y $R_{\theta(da)}$ la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente. Además, T_j representa la temperatura de la juntura del mosfet, T_C la temperatura de la carcasa, T_D la temperatura del disipador y T_A la temperatura ambiente.

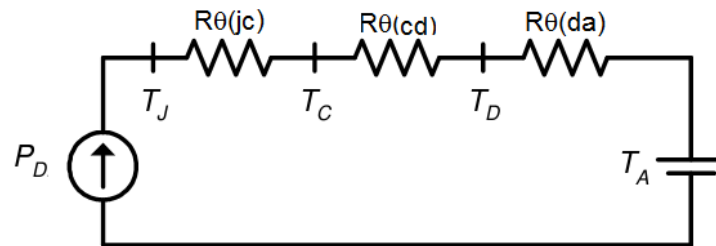


Figura 2.51 Modelo térmico básico

Este modelo se aplica cuando un semiconductor está montado en un disipador, pero para el caso de este proyecto son seis los semiconductores montados sobre el mismo disipador por lo que para los cálculos se utiliza el modelo de la Figura 2.52.

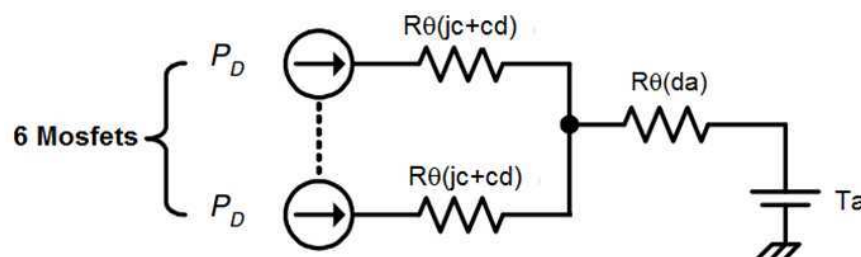


Figura 2.52 Modelo térmico utilizado para los cálculos

Para calcular la resistencia térmica del disipador se parte de la siguiente expresión:

$$T_j = T_a + R_{\theta da} \cdot \sum P_D + R_{\theta(jc+cd)} \cdot P_D \quad (2.12)$$

Con esta expresión se obtiene el valor de la temperatura de juntura, que debe ser menor a 120°C como se escogió previamente, para garantizar un buen funcionamiento de los mosfets. Reemplazando este valor en la ecuación (2.12) se puede encontrar el valor de la resistencia térmica del disipador con la siguiente expresión:

$$R_{\theta da} \leq \frac{(T_j - T_a) - P_D \cdot (R_{\theta jc} + R_{\theta cd})}{6 \cdot P_D} \quad (2.13)$$

$$R_{\theta da} \leq \frac{(120^\circ\text{C} - 55^\circ\text{C}) - 2.76\text{W} \cdot (1.5^\circ\text{C}/\text{W} + 1.1^\circ\text{C}/\text{W})}{6 \cdot 2.76\text{W}}$$

$$R_{\theta da} \leq 3.49^\circ\text{C}/\text{W}$$

En la práctica resulta complicado conseguir un disipador que cumpla con las características que se calcularon por lo cual la elección del disipador quedó sometida a pruebas, sin embargo los cálculos ayudaron bastante como una guía del tamaño del disipador que se debía seleccionar.

2.2.1.7.5 Cálculo del capacitor de entrada al puente

El capacitor que se muestra en la Figura 2.43 (Página 73) sirve como un filtro para atenuar la corriente AC que circula por la batería de 24V. Esta corriente AC es producto de las conmutaciones que realizan los semiconductores para energizar las bobinas. Para el cálculo del capacitor se parte de la ecuación de corriente del capacitor:

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (2.14)$$

Es necesario despejar el término dv_c para poder evaluar la ecuación respecto al tiempo. El intervalo a utilizar es el tiempo de encendido ($t_{on} = \delta \cdot T$) debido a que en este intervalo se producen las mayores corrientes y para el diseño se deben contemplar las peores condiciones.

$$dv_c = \frac{1}{C} \int^{\delta \cdot T} i_c dt \quad (2.15)$$

El término dv_c representa el rizado de voltaje en los terminales del condensador y se lo rescribe como ΔV_c . El término i_c representa la corriente de la carga por lo que se lo rescribe como I_o . Evaluando y reescribiendo la ecuación (2.15) el voltaje de rizado queda como:

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \cdot I_o \cdot \delta \cdot T \quad (2.16)$$

Conociendo que $T = 1/f_c$ y despejando C de la ecuación (2.16), el valor del capacitor se puede hallar con:

$$C = \frac{I_o \cdot \delta}{\Delta V_c \cdot f_c} \quad (2.17)$$

Donde:

C = Capacitor (Faradios).

I_o = Corriente de la carga (Amperios)

δ = Relación de trabajo

ΔV_c = Voltaje de rizado del capacitor (Voltios)

f_c = Frecuencia de conmutación (Hz)

Considerando que la frecuencia de conmutación es de 16KHz, el voltaje de rizado es un voltio, la corriente de la carga es de 10 amperios y $\delta=1$ para las peores condiciones el valor que se necesita para el capacitor debe ser:

$$C \geq \frac{10A \cdot 1}{1V \cdot 16000Hz} = 625\mu F$$

El valor de 625 μ F calculado es el valor mínimo que el capacitor debe tener para cumplir con su cometido, además el voltaje de este condensador debe ser mayor a 24V que es el voltaje de alimentación del inversor, por lo tanto y cumpliendo con estas condiciones se escoge un condensador de 1000 μ F y 50V.

2.2.1.7.6 Diseño del driver para manejo de mosfet

Los drivers para el manejo de mosfets se encargan de acondicionar las señales generadas por el microcontrolador para activar los mosfets de manera correcta. El driver que se escogió para este proyecto es el IR2101 cuyas características principales se muestran en la Tabla 2.9 (Anexo E).

Tabla 2.9 Características eléctricas del IR2101, (Anexo E)

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
V_{OFFSET}	Voltaje de corrimiento	600	V
$I_{\text{O+/-}}$	Corriente de salida por canal	130/270	mA
V_{OUT}	Voltaje de salida	oct-20	V
$t_{\text{ON/tOFF}}$	Tiempo de encendido / apagado	220	nS
I_{qbs}	Corriente de fuga máxima	55	uA
$V_{\text{BSUV+}} = V_{\text{mín}}$	Voltaje mínimo entre V_{B} y V_{S}	8.9	V

La conexión de este dispositivo es bastante sencilla y se muestra en la Figura 2.53.

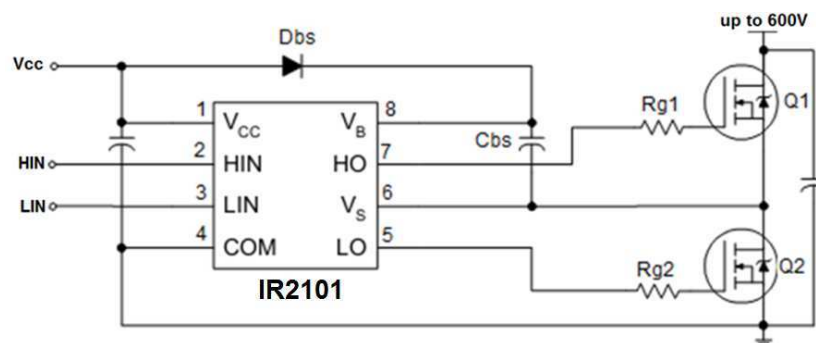


Figura 2.53 Diagrama de conexión del IR2101, (Anexo E)

Para manejar el mosfet de la parte alta, este dispositivo usa la técnica de bootstrap conformada por el diodo Dbs y el capacitor Cbs mostrados en la Figura 2.53.

Cálculo de Cbs y Dbs [24]

Para encontrar el valor tanto del diodo como del capacitor de bootstrap es necesario conocer las características eléctricas del driver que se muestran en la Tabla 2.9 y las características del mosfet mostradas en la Tabla 2.8 en la página

76. Además se escogió trabajar con el diodo rápido FR204 como diodo de bootstrap y cuyas características están en la Tabla 2.10.

Tabla 2.10 Características del diodo rápido FR204, (Anexo E)

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
t_{rr}	Tiempo de recuperación inversa	150	ns
$V_R = V_{RRM}$	Voltaje de bloqueo en CD	400	V
I_F	Corriente de conducción promedio	2	A
V_F	Voltaje de conducción directo	1.3	V

Capacitor de bootstrap Cbs [24]

La siguiente ecuación detalla la carga mínima necesaria para alimentar el capacitor de Bootstrap:

$$Q_{bs} = 2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \quad (2.18)$$

Dónde:

Q_g = Carga de la compuerta del mosfet superior.

I_{Cbs} = Corriente de fuga del capacitor de bootstrap, considerada solamente si se utiliza como capacitor de bootstrap un capacitor electrolítico.

Q_{ls} = Nivel de corrimiento requerido por la carga por ciclo igual a 5nC.

La siguiente expresión permite determinar el valor mínimo del condensador de bootstrap:

$$C \geq \frac{2Q_{bs}}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{min}} \quad (2.19)$$

Donde:

V_f = Caída de voltaje directo en el diodo de bootstrap.

V_{LS} = Caída de voltaje del mosfet inferior

V_{min} = Voltaje mínimo entre V_B y V_S

El fabricante recomienda en [24] que el valor del capacitor obtenido de la ecuación anterior es el valor mínimo que puede tener este capacitor por lo que para minimizar el riesgo de sobrecarga y reducir el rizo de voltaje en V_{BS} el valor de C_{bs} debe ser multiplicado por 15. Además en caso de usar un capacitor electrolítico es necesario colocar en paralelo a este un capacitor de tipo cerámico.

Entonces el valor del capacitor se calcula como:

$$Q_{bs} = 2 \cdot 63nC + \frac{55\mu A}{16KHz} + 5nC = 134.44nC$$

$$C \geq \frac{2Q_{bs}}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{min}} = \frac{2 \cdot 134.44nC}{12V - 1.3V - 1.3 - 8.9} = 537.76nF$$

Como lo recomienda el fabricante se multiplica este valor por quince con lo cual se obtiene un $C_{bs}=8\mu F$. En las pruebas que se hicieron en la práctica este valor de condensador no fue suficiente para alimentar el mosfet de la parte superior de cada rama por lo que fue necesario aumentar este valor hasta $33\mu F$, capacitor con el cual se obtuvo la forma de onda deseada. Además como el fabricante lo recomienda se colocó un capacitor cerámico de $100nF$ en paralelo al capacitor principal de bootstrap.

Diodo de bootstrap [24]

El diodo de bootstrap debe cumplir con las siguientes características:

V_{RRM} = Voltaje del bus CD de potencia

$t_{rr(max)} < 100ns$

$I_F > Q_{bs} \times f$

El V_{RRM} del FR204 es de $400V$ y su tiempo de recuperación inversa es de $150ns$ que si bien es mayor al recomendado por el fabricante no mostró ningún problema en la práctica. La corriente por el diodo de bootstrap escogido es:

$I_F = Q_{bs} \times f = 134.44nC \times 16KHz = 2.15mA$

Este valor de corriente es mucho menor que la corriente que soporta el diodo por lo tanto el diodo escogido va a trabajar sin ningún problema.

La Figura 2.54 muestra la conexión del driver y de los elementos externos para el manejo de los mosfet del inversor.

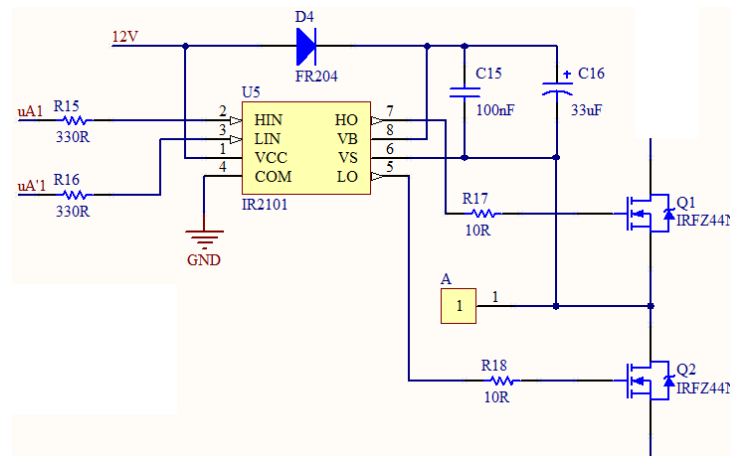


Figura 2.54 Conexión entre el driver y los mosfets de una rama del puente

Las resistencias R15 y R16 se han colocado para limitar la corriente que entrega el microcontrolador como una forma de protegerlo en caso de una posible falla del driver. Se calculan para la peor condición que sería que la entrada del driver se ponga en cortocircuito con el negativo de la fuente y el microcontrolador entregue un estado lógico alto de 5V. Aplicando la ley de Ohm se obtiene una corriente máxima de 16.67mA que el microcontrolador puede entregar tranquilamente. Las resistencias R17 y R18 determinan la corriente que pasa por la compuerta de cada mosfet y también el tiempo de activación. Si la resistencia es muy alta entonces se tendrá más pérdidas en el mosfet y el tiempo muerto deberá ser mayor porque el tiempo de activación es largo, si es muy baja o nula la corriente de activación será elevada poniendo en riesgo al IR2101. El fabricante recomienda un valor de entre 10 y 500 ohmios para esta resistencia. Realizando pruebas y observando con ayuda de un osciloscopio que la forma de onda en la compuerta del mosfet se distorsione lo menos posible se escogió una resistencia de 10Ω con la cual se obtuvo una forma de onda adecuada para activar los mosfet.

2.2.1.8 Alimentación del circuito de control

El circuito de control necesita de dos voltajes de alimentación. Uno de 5 voltios que alimentará al microcontrolador, el pedal, los sensores de efecto hall, y el

visualizador. El otro voltaje de alimentación necesario es de 12 voltios el cual energiza a los drivers que manejan los mosfets y los relés.

Para tal efecto se tomará los 12 voltios directamente de una de las baterías que se usan para alimentar el motor, específicamente la batería que tiene la señal de referencia negativa. El voltaje cuando la batería está descargada puede llegar hasta 10.5V que es lo recomendable para este tipo de baterías, lo cual no es ningún problema ya que tanto los drivers IR2101 como los relés pueden operar tranquilamente con un voltaje menor al nominal sin ninguna complicación. Si el voltaje es menor de 10.5V el circuito de control pone sus salidas PWM en cero evitando que el motor se active y que las baterías se sigan descargando.

Además a partir de este voltaje de 12V se hace uso del regulador de voltaje LM7805 el cual en su salida proporciona un voltaje regulado de 5V. Se ha colocado condensadores de 10uF y 100nF a la entrada y a la salida del regulador con el objetivo de filtrar el ruido y de evitar las variaciones de voltaje. Adicionalmente se ha colocado un divisor de tensión para que el microcontrolador pueda sensor el voltaje de la batería y tomar una acción pertinente en caso de que el voltaje de la misma disminuya demasiado. La siguiente figura ilustra el circuito para obtener los voltajes de 5 y 12 voltios.

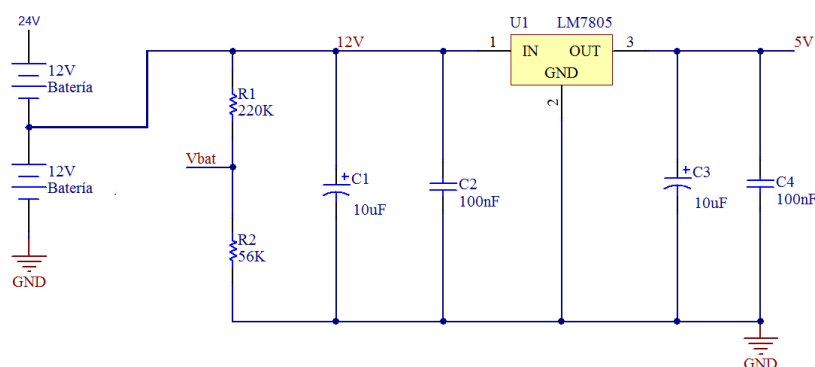


Figura 2.55 Circuito de alimentación para los circuitos de control

2.2.2 SELECCIÓN DEL CONVERTOR DC-DC

Es necesario implementar un convertor DC-DC capaz de manejar el flujo de energía desde el banco de ultracapacitores (UC) hacia el inversor y viceversa. Debido a que el voltaje de los UC va a ir disminuyendo a medida que entregan su

energía, el convertidor que se va a diseñar debe ser capaz de elevar el voltaje de los UC para alimentar al inversor con un voltaje constante de 24V lo más estable posible. Por otra parte cuando el motor empiece a funcionar como generador el voltaje en los terminales del inversor puede llegar hasta 24V DC y será necesario reducir el voltaje hasta un nivel adecuado para cargar el banco de UC. La configuración que se va a implementar se muestra en la Figura 2.56. La idea de esta configuración es hacer que el inversor trabaje solo con una de las dos fuentes de energía ya sean las baterías o el banco de UC. Cuando el relé de la Figura 2.56 se cierre, el inversor funcionará con la energía de las baterías y el conversor se mantendrá apagado. Si el relé está abierto las baterías se desconectarán y el conversor entrará en funcionamiento elevando el voltaje de los UC para alimentar el inversor. Durante la regeneración, el relé debe abrirse para garantizar que la energía fluya desde el inversor hasta los UC a través del conversor y no hacia las baterías.

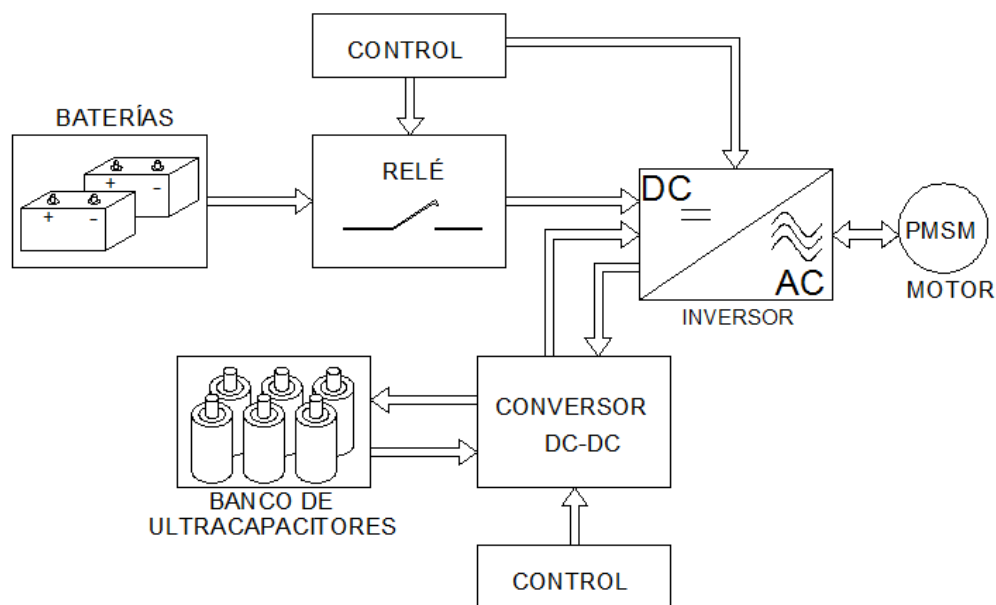


Figura 2.56 Esquema general de conexión del convertidor DC-DC

Teniendo en cuenta el funcionamiento arriba descrito se escoge la topología mostrada en la Figura 2.57. Se trata de un convertidor DC-DC Reductor-Elevador (Buck-Boost) conformado por un convertidor tipo Reductor (Buck) y un tipo Elevador (Boost) conectados en paralelo y consta de dos interruptores, cada uno con un diodo en antiparalelo. El modo de operación depende de los interruptores

Q1 y Q2 y se puede pasar de un modo al otro dependiendo del interruptor que se active, mientras que los diodos D1 y D2 le dan el carácter de bidireccionalidad. Debido a la aplicación que tendrá el convertidor, en ningún momento los dos modos de operación trabajarán de forma simultánea.

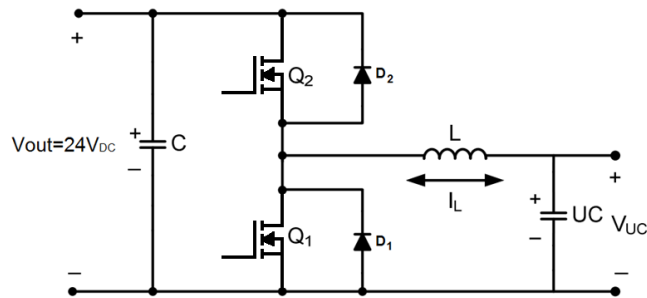


Figura 2.57 Topología seleccionada del convertidor DC-DC Reductor-Elevador

Este convertidor permite hacer la transferencia de energía entre dos fuentes de energía, en donde una tiene menor tensión que la otra. En esta aplicación se considera al banco de UC como la fuente de menor tensión y al voltaje presente en los terminales del inversor durante la regeneración como la fuente de mayor tensión. En el modo de operación Reductor la transferencia de energía se realiza desde la fuente de mayor tensión, que en este caso es el voltaje en los terminales del inversor, hacia el banco de UC. Para regular la transferencia de energía se modula la tensión en los terminales del inversor hasta un valor inferior usando la modulación de ancho de pulso, PWM (Pulse Width Modulation), con lo cual se puede controlar la corriente que se transfiere hasta el banco de UC para poder cargarlos. En la operación Elevador se eleva el voltaje de la fuente de menor tensión (banco de UC) hasta un nivel adecuado que permita alimentar al inversor. Esto se realiza almacenando durante un instante la energía proveniente de los UC en una inductancia para luego descargarla en la fuente de mayor tensión (Inversor). Esta inductancia es la encargada de elevar la tensión cuyo valor se controla usando la técnica PWM.

2.2.2.1 Análisis de la operación Elevador

El conversor Elevador es un conversor DC-DC en el cual su tensión de salida nunca puede ser menor que la de la entrada. Los elementos que intervienen en

este modo de operación son el interruptor Q1 y el diodo D2. En la Figura 2.58 se ha redibujado el circuito de la Figura 2.57 únicamente con los elementos que intervienen en el modo de operación Elevador para entender de mejor manera su funcionamiento. V_{UC} representa la fuente de menor tensión del conversor y V_{inv} representa a la fuente de mayor tensión que como se dijo antes es el voltaje necesario para alimentar a los terminales del inversor.

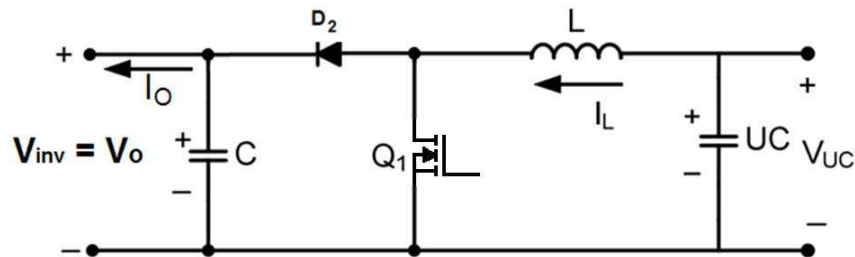


Figura 2.58 Modo de operación Boost

Para transferir la energía desde el banco de UC hacia el inversor denotado como V_{inv} en la Figura 2.58 es necesario cargar la inductancia L produciendo un cortocircuito de corta duración cuando se cierra Q1. Al abrir el interruptor Q1 la energía almacenada en la inductancia circula a través del diodo D2 para alimentar la carga conectada en V_{inv} . La razón de que el voltaje se eleve se debe a que al interrumpir violentamente la corriente por la inductancia se produce un alto di/dt que induce una tensión en la inductancia y se suma al voltaje de los UC. Las formas de onda que caracterizan este modo de operación se muestran la Figura 2.59.

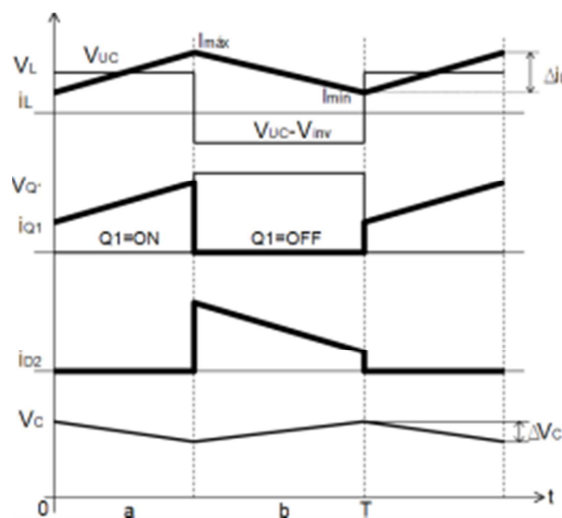


Figura 2.59 Formas de onda de la operación Elevador

Las ecuaciones que definen el comportamiento del Elevador son [25]:

$$\text{Voltaje de salida: } V_{inv} = \frac{V_{UC}}{(1-\delta)} \quad (2.20)$$

$$\text{Corriente por el inductor: } I_L = I_{UC} = \frac{I_o}{(1-\delta)} \quad (2.21)$$

$$\text{Rizado de corriente en el inductor: } \Delta I = \frac{V_{UC} \cdot \delta}{f \cdot L} \quad (2.22)$$

$$\text{Rizado de voltaje en el condensador: } \Delta V_c = \frac{I_o \cdot \delta}{C \cdot f} \quad (2.23)$$

$$\text{Inductancia crítica: } L_{cr} = \frac{V_{inv}}{2I_o f} \delta (1 - \delta)^2 \quad (2.24)$$

En la ecuación (2.20) se puede apreciar que el voltaje de salida del conversor que alimenta al inversor depende únicamente de la relación de trabajo y del voltaje de los ultracapacitores.

Al término ΔI de la ecuación (2.22) se le conoce como el rizado de corriente y servirá más adelante para tomarlo como un parámetro de diseño. La amplitud de rizado de corriente depende de la frecuencia de conmutación, el valor de la inductancia L , la relación de trabajo δ y la tensión en el banco de UC.

La ecuación (2.23) determina el rizado de voltaje del condensador y es de utilidad para hallar el capacitor de salida del conversor Elevador.

En el diseño se debe garantizar que el valor del inductor sea mayor al valor de la inductancia crítica L_{cr} para que el conversor opere en el modo de conducción continua asegurando que la corriente por el inductor no se haga cero en ningún momento del intervalo de trabajo.

Análisis de la operación como Reductor

El conversor Reductor es un conversor DC-DC, en el cual su tensión de salida es siempre menor a su tensión de entrada. En la operación Reductor intervienen el interruptor Q2 y el diodo D1 de la Figura 2.57. En la Figura 2.60 se puede observar de mejor manera como queda el circuito para este modo de operación.

En este modo de operación se necesita conmutar el transistor Q2 para que la corriente fluya desde el inversor V_{inv} hacia los UC V_{UC} . Cuando Q2 se cierra la corriente circula a través de este pasando por la inductancia L en la dirección de I_L tal como se muestra en la Figura 2.60. En ese instante parte de la energía se transfiere a V_{UC} y el resto se almacena en la inductancia L. Cuando Q2 se abre la energía almacenada en L se transfiere a V_{UC} obligando a la corriente a circular en la misma dirección de I_L a través del diodo D1.

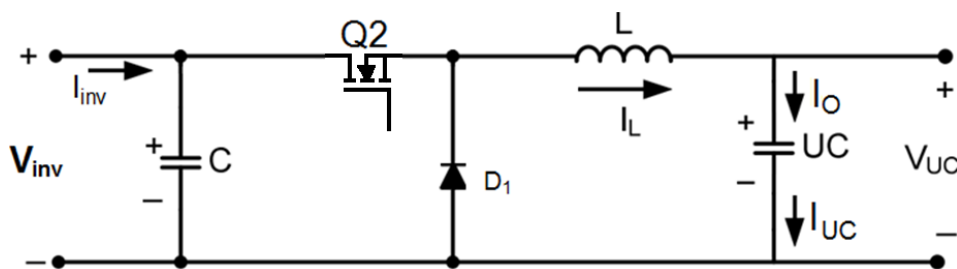


Figura 2.60 Modo de operación Buck

Las formas de onda que caracterizan este modo de operación se muestran en la Figura 2.61.

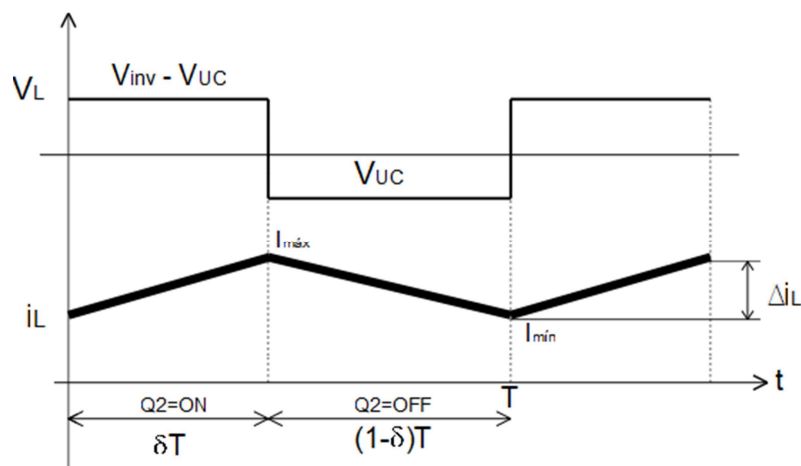


Figura 2.61 Voltaje y corriente del inductor durante la conmutación

Las ecuaciones que definen el comportamiento del reductor son [25]:

$$\text{Voltaje de salida: } V_{UC} = V_{inv} \cdot \delta \quad (2.25)$$

$$\text{Corriente en los UC: } I_{UC} = \frac{I_{inv}}{\delta} \quad (2.26)$$

$$\text{Inductancia crítica: } L_{cr} = \frac{V_{uc} \cdot (1-\delta)}{2I_o f} \quad (2.27)$$

En la ecuación (2.25) se aprecia que el voltaje de salida del conversor que alimenta al banco de UC depende directamente del voltaje presente en los terminales del inversor y de la relación de trabajo. Además en la ecuación (2.26) se observa que la corriente que fluye hacia los UC (que es la corriente de salida del conversor) va a ser mayor que la corriente que entra al conversor desde el inversor. Al igual que en el modo de operación Elevador es conveniente que el conversor Reductor trabaje en el modo de conducción continua, ya que así se obtiene la corriente media requerida con un pico más bajo que en modo de conducción discontinua [25]. El valor de la inductancia que se selecciona para el conversor debe ser mayor que L_{cr} para operar en modo de conducción continua.

2.2.2.2 Selección de los Ultracapacitores

Para la selección de los UC se debe tener en cuenta que éstos serán usados como una fuente auxiliar de energía que permite utilizar el frenado regenerativo almacenando en ellos la energía generada durante este proceso. Además los UC deben tener almacenada suficiente energía para impulsar la bicicleta durante un determinado tiempo. Los parámetros que se deben analizar para seleccionar el número de UC que se van a utilizar son el voltaje, la capacidad, la resistencia interna, las dimensiones y el peso de cada unidad.

El conversor debe ser capaz de entregar 24V y 10A en el modo Elevador para alimentar el inversor. Analizando con atención las ecuaciones (2.20) y (2.21) de este modo de operación, se observa que si el voltaje de los UC es pequeño en relación a los 24V de salida, la corriente que éstos deben entregar es alta lo que implica que los UC se descargarán mucho más rápido. Teniendo esto en cuenta se decide que el voltaje del banco de UC sea de 15V. Con este voltaje la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada (24V/15V), también conocido como factor de conversión, es de 1.6 con lo cual la corriente que deben entregar los UC será 1.6 veces mayor que la corriente de salida. Para conseguir los 15V será necesario poner 6 UC en serie de 2.5V cada uno.

Durante la regeneración, el voltaje máximo que aparece en los terminales del inversor es 24V y va a ir decreciendo conforme disminuye la velocidad de la bicicleta. Para que exista regeneración hay que recordar que el voltaje en los terminales del inversor debe ser mayor que el voltaje de los UC. Una persona de condiciones físicas normales puede circular en la ciudad con una velocidad promedio de 20Km/h y según los datos del motor a esta velocidad le corresponde un voltaje de 15V aproximadamente. Esto quiere decir que para que haya regeneración el ciclista debe ir a más de 20 Km/h lo cual dependiendo del trayecto y de la capacidad del ciclista puede resultar complicado. Para solucionar este inconveniente se divide a los UC en dos bancos de 7.5V cada uno con tres condensadores conectados en serie por cada banco. En la Figura 2.62 se muestra la conexión de UC que se va a utilizar.

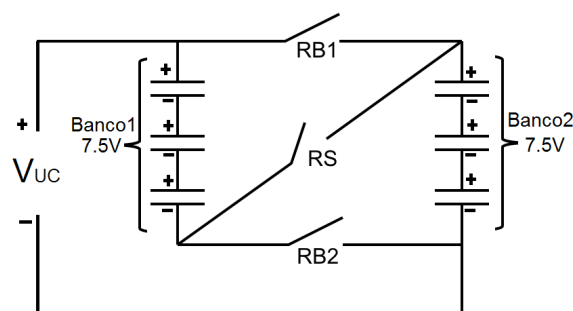


Figura 2.62 Conexión del Banco de Ultracapacitores

Para la conexión y desconexión de los bancos se usará tres relés. Cuando se necesite alimentar al motor se cierra RS para poner los dos bancos en serie y obtener los 15V necesarios para esta operación. Cuando se active la regeneración se abre RS y se cierra RB1 o RB2 con lo cual el voltaje que el reductor ve en su salida es 7.5V. Para superar este voltaje y que pueda haber regeneración el ciclista debe ir a más de 10Km/h que es una velocidad mucho más fácil de superar que la velocidad anterior de 20km/h. La decisión de que relé activar para cargar el Banco 1 o 2 se hará vía software.

Se debe tomar en cuenta que el banco de UC no va a ser descargado desde 15V hasta cero. Lo recomendable es descargarlos hasta un tercio de su capacidad nominal con lo cual se aprovecha el 89% de su capacidad y descargarlos más es ineficiente. Sin embargo en este sistema no se puede permitir que el voltaje de los

UC caiga tanto debido a que el factor de conversión aumentaría y con ello se incrementaría el valor de la corriente que circula por los UC.

Por esta razón el voltaje hasta el cual se va a descargar los UC es de 12V, con lo cual el factor de conversión aumenta a dos (24V/12V) y la corriente de salida será dos veces la corriente de entrada.

La energía almacenada por un UC depende de su capacidad y voltaje:

$$E_{UC} = \frac{1}{2} CV^2 \quad (2.28)$$

Esta capacidad debe ser suficiente para poder recibir toda la energía que entrega el motor durante la regeneración. Las bajadas son la situación perfecta para que el motor transfiera toda su potencia a los UC.

Una bajada en la ciudad de Quito dura en promedio un minuto. Suponiendo que en esta situación el motor transfiere toda su potencia a los UC, la energía se calcula con:

$$E_{Motor} = P \times t = 250W \times 1min \times \frac{60s}{1min} = 15KJ \quad (2.29)$$

Con esta energía se halla la capacidad del banco de UC:

$$C = \frac{2E_{UC}}{(V_{m\acute{a}x}^2 - V_{m\acute{i}n}^2)} = \frac{2 \times 15KJ}{(15V)^2 - (12V)^2} = 370F$$

Como se va a usar seis capacitores en serie la capacitancia de cada ultracapacitor debe ser de 2220F.

Teniendo en cuenta todo lo anteriormente mencionado se selecciona el Ultracapacitor BCAP0010 (Anexo E), fabricado por la compañía MAXWELL, tiene una capacidad de 2600F, un voltaje de 2.5V, una resistencia en serie equivalente (ESR) de 0.7mΩ y pesa 525g.

En la Figura 2.63 se observa este ultracapacitor con sus respectivas medidas.

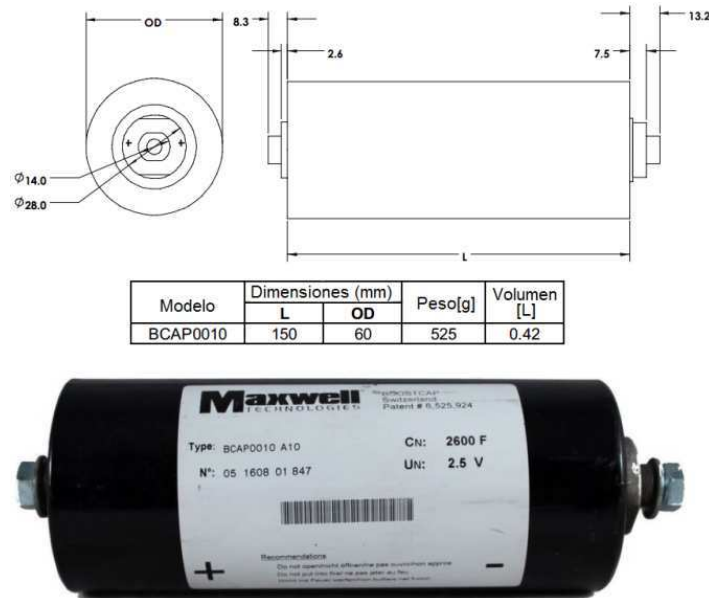


Figura 2.63 Ultracapacitor seleccionado BCAP0010, (Anexo E)

La capacidad total que tendrá el banco de UC será de 433.33F con los 6 capacitores conectados en serie y tendrá un peso total de 3.15Kg. Con esta capacidad se puede calcular la energía del banco de UC:

$$E_{UC} = \frac{1}{2} \frac{2600F}{6} (15V^2 - 12V^2) = 17550J$$

Si el motor trabaja a su potencia nominal el tiempo que durará la energía de los UC se encuentra con:

$$t = \frac{E_{UC}}{W_{UC}} = \frac{17550J}{250W} = 70.2s$$

Es necesario equilibrar el voltaje de los ultracapacitores cuando estos están conectados en serie. Al equilibrar los UC se reduce el estrés de voltaje y se mejora la confiabilidad individual. Para conseguir este equilibrio se utiliza el método de la resistencia [26]. Este método consiste en colocar una resistencia en paralelo con el UC. El valor de esta resistencia debe ser tal que la corriente que circule por la misma sea 10 veces la corriente de fuga. Para el caso del BCAP0010 la corriente de fuga es 5mA. Aplicando la ley de Ohm se encuentra el valor de la resistencia de equilibrio:

$$R_{Equilibrio} = \frac{V_{UC}}{10I_{Fuga}} = \frac{2.5V}{10 \times 5mA} = 50\Omega \quad (2.30)$$

$$P_{R_{Equilibrio}} = \frac{V_{UC}^2}{R_{Equilibrio}} = \frac{2.5V^2}{50\Omega} = 0.125W$$

Se usará resistencias de 47Ω 1/4W, que es un valor estándar, conectadas en paralelo a cada uno de los ultracapacitores.

2.2.2.2.1 Selección de relés para los bancos de ultracapacitores

Los contactos de los relés denominados RB1 y RB2 deben soportar una corriente de 9A. El relé seleccionado es el G2R-1-E de OMRON (Anexo E), el cual soporta 16A y su bobina de activación es de 12V. Las características de este relé fueron analizadas en el apartado 2.2.1.5. El relé denominado RS debe tener un contacto normalmente abierto capaz de soportar hasta 24A. Se selecciona el relé T90N1D12-12 de la compañía TE CONNECTIVITY (Anexo E). A continuación se describen sus características más importantes y su diagrama de conexión en la Figura 2.64.

Características Relé T90N1D12-12 (Ver Anexo E)

- Contactos: SPST-NO
- Capacidad de corriente de los contactos: 30A
- Tensión de conmutación: 240VAC, 28VDC – Max
- Corriente de la bobina: 77mA
- Voltaje de la bobina: 12VDC
- Resistencia de la bobina: 155Ω
- Material de los contactos: Plata-Óxido de Cadmio
- Tiempo de conexión: 15ms
- Tiempo de desconexión: 15ms

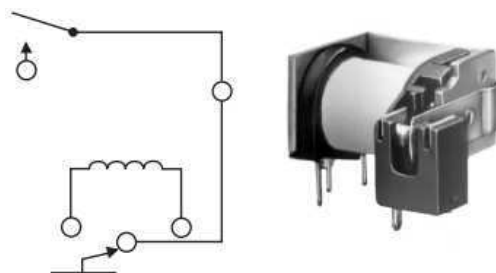


Figura 2.64 Diagrama de conexión del relé T90N1D12-12, (Anexo E)

Estos tres relés se activan desde la tarjeta de control del motor. Las señales de activación que proporciona el microcontrolador ATmega164P se conectan a las entradas del circuito integrado ULN2003A, que es el encargado de manejar la corriente necesaria para encender cada uno de los relés.

2.2.2.3 Cálculo del inductor

Para el diseño del inductor es necesario definir el rizado de corriente con el que se desea trabajar. Se debe escoger un valor adecuado de rizado puesto que este causa pérdidas por calentamiento, genera ruido audible y electromagnético provocando fallas en los equipos que se encuentren cerca. Para minimizar los efectos del rizado se puede trabajar a altas frecuencias o utilizar una inductancia grande. Una frecuencia alta de conmutación permite minimizar el tamaño del inductor y del capacitor de filtro. Para el caso de la bicicleta es conveniente que los componentes que conforman los circuitos sean lo más pequeños y livianos posibles. Teniendo esto en cuenta se decidió trabajar con una frecuencia de 50KHz pensando sobretodo en minimizar el tamaño del inductor. La Figura 2.65 muestra el rizado de corriente.

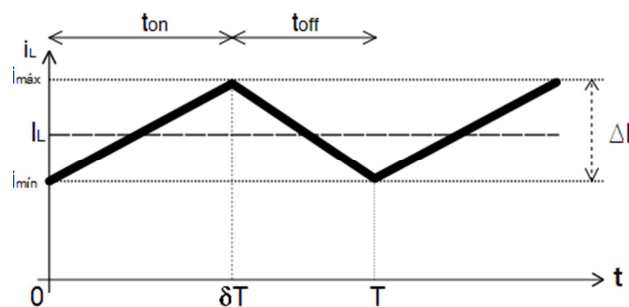


Figura 2.65 Rizado de corriente en el inductor

El valor medio de la corriente que va a circular por el inductor es igual a la corriente máxima que circula por el inversor que alimenta al motor multiplicada por el factor de conversión que en las peores condiciones sería de 2. Si el voltaje de salida del inversor es de 10A entonces el voltaje medio en el inductor será de 20A. Se escoge un valor arbitrario de rizado del 10% de la corriente media.

$$\Delta I = 10\% I_L = 20A \times 10\% = 2A \quad (2.31)$$

La corriente máxima y mínima por el inductor se determinan de la siguiente forma:

$$\Delta I = I_{m\acute{a}x} - I_{m\acute{i}n}$$

$$I_{m\acute{a}x} = I + \frac{\Delta I}{2} = 20A + \frac{2A}{2} = 21A \quad (2.32)$$

$$I_{m\acute{i}n} = I - \frac{\Delta I}{2} = 20A - \frac{2A}{2} = 19A \quad (2.33)$$

Para encontrar la relación de trabajo se despeja el valor de δ de la ecuación (2.20). Es necesario hacer el análisis en las peores condiciones, para ello se toma el valor de 12V en los ultracapacitores.

$$\delta = 1 - \frac{V_{inv}}{V_{UC}} = 1 - \frac{24}{12} = 0.5 \quad (2.34)$$

Para hallar el valor del inductor con el cual el convertor trabaja en modo de conducción continua se despeja L de la ecuación (2.22):

$$L = \frac{V_{UC} \cdot \delta}{f \cdot \Delta I} = \frac{12V \cdot 0.5}{50KHz \cdot 2A} = 60\mu H$$

También es necesario indicar cual es el valor mínimo del inductor que permite que el convertor Elevador trabaje en el límite de conducción continua, para lo cual se hace uso de la ecuación (2.24):

$$L_{cr} = \frac{V_{inv}}{2I_{of}} \delta(1 - \delta)^2 = \frac{24V}{2 \times 10A \times 50KHz} 0.5(1 - 0.5)^2 = 3\mu H$$

Usando la ecuación (2.27) y considerando que la corriente de carga de los UC va a limitarse a 5A se puede hallar el valor de la inductancia crítica en el convertor Reductor:

$$L_{cr} = \frac{V_{UC} \cdot (1 - \delta)}{2I_{of}} = \frac{12V \cdot (1 - 0.5)}{2 \times 5A \times 50KHz} = 12\mu H$$

De estos dos valores de inductancia calculados se escoge un valor mayor que $L_{cr} = 12\mu H$ para garantizar la operación en modo de conducción continua para ambos modos de operación Elevador y Reductor.

En base a las condiciones arriba planteadas y considerando que el inductor debe ocupar poco espacio y tener la menor cantidad de peso, se escoge un inductor modelo AIRD-02-150K fabricado por la Corporación Abracon, su núcleo es de ferrita, está diseñado para altas corrientes, posee una baja resistencia con lo cual se disminuyen las pérdidas y pesa aproximadamente 75g. Sus características y dimensiones se muestran en la Figura 2.66.

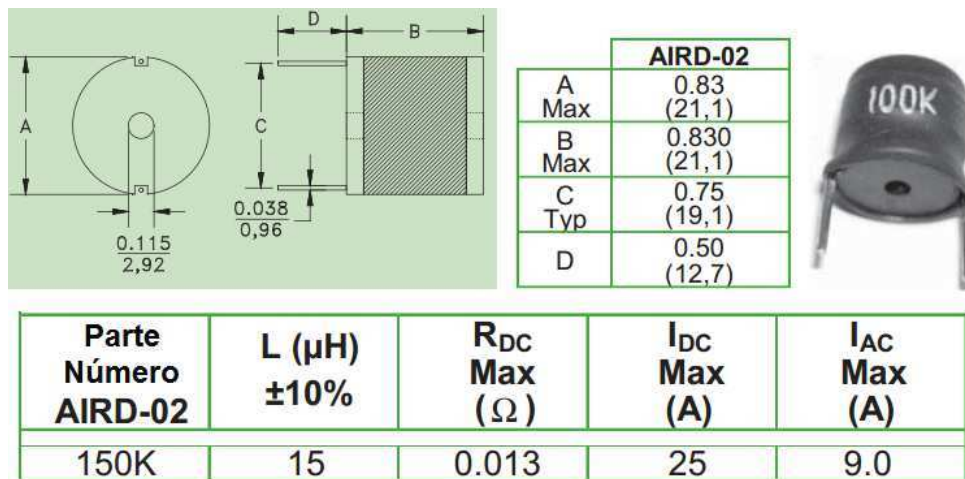


Figura 2.66 Inductor seleccionado AIRD-02-150K, (Anexo E)

El valor de inductancia de este elemento es de $15\mu H$ y es menor que el valor calculado para obtener un rizado de 2A pero también es mayor que el valor de la inductancia crítica. Se decide trabajar con este inductor principalmente por sus características de peso y tamaño.

Con este nuevo valor de inductancia se encuentra el rizado de corriente que tendrá el convertidor:

$$\Delta I = \frac{V_{UC} \cdot \delta}{f \cdot L} = \frac{12V \cdot 0.5}{50KHz \cdot 15\mu H} = 8A$$

$$I_{m\acute{a}x} = I + \frac{\Delta I}{2} = 20A + \frac{8A}{2} = 24A$$

Las pérdidas en el cobre del inductor se encuentran con:

$$P_{CU} = I_{DC}^2 \times R_{DC} = 20A^2 \times 0.013\Omega = 5.2W$$

2.2.2.4 Cálculo del capacitor de filtro para el convertidor bidireccional

En la Figura 2.57 (Página 88) se puede ver el capacitor C que se va a calcular en esta sección. Este capacitor cumple con dos funciones, la primera es servir de condensador de acoplamiento entre el inversor y el convertidor cuando este opera en modo Buck, y su segunda función es la de filtro de salida durante la operación Boost. Además este capacitor sirve para disminuir los efectos de las inductancias parásitas presentes en las conexiones y pistas del circuito.

El voltaje de este capacitor debe ser mayor que el voltaje máximo del inversor y del voltaje máximo a la salida del convertidor en operación Boost.

Se asume un voltaje de rizado del 2.5% del voltaje de salida. La capacitancia de este condensador se encuentra empleando la ecuación (2.33) de donde se despeja el valor de C:

$$C \geq \frac{I_o \cdot \delta}{\Delta V_c \cdot f} = \frac{10A \cdot 0.5}{(24V \times 2.5\%) \cdot 50KHz} = 167\mu F$$

Este valor es el mínimo que el capacitor debe tener para cumplir con la condición del rizado de voltaje. Se escoge un capacitor de 1000 μ F/50V con el cual se cumple la condición de voltaje y capacitancia. Con este valor además se espera disminuir los efectos de las inductancias parásitas en el circuito de potencia.

2.2.2.5 Selección de los elementos de potencia

En la Figura 2.57 (Página 88) se pueden observar los elementos de potencia Q1, D1, Q2 y D2 que se necesitan seleccionar.

En el modo de operación Elevador intervienen los elementos Q1 y D2 y deben cumplir con las siguientes características:

Diodo D2:

Voltaje de polarización inverso: $V_{RRM} > V_{Out} - V_{DSSat} = 24V - 2.5V = 21.5V$

Corriente media en el diodo: $I_{F(AV)} > I_{Out} = 10A$

Corriente pico en el diodo: $I_{FPK} > I_{Lm\acute{a}x} = 24A$

Interruptor Q1:

Voltaje Drenaje-Fuente: $V_{DS} > V_{Out} + V_F = 24V + 2.5V = 26.5V$

Corriente de Drenaje: $I_D > I_{Lm\acute{a}x} = 24A$

Se ha asumido que la caída de voltaje en el diodo D2 y en el interruptor Q1 es de 2.5V cuando están en conducción.

En el modo de operación Reductor intervienen los elementos Q2 y D1 y deben tener las siguientes características:

Diodo D1:

Voltaje de polarización inverso: $V_{RRM} > V_{Out} - V_{DSSat} = 24V - 2.5V = 21.5V$

Corriente media en el diodo: $I_{F(AV)} > I_{Out} = 5A$

Corriente pico en el diodo: $I_{FPK} > I_{Lm\acute{a}x} = I + \frac{\Delta I}{2} = 5A + \frac{8A}{2} = 9A$

Interruptor Q2:

Voltaje Drenaje-Fuente: $V_{DS} > V_{Out} = 24V$

Corriente de Drenaje: $I_D > I_{Lm\acute{a}x} = 9A$

La corriente máxima por la bobina en el modo Buck se calcula tomando en cuenta que se va limitar la corriente media de esta a 5A.

Para los elementos Q1, Q2 y D1 se ha seleccionado el Mosfet IRFZ44N que cumple con los requerimientos arriba mencionados. Este mosfet es el mismo que se utilizó en el puente inversor para controlar el motor. Soporta un voltaje de 55V entre drenaje y fuente, soporta una corriente de 49A y su resistencia en conducción es de 17.5mΩ.

El diodo D2 debe ser de rápida conmutación por lo que se ha seleccionado el diodo Schottky SBL3040PT que soporta 30A y 40V de polarización inversa. Su diagrama de pines se muestra en la Figura 2.67.

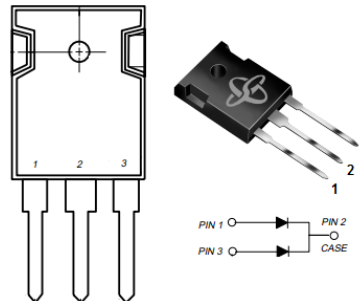


Figura 2.67 Diodo Schottky SBL3040PT, (Anexo E)

A continuación se analiza la potencia disipada por los elementos de potencia del convertidor. Para ello se asume que en todos los caso la temperatura en el interior de la caja en la cual van a estar colocados los elementos es de 55°C para garantizar la adecuada operación de los componentes electrónicos [23].

Potencia disipada en Q1:

$$P_D = I_L^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \delta + 0.5 \cdot V_{DC} \cdot I_L \cdot (t_r + t_f) \cdot f_s$$

$$P_D = (24A)^2 \cdot 17.5m\Omega \cdot 1 + 0.5 \cdot 15V \cdot (24A) \cdot (60 + 45)ns \cdot 50KHz = 11W$$

A continuación se calcula la temperatura de junta asumiendo una temperatura ambiente en el interior de la caja de 55°C para garantizar un adecuado ciclo de vida de los componentes electrónicos [23].

$$T_j = T_a + (R_{\theta ja} \cdot P_D) = 55^\circ C + (62^\circ C/W \cdot 11W) = 737^\circ C$$

Esta temperatura es mayor a la temperatura máxima de la junta de 175°C recomendada por el fabricante para este elemento por lo tanto es necesario usar un disipador de calor. Asumiendo una temperatura adecuada para la junta de 120°C y considerando que se usará Sil-Pad ($R_{\theta M} = 1.1^\circ C/W$) como aislante entre el elemento y el disipador con lo cual se tiene que la resistencia térmica del disipador será:

$$R_{\theta da} \leq \frac{(T_j - T_a) - P_D \cdot (R_{\theta jc} + R_{\theta cd})}{P_D} \quad (2.35)$$

$$R_{\theta da} \leq \frac{(120^\circ\text{C} - 55^\circ\text{C}) - 11\text{W} \cdot (1.5^\circ\text{C}/\text{W} + 1.1^\circ\text{C}/\text{W})}{11\text{W}} = 3.3^\circ\text{C}/\text{W}$$

Potencia disipada en Q2:

$$P_D = I_L^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \delta + 0.5 \cdot V_{DC} \cdot I_L \cdot (t_r + t_f) \cdot f_s \quad (2.36)$$

$$P_D = (9\text{A})^2 \cdot 17.5\text{m}\Omega \cdot 1 + 0.5 \cdot 24\text{V} \cdot (9\text{A}) \cdot (60 + 45)\text{ns} \cdot 50\text{KHz} = 1.98\text{W}$$

$$T_j = T_a + (R_{\theta ja} \cdot P_D) = 55^\circ\text{C} + (62^\circ\text{C}/\text{W} \cdot 1.98\text{W}) = 177.76^\circ\text{C}$$

Esta temperatura supera la temperatura de juntura máxima de 175°C por lo cual es necesario usar un disipador y al igual que en el caso de Q1 se asume una temperatura de juntura de 120°C y se considera el uso de Sil-Pad como aislante.

La resistencia térmica del disipador es:

$$R_{\theta da} \leq \frac{(120^\circ\text{C} - 55^\circ\text{C}) - 1.98\text{W} \cdot (1.5^\circ\text{C}/\text{W} + 1.1^\circ\text{C}/\text{W})}{1.98\text{W}} = 30.22^\circ\text{C}/\text{W}$$

Potencia disipada en D2:

$$P_D = V_F \cdot I = 0.55\text{V} \times 10\text{A} = 5.5\text{W}$$

$$T_j = T_a + (R_{\theta ja} \cdot P_D) = 55^\circ\text{C} + (62^\circ\text{C}/\text{W} \cdot 5.5\text{W}) = 396^\circ\text{C}$$

De esta última expresión se ve la necesidad de usar un disipador para que la temperatura de la juntura sea menor a los 125°C recomendados por el fabricante.

Se asume una temperatura de juntura adecuada de 120°C y se considera el uso de Sil-Pad como aislante.

$$R_{\theta da} \leq \frac{(120^\circ\text{C} - 55^\circ\text{C}) - 5.5\text{W} \cdot (1.5^\circ\text{C}/\text{W} + 1.1^\circ\text{C}/\text{W})}{5.5\text{W}} = 9.2^\circ\text{C}/\text{W}$$

Al igual que en el caso del inversor es muy complicado conseguir disipadores que cumplan con las características de resistencia térmica que se calcularon. La

elección del disipador quedó sometida a pruebas y los cálculos sirvieron como una guía para escoger el tamaño del disipador.

2.2.2.6 Diseño de snubbers [27]

Una red snubber ayuda a los elementos de potencia a absorber la energía procedente de los elementos reactivos del circuito durante el proceso de conmutación controlando la evolución de la tensión o la corriente en el interruptor, o limitando los valores máximos de tensión que el elemento puede soportar.

El snubber que se va a utilizar se observa en la Figura 2.68. Consta de una resistencia y un condensador que se colocan en paralelo a los terminales del dispositivo. A pesar de ser sencillo este circuito permite amortiguar las posibles resonancias parásitas y controlar la pendiente de la tensión en el semiconductor.

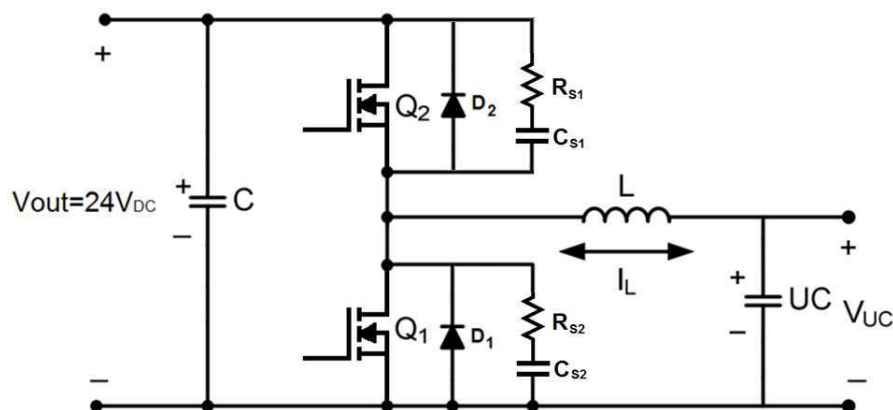


Figura 2.68 Conversor Bidireccional con redes snubber de protección

Para el cálculo de los componentes se utilizará el método rápido de diseño de Snubbers [27]. Para ello se hace que C_s sea igual a dos veces la suma de la capacidad de salida del mosfet y la capacidad estimada del montaje. R_s se determina con la relación E_o/I_o . E_o es el voltaje entre drenaje y fuente cuando el interruptor está abierto e I_o es la corriente máxima que circula por el interruptor. La potencia disipada en la resistencia se encuentra con $P_{DRS} = C_s E_o^2 f$. La capacitancia de salida del mosfet IRFZ44N es $C_{oss}=360\text{pF}$ y se asume una capacitancia adicional en el montaje $C_p=100\text{pF}$. Además las corrientes máximas por Q1 y Q2 son 24A y 9A respectivamente. Con estos datos se encuentra los valores para los elementos del snubber:

$$R_{S1} = \frac{E_O}{I_O} = \frac{24V}{9A} = 2.7\Omega \quad (2.37)$$

$$R_{S2} = \frac{E_O}{I_O} = \frac{24V}{24A} = 1\Omega \quad (2.38)$$

$$C_{S1} = C_{S2} = 2(C_{oss} + C_{op}) = 2(360pF + 100pf) = 920pF \quad (2.39)$$

Para comprobar que los valores calculados eran adecuados se hizo pruebas en el laboratorio. Se determinó que los condensadores C_{S1} y C_{S2} tenían un valor muy pequeño por lo que C_{S1} se aumentó a 10nF y C_{S2} se aumentó a 100nF. La potencia disipada en las resistencias es:

$$P_{R_{S1}} = C_{S1} \cdot E_O^2 \cdot f = 10nF \cdot 24^2 \cdot 50KHz = 0.288W \quad (2.40)$$

$$P_{R_{S2}} = C_{S2} \cdot E_O^2 \cdot f = 100nF \cdot 24^2 \cdot 50KHz = 2.88W \quad (2.41)$$

2.2.2.7 Circuito de control del convertidor bidireccional

El circuito de control tendrá como elemento un microcontrolador que será el encargado de enviar las señales PWM de 50KHz para activar los interruptores Q1 y Q2 (Figura 2.68) dependiendo del modo de funcionamiento en el que se desee trabajar. Para realizar un control adecuado es necesario conocer las variables que intervienen en el circuito. Estas variables son: el voltaje y la corriente en los UC que es la misma corriente que circula por el inductor, y el voltaje de entrada y salida del convertidor. Además este circuito se encargará de enviar las señales para el circuito de visualización. En la Figura 2.69 se muestra un esquema de las señales de entrada y salida que debe manejar el microcontrolador.

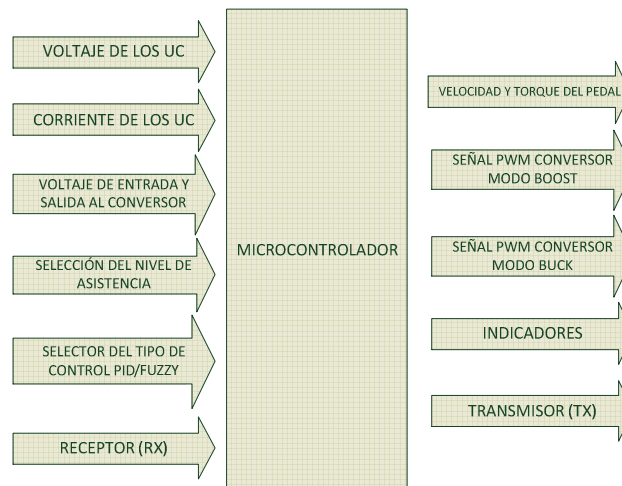


Figura 2.69 Esquema de las entradas y salidas que debe manejar el controlador del convertor

Para realizar estas tareas se escoge el microcontrolador ATmega8 cuyo diagrama de pines se muestra en la Figura 2.70.

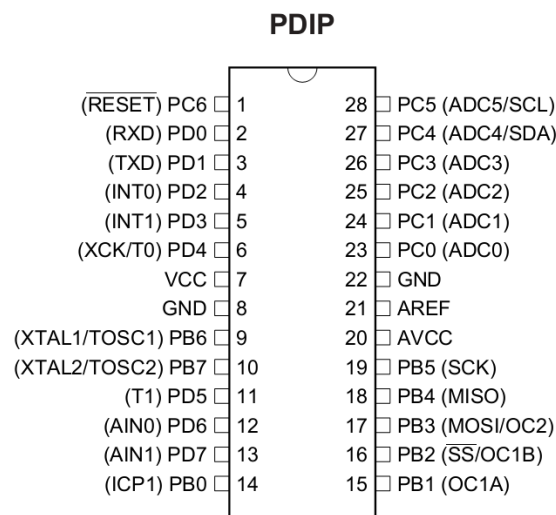


Figura 2.70 Diagrama de pines del microcontrolador ATmega8, tomado de [28]

Las principales características de este microcontrolador son [28]:

- Microcontrolador AVR de 8 bits de alto rendimiento y bajo consumo.
- Arquitectura Avanzada RISC.
- 101 instrucciones. La mayoría se ejecuta en un solo ciclo de reloj.
- 32 registros de trabajo de 8 bits para propósito general.
- Capacidad de procesamiento de unos 16 MIPS a 16 MHz.

- 8 Kbytes de FLASH auto programable en sistema.
- 512 bytes de EEPROM.
- 1K byte de SRAM Interna.
- Dos Timer/Contador de 8 bits con preescalamiento separado y modo comparación.
- Un Timer/Contador de 16 bits con preescalamiento separado, modo comparación y modo de captura.
- 6 Canales para PWM.
- ADC de 10 bits y 6 canales.
- Un puerto Serial USART Programable.
- Oscilador RC interno calibrado.
- 23 líneas de E/S programables.
- Polarización 2.7 – 5.5V.

En la Tabla 2.11 se indica la función que se le ha asignado a cada uno de los pines del microcontrolador.

Tabla 2.11. Distribución y asignación de pines del ATmega8

Pin No.	Nombre	Descripción	Aplicación
1	RESET	Reset	Reset
2	PD0	PUERTO D	Comunicación serial RX
3	PD1		Comunicación serial TX
4	PD2		Pulsador Asistencia
5	PD3		Indicador Asistencia 20%
6	PD4		Indicador Asistencia 30%
7	VCC		Alimentación 5V
8	GND	Tierra	Tierra (GND)
9	PB6	PUERTO B	Conexión de cristal externo
10	PB7		Conexión de cristal externo
11	PD5	PUERTO D	Indicador Asistencia 40%
12	PD6		Indicador Asistencia 50%
13	PD7		Indicador Motor Activo
14	PB0	PUERTO B	Sin uso

15	PB1		PWM Boost
16	PB2		PWM Buck
17	PB3		Pin de Programación
18	PB4		Pin de Programación
19	PB5		Pin de Programación
20	AVCC	VCC Analógico	5 VDC
21	AREF	Referencia Analógica	5 VDC
22	GND	Tierra	Tierra (GND)
23	PC0	PUERTO C	Voltaje del capacitor
24	PC1		Corriente del capacitor
25	PC2		Voltaje del conversor
26	PC3		Selector PID/Fuzzy
27	PC4		Indicador de Regeneración
28	PC5		Indicador de uso de UC

Para acondicionar la señal de disparo que se necesitan para activar los mosfets del conversor se usó el driver IR2101.

En la Figura 2.53 (Página 82) se puede observar el diagrama esquemático del IR2101. Se decide trabajar con el mismo diodo de bootstrap que se uso en el inversor en vista de que se tuvo buenos resultados.

Los mosfets que conforman el conversor también son los mismos que se usaron en el inversor, con lo cual únicamente se tiene que recalcular el valor del capacitor de bootstrap con la frecuencia de 50KHz y se revisa que la corriente que circula por el diodo no exceda sus límites permitidos.

Con los valores de las Tabla 2.8 y 2.9 mostradas en la página 76 y 82 respectivamente, se puede hallar el valor del capacitor de bootstrap.

$$Q_{bs} = 2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} = 2 \cdot 63nC + \frac{55\mu A}{50KHz} + 5nC = 132.1nC$$

$$C \geq \frac{2Q_{bs}}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{min}} = \frac{2 \cdot 132.1nC}{12V - 1.3V - 1.3 - 8.9} = 528.4nF$$

Siguiendo la recomendación del fabricante, se multiplica este valor por quince con lo cual se obtiene un $C_{bs}=8\mu F$. Tomando un valor estándar se escoge $C_{bs}=10\mu F/25V$ y se coloca en paralelo un capacitor cerámico de 100nF.

La corriente por el diodo de bootstrap es:

$$I_F > Q_{bs} \times f = 132.1\text{nC} \times 50\text{KHz} = 6.6\text{mA}$$

Esta corriente está dentro del rango de corriente permisible por el diodo.

Las resistencias de 10Ω entre el driver y la compuerta de los mosfet de la Figura 2.71 se seleccionó en base a pruebas en las cuales se observó que el valor de la misma no aumente en gran medida los tiempos de encendido y apagado y que su valor logre reducir las oscilaciones creadas por las inductancias parasitas del circuito.

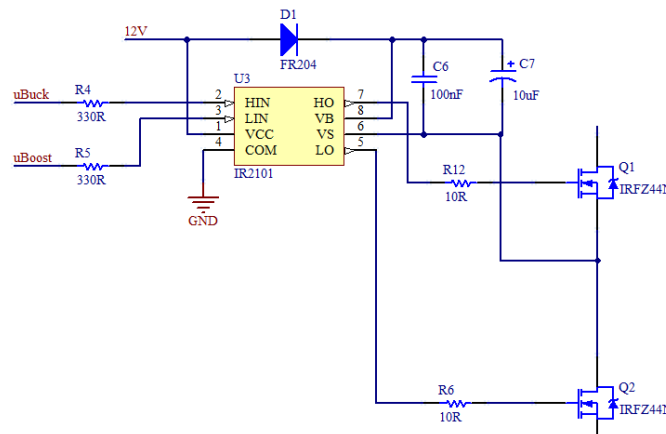


Figura 2.71 Conexión entre el driver y los mosfets del conversor

En la Figura 2.72 se puede observar la ubicación de los sensores de voltaje. Para sensar el voltaje del conversor se utiliza el divisor de tensión formado por R_a y R_b el cual debe proporcionar una señal de voltaje menor a 5V que se conecta al ADC(2) del microcontrolador. La razón de tomar un voltaje menor a 5V es porque debido al rizado de voltaje y a posibles picos de voltaje la salida del conversor podría superar los 24V.

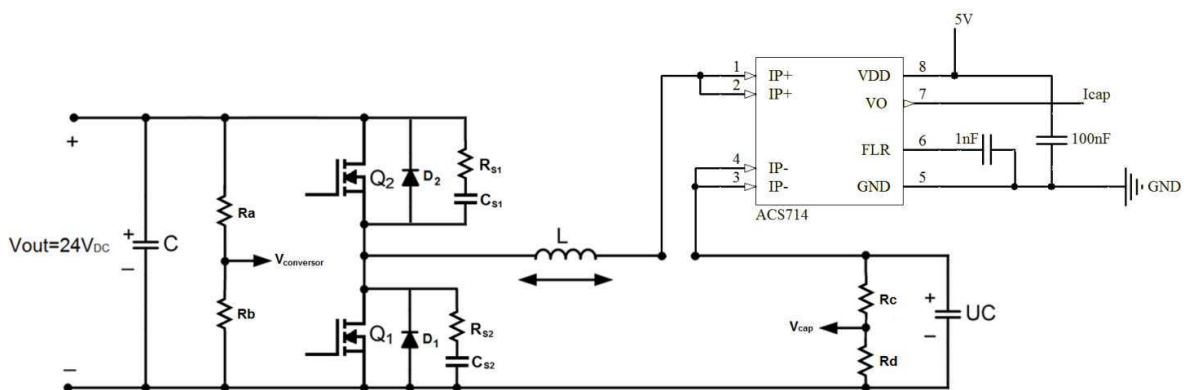


Figura 2.72 Ubicación de los sensores de voltaje y corriente en el conversor.

El voltaje de los ultracapacitores se mide por medio del divisor de tensión formado por R_c y R_d . La salida de este divisor se envía al ADC0 del microcontrolador.

Los divisores de tensión deben tener valores altos para todas sus resistencias con la finalidad de que la corriente por ellas sea mínima y la potencia que disipen sea despreciable. Se escoge $R_a=220K\Omega$, $R_b=39K\Omega$, $R_c=120K\Omega$ y $R_d=390K\Omega$ y se calcula el voltaje de salida del divisor:

$$V_{conversor} = V_{out} \frac{R_b}{R_a + R_b} = 24V \frac{39K\Omega}{220K\Omega + 39K\Omega} = 3.61V$$

$$V_{cap} = V_{UC} \frac{R_d}{R_c + R_d} = 15V \frac{39K\Omega}{120K\Omega + 39K\Omega} = 3.68V$$

Para sensar la corriente se usa el sensor ACS714 que es el mismo sensor usado para medir la corriente del inversor. Este sensor se alimenta con 5V y es capaz de medir hasta 30A. Su principio de funcionamiento se basa en el efecto hall. Solo necesita de dos condensadores externos, el uno de 1nF entre el pin 5 y tierra y el otro de 100nF entre la salida y tierra. Su salida en ausencia de corriente es de 2.5V y varía 66mV por cada amperio. Algo importante de mencionar es que si el conversor trabaja en modo Buck el voltaje de salida es mayor a 2.5V y si el conversor trabaja en modo Boost el voltaje de salida será menor a 2.5V.

El ATmega8 también proporcionará las señales para encender los 7 LEDs del circuito de visualización.

2.2.3 CIRCUITO DE VISUALIZACIÓN

Para mostrar la información de interés para el usuario se diseña un circuito de visualización en base a LEDs en cual se mostrará el nivel de carga de la batería, el nivel de asistencia, cuando se activa el motor, la regeneración y cuando se está usando los ultracapacitores como fuente de energía. Además en este circuito se incluye un pulsador que permite al usuario seleccionar el nivel de asistencia.

Para indicar el nivel de carga de la batería se usa un circuito de la Figura 2.73. El funcionamiento está basado en el uso del circuito integrado LMV324I que internamente tiene cuatro amplificadores operacionales los cuales se conectan

como comparadores de voltaje. El divisor de tensión formado por R16 y R17 sensa el voltaje de 24V de la batería. Debido a que el voltaje de polarización del LMV324I es 5V, se necesita que la señal a la salida del divisor sea menor a este voltaje. Pensando en tener un bajo consumo de corriente se asume $R_{16}=220K\Omega$ y $V_{bat}=3.6V$ con lo que se puede encontrar el valor de R17 con:

$$V_{bat} = 24V \frac{R_{17}}{R_{16} + R_{17}} \quad (2.57)$$

$$R_{17} = \frac{R_{16}}{\left(\frac{24V}{V_{bat}} - 1\right)} = \frac{220K\Omega}{\left(\frac{24V}{3.6V} - 1\right)} = 39K\Omega$$

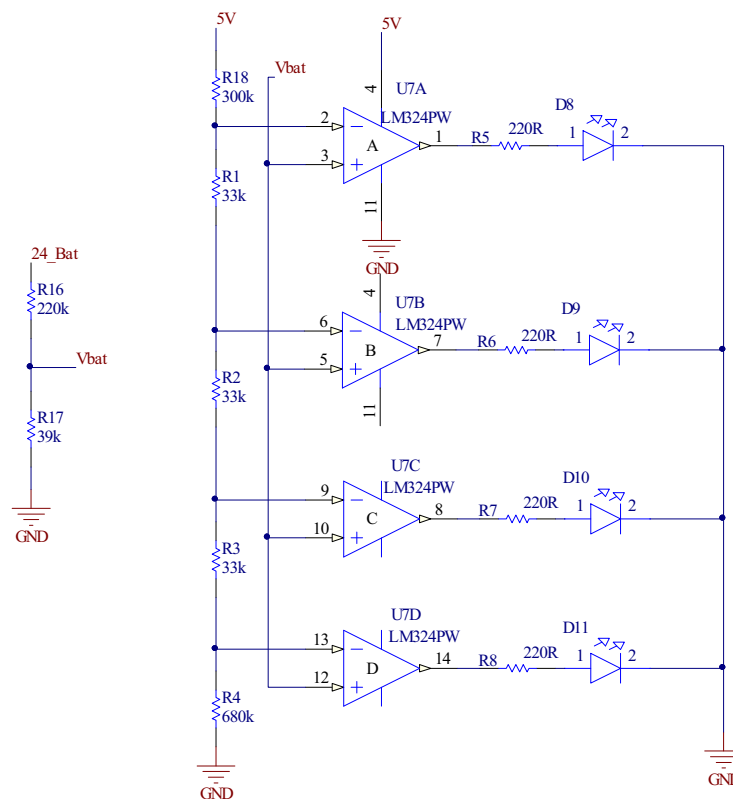


Figura 2.73 Circuito de visualización del nivel de carga de la batería

Los cuatro niveles de carga de la batería corresponden a 24, 22, 23 y 21 voltios. El voltaje a la salida del divisor de tensión para estos valores de voltaje de la batería será 3.61, 3.46, 3.31 y 3.16 voltios que se hallan utilizando la ecuación (2.57).

Para hallar los valores de R1, R2, R3 Y R4 se asume R18=300KΩ pensando nuevamente en que haya un bajo consumo de corriente.

$$V_{R_{eq1-4}} = 3.61V = 5V \frac{R_{eq1-4}}{R_{eq1-4} + R_{17}} \rightarrow R_{eq1-4} = \frac{300K\Omega}{\left(\frac{5V}{3.61} - 1\right)} = 780K\Omega$$

$$V_{R_4} = 3.16V = 3.61V \frac{R_4}{R_{eq1-4}} \rightarrow R_4 = 780K\Omega \frac{3.16V}{3.61V} = 683K\Omega \rightarrow R_4 = 680K\Omega$$

$$V_{R_3} = 3.31V = 3.61V \frac{R_3 + R_4}{R_{eq1-4}} \rightarrow R_3 = 780K\Omega \frac{3.31V}{3.61V} - 680K\Omega = 35K\Omega$$

$$\rightarrow R_3 = 33K\Omega$$

$$V_{R_2} = 3.46V = 3.61V \frac{R_2 + R_3 + R_4}{R_{eq1-4}}$$

$$R_2 = 780K\Omega \frac{3.46V}{3.61V} - (680K\Omega + 33K\Omega) = 35\Omega \rightarrow R_2 = 33K\Omega$$

$$R_1 = R_{eq1-4} - (R_2 + R_3 + R_4) = 780K\Omega - (680K\Omega + 33K\Omega + 33K\Omega) = 34K\Omega$$

$$\rightarrow R_1 = 33K\Omega$$

Las resistencias R6 a R8 se calculan para que por cada LED circule una corriente de 15mA y se escoge el valor estándar más cercano al valor calculado:

$$R_{6-8} = \frac{V_{CC} - V_{Led}}{I_{Led}} = \frac{5V - 1.5V}{15mA} = 233\Omega \rightarrow R_{6-8} = 220\Omega$$

En la placa del circuito de visualización se sitúan los leds que se encargan de mostrar cuando el motor se activa, cuando se usa los UC, cuando se está regenerando y el nivel de asistencia que el usuario puede cambiar cada vez que presiona el pulsador arranque (Starter) de la Figura 2.74.

Estos siete leds tienen en serie una resistencia de 220Ω para limitar a 15mA la corriente que circula por los mismos. La señal de activación para cada LED es

enviada desde el microcontrolador que se encuentra en la placa de control del convertidor.

El pulsador Starter se conecta al pin 4 del ATmega8 que tiene puesta esta entrada en Pull-Up por lo que ya no es necesario conectar una resistencia externa para que haga dicha función y los rebotes se eliminan con retardos vía software.

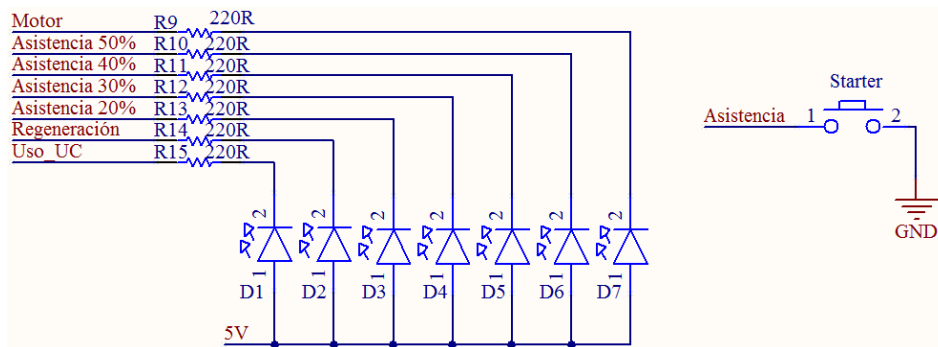


Figura 2.74 Leds indicadores del circuito de visualización

2.2.4 PROTECCIONES

Para proteger los circuitos especialmente de sobrecorrientes se han implementado dos tipos de protecciones. La primera se lo hace vía software sensando la corriente con el sensor de efecto hall ACS714 que circula por el motor y por el convertidor y limitándola a sus valores nominales de trabajo, 10A para el motor y 20A para el convertidor. Para el segundo tipo de protecciones se utiliza fusibles. Se han colocado cuatro fusibles en total en todo el sistema. El primer fusible está ubicado en la entrada de alimentación de 24V del inversor y el valor que se escogió es de 15A. El segundo fusible también es de 15A y se ubica en la salida del convertidor que se conecta al inversor. Finalmente, el tercer y cuarto fusible, de 20A cada uno, se colocaron en cada uno de los bancos de capacitores. Una protección adicional que se implementó por software es que si el voltaje de la batería de 12V que alimenta el circuito de control es demasiado bajo se deja de enviar las señales para activar el motor evitando que se exija al sistema cuando las baterías estén demasiado bajas.

2.2.5 CARGADOR DE ULTRACAPACITORES

A pesar de que en los alcances planteados para este proyecto no se contemplaba construir un cargador para los ultracapacitores se vio que era importante tener un cargador para cuando los UC se encuentren descargados total o parcialmente con la finalidad de que el usuario reciba en todo momento el aporte de energía de los UC. Como se vio en capítulos anteriores los UC no necesitan de un circuito de carga complejo por tal motivo se va a usar una fuente de voltaje DC de 3A.

Para construir la fuente se toma un transformador de 12V de 3A cuyo secundario se conecta a la entrada de un rectificador tipo puente de onda completa. La carga de los dos bancos de UC se hará conectándolos de forma simultánea a la fuente DC. Un relé será el encargado de desconectar automáticamente cada uno de los bancos cuando estos hayan alcanzado los 7.5V, que es el voltaje nominal de cada banco. Se debe sensar el voltaje de cada banco continuamente para no exceder su voltaje máximo permitido para lo cual se diseña un circuito comparador Schmitt Trigger con histéresis así cuando el voltaje de los UC sea de 7.5V la fuente se desconectará hasta que el voltaje de los UC descienda hasta un 96% de su voltaje nominal en cuyo caso se volverá a conectar el banco de UC a la fuente para cargarlos nuevamente.

En el circuito de la Figura 2.75 se muestra la configuración usada para la fuente de DC. Consta básicamente de un transformador de 12V en el secundario, un puente rectificador de 3A y dos condensadores de filtro, el uno de 1000uF para eliminar el rizado de voltaje y otro de 100nF para filtrar el ruido.

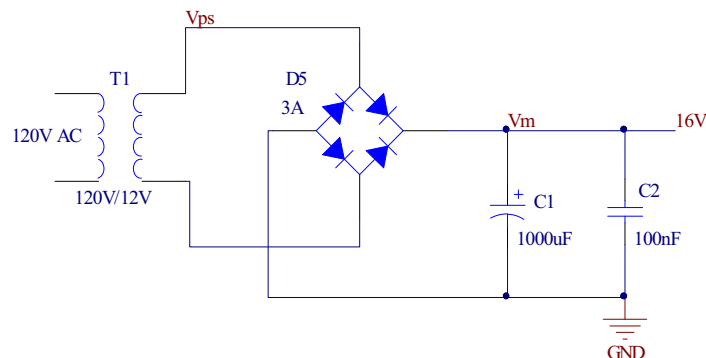


Figura 2.75 Fuente DC para cargar los ultracapacitores

El voltaje proporcionado por la fuente se encuentra de la siguiente manera:

$$V_{ps} = 12V\sqrt{2} = 16.97V$$

$$V_m = V_{ps} - V_{FD5} = 16.97V - 1.2V = 15.77V$$

El circuito que se implementará se muestra en la Figura 2.76.

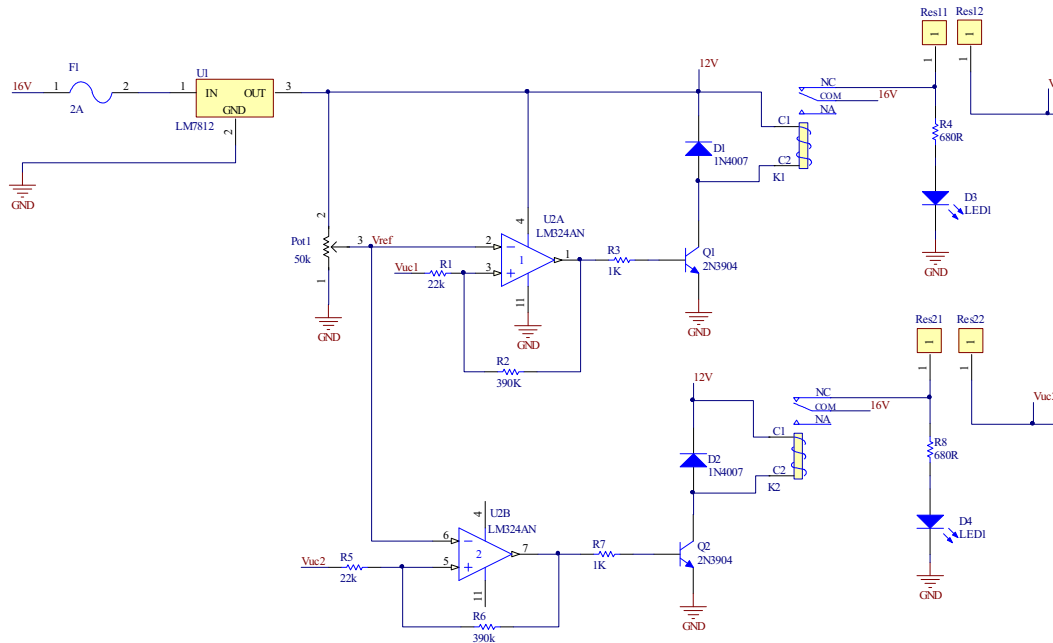


Figura 2.76 Circuito para carga de ultracapacitores

Los fusibles F1 de 2A y F2 de 3A son usados para proteger los UC y la red eléctrica ante una posible falla del circuito. También se usa un regulador de voltaje LM7812 para mantener el voltaje de alimentación de los circuitos operacionales fijo y constante. El circuito Schmitt Trigger está implementado con el circuito operacional LM324 el cual trabaja en corte y saturación. Si el voltaje de los UC es menor a 7.5V la salida del operacional debe permanecer en cero y si el voltaje supera los 7.5V la salida se pondrá en nivel alto o saturación activando el relé y desconectado la fuente de los UC. La ventaja de usar un Schmitt Trigger es que se tiene una histéresis, Figura 2.77, para el encendido y apagado evitando que el relé se prenda y apague continuamente cuando el voltaje está alrededor de 7.5V.

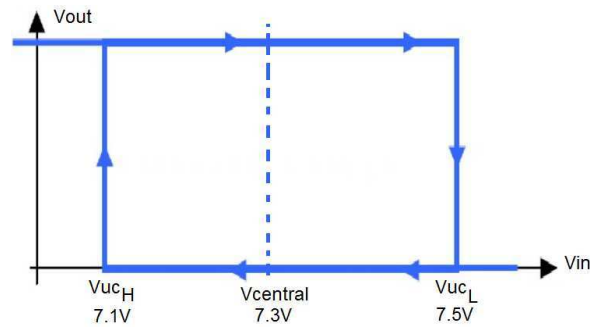


Figura 2.77 Histéresis del comparador Schmitt Trigger

El valor de V_{uc1} que hace que la salida del comparador conmute de 0 a nivel alto (V_{sat}) viene dado por la expresión:

$$V_{UC_H} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

El valor de V_{in} que hace que la salida del comparador conmute del nivel alto (V_{sat}) al nivel bajo viene dado por esta otra expresión:

$$V_{UC_L} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_{sat} \times \frac{R_2}{R_1}$$

Como el voltaje de referencia va a ser el mismo para los dos casos se puede despejar V_{ref} de cada ecuación e igualar las mismas, con lo que se tiene la siguiente expresión:

$$V_{ref} = \frac{V_{UC_L}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{V_{UC_H} + V_{sat} \times \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

$$V_{UC_L} = V_{UC_H} + V_{sat} \times \frac{R_2}{R_1}$$

Despejando el valor de R_1 de la ecuación anterior:

$$R_1 = \frac{V_{sat}}{V_{UC_L} - V_{UC_H}} \times R_2$$

Reemplazando los valores establecidos con anterioridad se tiene:

$$R_1 = \frac{12V}{7.5V - 7.1V} \times R_2 = 30R_2$$

Si se asume $R_2 = 3.9K\Omega$:

$$R_1 = 30 \times 3.9K\Omega = 117K\Omega$$

La carga de cada banco de UC se realizará de forma simultánea e independiente a la vez. Cuando el voltaje de los UC es cero la corriente será la máxima, así si el transformador es de 3A se deberá entregar 1.5A a cada banco. Para limitar esta corriente se coloca una resistencia en serie con el banco de 12Ω con lo cual la corriente máxima que entrega la fuente es:

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{V_{Fuente} - V_{m\acute{i}nUC}}{12\Omega} = \frac{16V - 0V}{12\Omega} = 1.33A$$

Así con esta corriente se escoge un relé capaz de soportar este valor y que funcione con 12V. El relé que se adecua a estas exigencias es el SRD-12VDC-SL-C cuyos contactos soportan hasta 10A. Para accionarlo se utiliza un transistor 2N3904 en cuya base se coloca una resistencia de $1K\Omega$ que permite ponerlo en corte y saturación para que active o desactive la bobina del relé que tiene en sus terminales un diodo 1N4007 para encerrar la corriente durante la desconexión del relé. Durante la carga los diodos led D1 y D2 permanecen encendidos y cuando la carga termina se apagan. La corriente que circula por los led se limita a 15mA con una resistencia de 680Ω en serie con cada led.

El diseño de las placas se muestra en la Figura 2.78 y el montaje final en la Figura 2.79.

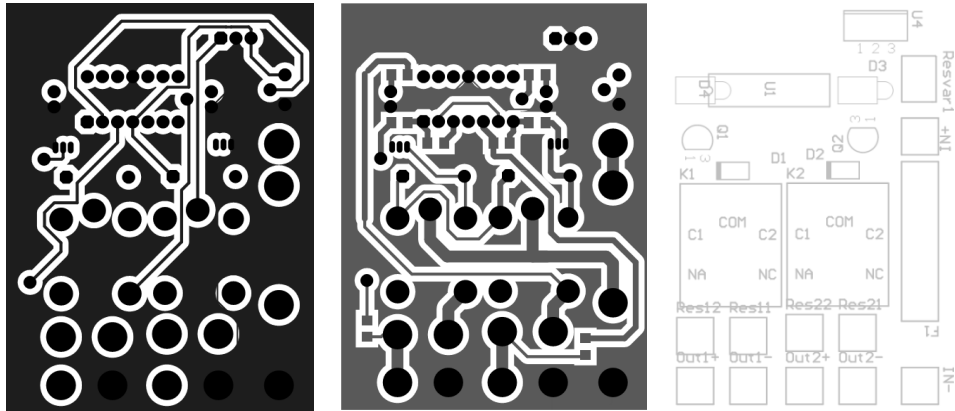


Figura 2.78 Circuito impreso del cargador de ultracapacitores

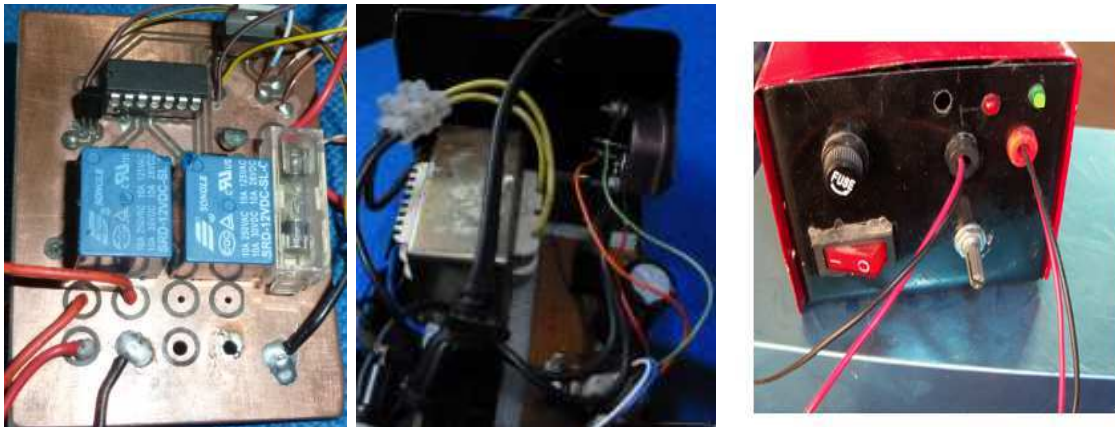


Figura 2.79 Montaje final del cargador de ultracapacitores

CAPÍTULO 3

DESARROLLO DEL SOFTWARE

En este capítulo se analiza el algoritmo que controla la asistencia en la bicicleta por parte del motor, el diseño de los controladores usados en el convertidor bidireccional, el algoritmo de manejo del PMSM y el funcionamiento del sistema en general.

Los algoritmos de control se los implementó en dos microcontroladores de la familia AVR. El compilador en lenguaje C usado para el desarrollo de los programas fue el Code Vision AVR V2.03.9; este permite el manejo directo de los registros, por lo que es muy útil para la configuración óptima de los periféricos del microcontrolador.

3.1 ASISTENCIA ELÉCTRICA EN LA BICICLETA

Según las normas europeas correspondientes a bicicletas, estas pueden tener una asistencia por parte de un motor eléctrico el cual no debe aportar más del 50% de la potencia total (potencia del ciclista + potencia del motor), además la asistencia debe disminuir progresivamente y hacerse nula cuando la bicicleta alcanza los 25 Km/h.

Para que se dé la asistencia al ciclista, la velocidad del motor debe ser igual o mayor a una velocidad que depende del impulso que aporta el ciclista y posteriormente de la variación de cantidad de movimiento del sistema.

El torque que genera un ciclista para impulsar la bicicleta en una vuelta entera de la catalina (360°) puede tomar una forma parecida a la de la Figura 3.1.

El torque transmitido por el ciclista impulsa la bicicleta produciendo una velocidad en las llantas que tomará una forma parecida a la del torque. Si no se considera la variación de cantidad de movimiento del sistema entero compuesto por la bicicleta y el ciclista, se tendrá una velocidad como en la Figura 3.2. Esta velocidad puede obtenerse en un trayecto en el cual el ciclista tenga que hacer mucho esfuerzo, por ejemplo un camino con una pendiente elevada.

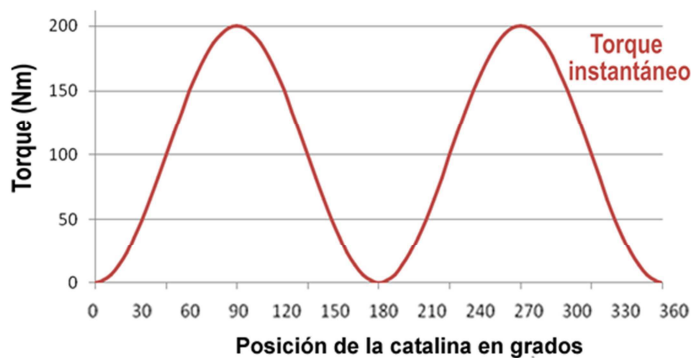


Figura 3.1 Torque generado por el ciclista en una vuelta entera de la catalina

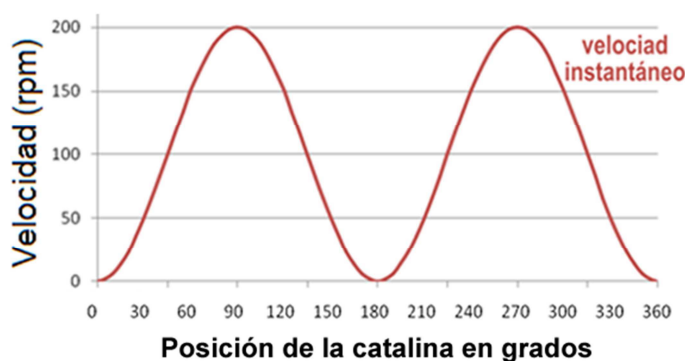


Figura 3.2 Velocidad en las llantas de la bicicleta en una vuelta entera de la catalina sin considerar la variación de cantidad de movimiento

En un trayecto donde el esfuerzo es mínimo por parte del ciclista, como un camino plano o una bajada, existirá un momento en el cual la velocidad en las llantas, que fue adquirida por el impulso inicial, supere la velocidad que imprima el ciclista, esto es debido a la variación de cantidad de movimiento. Dependiendo del impulso y variación de cantidad de movimiento, se puede tener una velocidad como la indicada en la Figura 3.3.



Figura 3.3 Velocidad en las llantas de la bicicleta en una vuelta entera de la catalina considerando la variación de cantidad de movimiento

3.1.1 ESTRATEGIA DEL CONTROL DE LA ASISTENCIA

Se maneja al motor para que luego de un determinado tiempo alcance una velocidad proporcional a la del pedaleo. Con este método no se tiene un control exacto del porcentaje de potencia aportado por el motor, ya que depende de muchas variantes en especial del impulso alcanzado y de las características de pedaleo del ciclista. El aporte de potencia del motor es menor al 50% y trata de ser inversamente proporcional a la velocidad todo el tiempo.

Se dividió en 6 grupos de acuerdo a los rangos de velocidad, en cada uno se aplica una ganancia distinta con el objetivo de lograr el porcentaje de asistencia deseado.

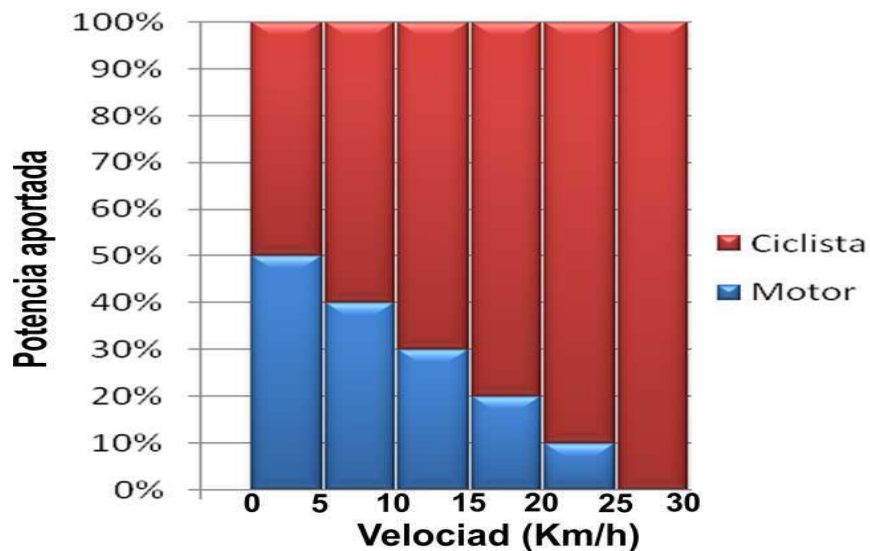


Figura 3.4 Rangos de velocidad y asistencia

La potencia total del sistema está compuesta por el aporte del motor (P_m) más el aporte del ciclista (P_c).

$$P_{total} = P_m + P_c \quad (3.1)$$

Para que la potencia entregada por el ciclista sea igual o mayor a la potencia que entrega el motor se debe cumplir la siguiente relación:

$$\frac{P_m}{P_c} \leq 1 \quad (3.2)$$

Expresando las potencias en función de la velocidad y las fuerzas que se aplican al sistema se tiene:

$$\frac{P_m}{P_c} = \frac{v \cdot F_m}{v \cdot F_c} \quad (3.3)$$

La fuerza del motor (F_m) y la del ciclista (F_c) impulsan la bicicleta en forma alternada, la suma total de estas fuerzas tiene que superar a las que se oponen al movimiento como la de rozamiento (F_r) y la inercia (F_i).



Figura 3.5 Diagrama de fuerzas en la bicicleta

La fuerza se la puede expresar en función de la cantidad de movimiento.

$$F = m \frac{\delta v_c}{\delta t} \quad (3.4)$$

Aplicando la definición de fuerza de (3.4) a la ecuación (3.3) se tiene:

$$\frac{P_m}{P_c} = \frac{v_m \cdot m \frac{\delta v_m}{\delta t}}{v_c \cdot m \frac{\delta v_c}{\delta t}} \quad (3.5)$$

Donde v_c y v_m son las velocidades que imprimen el ciclista y el motor de una forma no simultánea.

Simplificando (3.5) se obtiene:

$$\frac{P_m}{P_c} = \frac{v_m \frac{\delta v_m}{\delta t}}{v_c \frac{\delta v_c}{\delta t}} \quad (3.6)$$

La potencia media en un período es:

$$\frac{\overline{P_m}}{\overline{P_c}} = \frac{\int_{t_0}^{t_1} \left(v_m \frac{\delta v_m}{\delta t} \right) \delta t}{\int_{t_0}^{t_1} \left(v_c \frac{\delta v_c}{\delta t} \right) \delta t} \quad (3.7)$$

Finalmente se obtiene la relación del aporte de potencia al sistema en función de la velocidad:

$$\frac{\overline{P_m}}{\overline{P_c}} = \frac{\int_{t_0}^{t_1} (v_m) \delta v_m}{\int_{t_0}^{t_1} (v_c) \delta v_c} \quad (3.8)$$

Las integrales de (3.8) representan gráficamente el área bajo las curvas de velocidad, si se relaciona estas áreas se relacionará el aporte de potencia.

Para realizar el muestreo de las señales de velocidad y torque del pedal se requiere un tiempo de 0.25 segundos, este tiempo introduce un retraso entre el valor deseado de velocidad y la respuesta del motor.

En todos los rangos de velocidad se introduce el mismo retraso de 0.25 segundos, contrastando este retraso introducido con el período de la velocidad de pedaleo, se calcula un ángulo de desfase entre las velocidades del ciclista y del motor.

El algoritmo del aporte de potencia se diseñó en base a las velocidades de pedaleo en la segunda marcha de la bicicleta en un trayecto de gran esfuerzo para el ciclista (se desprecia la variación de cantidad de movimiento).

Para calcular los ángulos de desfase para los distintos rangos de velocidad con las condiciones planteadas, se realiza el análisis tomando en cuenta las relaciones de velocidad entre la catalina y el piñón en la segunda marcha.

La catalina de la bicicleta usada tiene 42 dientes, con esto, la relación de velocidad entre el pedaleo y la llanta es igual a la relación de dientes entre la catalina y el piñón en cada marcha, como se muestra en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1 Relación de velocidad en las distintas marchas

Marcha	Dientes en el piñón	Relación de velocidad
1	28	1,5
2	24	1,8
3	21	2,0
4	18	2,3
5	15	2,8
6	13	3,2
7	11	3,8

La llanta de la bicicleta tiene un diámetro de 26 pulgadas, lo que da una circunferencia de 2,075 metros. Con el valor de circunferencia se puede obtener la velocidad angular en las llantas para alcanzar una determinada velocidad de desplazamiento en la bicicleta, y con la relación de dientes entre la catalina y el piñón se obtiene la velocidad angular en la catalina. En una vuelta entera de la catalina se tienen dos períodos de la velocidad que imprime el ciclista como se aprecia en la Figura 3.2, con estas consideraciones se puede obtener los diferentes períodos de velocidad de pedaleo del ciclista en diversas velocidades y contrastarlo con el retardo introducido para obtener los ángulos de desfase, esto se muestra en la Tabla 3.2.

Los datos muestran que las curvas de velocidad que transmite el ciclista y la del motor se desfasan de 67° a 335° correspondientes a las velocidades de 5Km/h a 25 Km/h.

Para controlar la potencia que aporta el motor, dependiendo el rango en el que se encuentre la velocidad de pedaleo del ciclista, se la multiplica al valor de velocidad del pedaleo por una ganancia para obtener el set point de velocidad del motor.

Tabla 3.2 Desfase entre las señales de velocidad de pedaleo y del motor

Velocidad de desplazamiento (Km/h)	Velocidad angular en la llanta (rad/s)	Velocidad angular en la catalina (rad/s)	Período de la señal de velocidad (segundos)	Desfase entre en las señales de velocidad (grados)
5	0,67	0,37	1,34	66,9
10	1,34	0,74	0,67	133,9
15	2,01	1,12	0,45	200,8
20	2,68	1,49	0,34	267,7
25	3,35	1,86	0,27	334,7

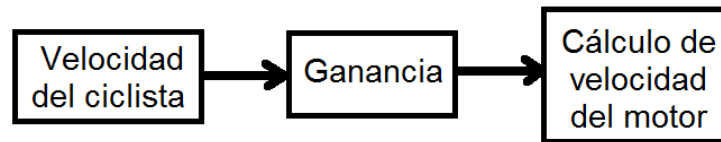


Figura 3.6 Esquema del cálculo del set point de velocidad del motor

Para una velocidad de pedaleo de 5 Km/h y una ganancia unitaria se tiene las siguientes áreas bajo las curvas de velocidad que imprime el ciclista y el motor:

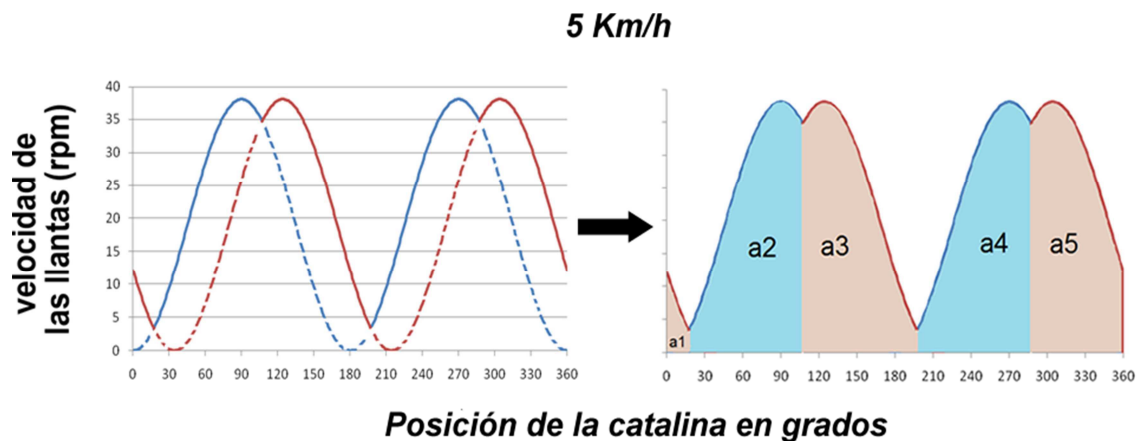


Figura 3.7 Áreas bajo las curvas de la velocidad de pedaleo (a2 y a4) y del motor (a1, a3 y a5)

En un período de 360° se relaciona las áreas bajo las curvas con el aporte de potencias:

$$\frac{\overline{P_m}}{\overline{P_c}} = \frac{a1 + a3 + a5}{a2 + a4}$$

Realizando aproximaciones y sumatorias para calcular las áreas se obtiene las ganancias en cada rango de velocidad para obtener la asistencia deseada (Anexo B), los resultados se muestran en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3 Ganancia y asistencia para la segunda marcha

Velocidad (Km/h)	Desfase	Ganancia	Asistencia del motor
5	69°	1	50%
10	138°	0,75	40%
15	207°	0,55	30%
20	276°	0,49	20%
25	345°	0,4	0%

En la Figura 3.8 se muestra las curvas de velocidad de pedaleo y del motor para diferentes velocidades, con las ganancias calculadas para lograr los niveles de asistencia deseados. En cada rango de velocidad existe un desfase distinto que aumenta mientras mayor es la velocidad de pedaleo, este desfase en tiempo siempre es igual a 0.25 segundos.

En la segunda marcha de la bicicleta se espera obtener una asistencia dependiente de la velocidad como se muestra en la Figura 3.9.

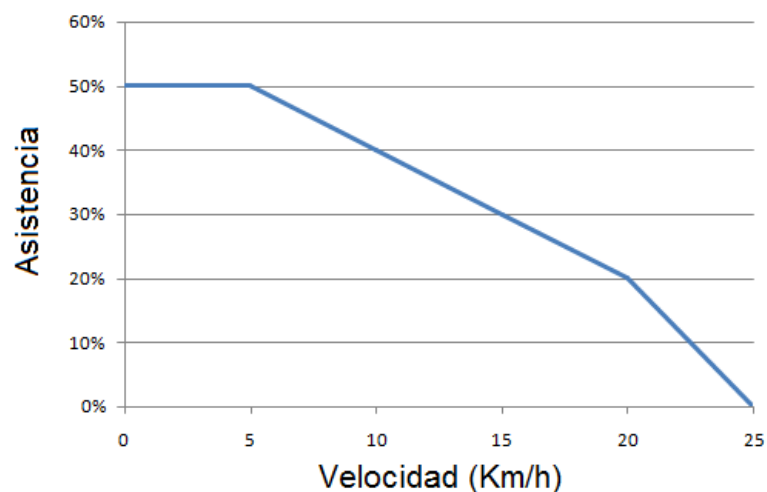


Figura 3.9 Asistencia esperada para la segunda marcha

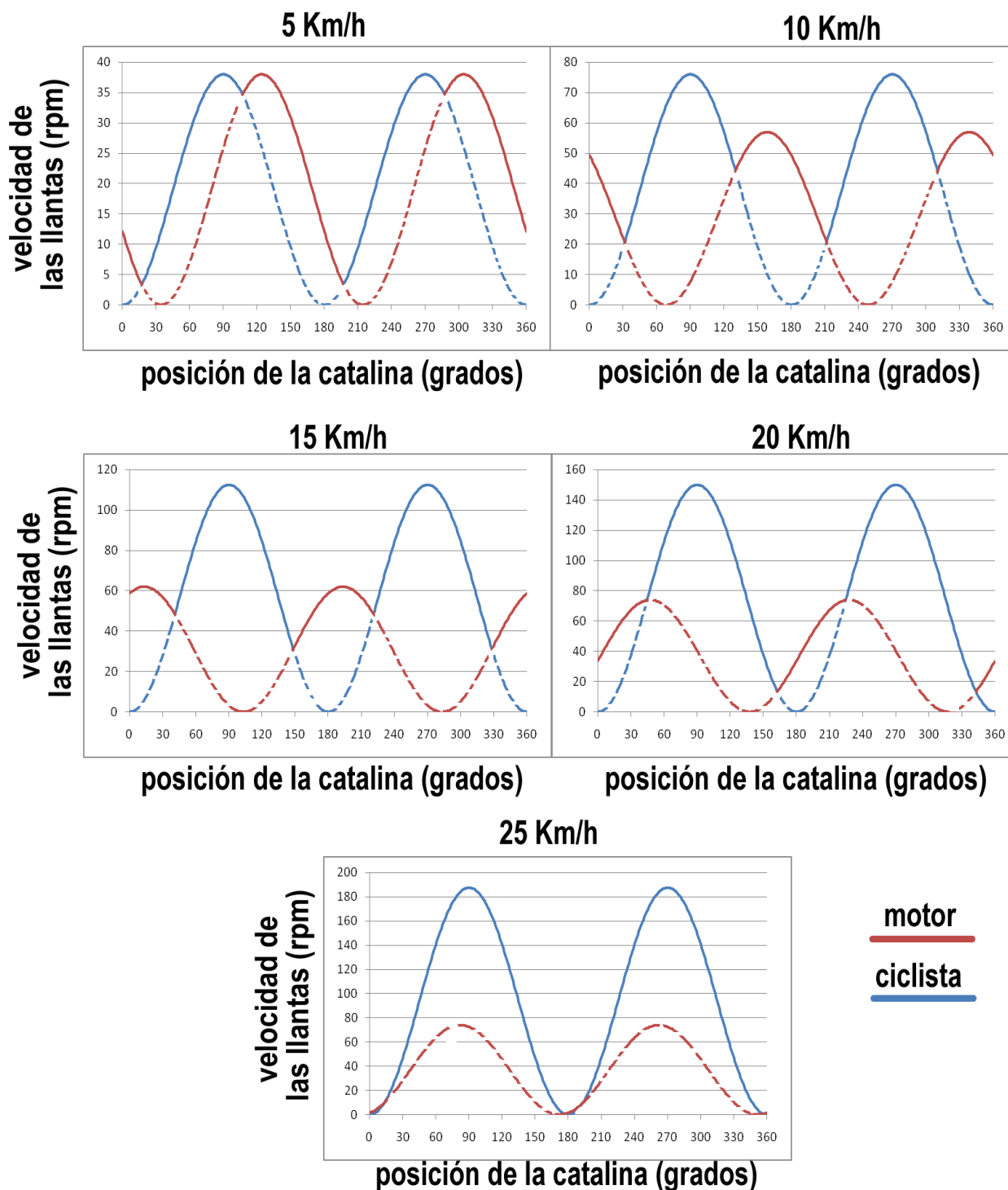


Figura 3.8 Velocidad del ciclista y del motor correspondiente a la segunda marcha de la bicicleta en varias velocidades

Dejando fijas las ganancias calculadas para la segunda marcha se obtiene el porcentaje de asistencia para las otras marchas (Anexo B).

Tabla 3.4 Ganancia y asistencia para la tercera marcha

Velocidad (Km/h)	Desfase	Ganancia	Asistencia
5	60°	1	50%
10	120°	0,75	39%
15	181°	0,55	30%
20	241°	0,49	25%
25	301°	0,4	9%

Tabla 3.5 Ganancia y asistencia para la cuarta marcha

Velocidad (Km/h)	Desfase	Ganancia	Asistencia
5	52°	1	50%
10	105°	0,75	39%
15	157°	0,55	30%
20	209°	0,49	28%
25	262°	0,4	16%

Tabla 3.6 Ganancia y asistencia para la primera marcha

Velocidad (Km/h)	Desfase	Ganancia	Asistencia
5	80°	1	50%
10	161°	0,75	40%
15	241°	0,55	28%
20	321°	0,49	8%
25	401°	0,4	5%

3.2 DISEÑO DE LOS CONTROLADORES DEL CONVERTOR BIDIRECCIONAL

En esta sección se realiza el diseño de dos controladores lineales para los convertidores reductor y elevador y el diseño de un controlador no lineal difuso para el convertidor elevador.

Para obtener un buen rendimiento, un modelo exacto es esencial para el diseño de controladores lineales, estos controladores para convertidores DC-DC son a menudo diseñados en base a modelos matemáticos. Existen diversas técnicas para obtener los modelos de circuitos equivalentes AC, pero el más usado para los convertidores es el modelo “de pequeña señal” [29].

El modelo de pequeña señal cambia debido a las variaciones en el punto de operación. Los cambios en el ciclo de trabajo afecta a la magnitud del modelo del convertidor reductor, mientras que para el modelo del convertidor elevador, los polos, un cero en el semiplano derecho y la magnitud de la respuesta de frecuencia son todos dependientes del ciclo de trabajo [29]. Esto hace que la función de transferencia del modelo de convertidor elevador sea una función no lineal del ciclo de trabajo.

Para lograr una respuesta estable y rápida se puede desarrollar un modelo más preciso para el elevador de voltaje, sin embargo, el modelo puede llegar a ser demasiado complejo para su uso en el desarrollo del controlador. Otra opción consiste en utilizar un controlador no lineal como los difusos. Los controladores no lineales difusos no requieren de un modelo matemático preciso y se adaptan bien a la no linealidad.

3.2.1 CONTROL PROPORCIONAL DE CORRIENTE PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR

Dado que los bancos de ultracapacitores son elementos muy robustos, el único cuidado que se debe tener en estos son los sobre voltajes que pueden ocurrir luego de que se han cargado completamente. Se podría enviar la señal rectificadora del generador (PMSM) directamente a los ultracapacitores pero se tendría un frenado mecánico exagerado, incómodo para el ciclista. Además la corriente que circularía no tendría control y se podría elevar a un valor muy superior al de las características nominales del PMSM.

Para limitar la corriente que le llegará al banco de ultracapacitores se optó por un control proporcional de corriente, en el cual se varía una señal PWM dependiendo del error generado entre la medición de corriente y su valor deseado.

Por medio de pruebas se escogió una corriente promedio de 5 A sobre los ultracapacitores. La corriente elegida es soportada tranquilamente por los dispositivos de conmutación y no frena bruscamente al motor.

Con el programa Simulink de Matlab se analizó el comportamiento del controlador proporcional de corriente, con los siguientes valores:

- El voltaje que entrega el capacitor del inversor en 24 V, esto relaciona la velocidad del PMSM en aproximadamente 30 Km/h.
- El voltaje inicial en el banco de ultracapacitores en 6 V y su capacitancia serie equivalente de 866 F.
- Resistencia de $7\text{m}\Omega$ e inductancia interna de 50 nH por cada ultracapacitor de acuerdo a la hoja de datos (Anexo E).
- Tiempo de muestreo de 1.1 mS , esto debido al tiempo que se demora en ejecutarse el programa en el microcontrolador para el control proporcional y otras funciones del convertor bidireccional.
- PWM de 50 Khz .
- Únicamente control proporcional, la ganancia integral y derivativa iguales a cero.
- Set point de corriente de 5 A .
- La bobina del convertor de 15 uH con una resistencia interna de $13\text{ m}\Omega$ (Anexo E).

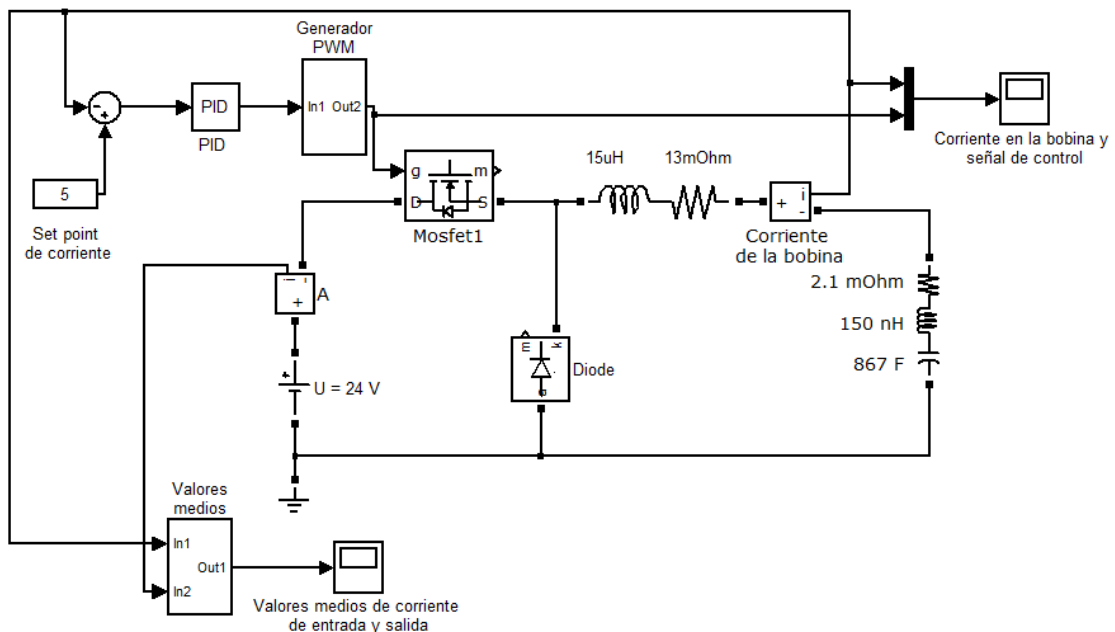


Figura 3.10 Esquema del convertidor reductor en Simulink

Para la simulación se inició con una ganancia proporcional $K_p = 1$; al existir un pequeño error de posición se aumentó la ganancia hasta disminuirlo, la ganancia proporcional luego de los ajustes es $K_p = 1.8$.

Los resultados de la simulación muestran una corriente promedio en el banco de ultracapacitores cercana a los 5 A, mientras que la corriente promedio en la fuente es de 1.5 A, esto mantiene la relación con el factor de transformación entre el voltaje del condensador del inversor (U) y el banco de los ultracapacitores.

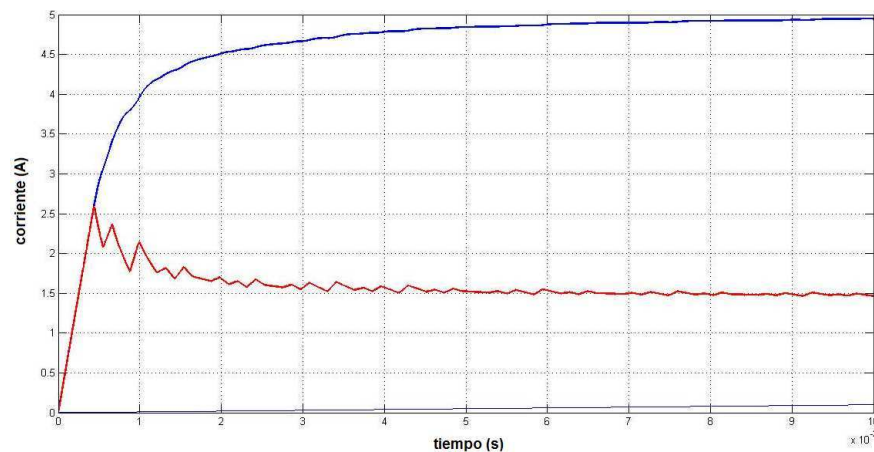


Figura 3.11 Corriente promedio en el banco de UC (figura azul) y corriente promedio de la fuente de voltaje U (figura roja)

La corriente instantánea que entrega el inductor presenta un rizado irregular debido al tiempo de muestreo, si este fuera menor la corriente sería más plana. A pesar de esto el control logra generar una corriente media cercana al valor deseado.

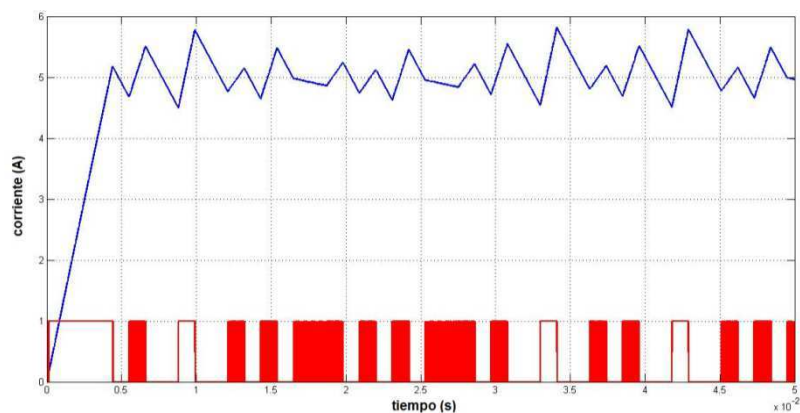


Figura 3.12 Corriente en el banco de ultracapacitores (figura azul) y señal de control PWM (figura roja)

Dado que los resultados de la simulación cumplen con lo requerido en los parámetros de corriente en la regeneración, no se realiza ninguna otro ajuste al control del conversor reductor.

3.2.2 CONTROL PID DE VOLTAJE PARA EL CONVERTOR ELEVADOR

El primer controlador implementado para el conversor elevador fue un PID, que varía el ciclo de trabajo de una señal PWM que controla el voltaje de salida del elevador dependiendo de una señal de error. Para el diseño del controlador se tomó en cuenta el “modelo de pequeña señal” del conversor [29].

Es conveniente obtener una tensión de salida constante en el caso de alteraciones tales como cambios bruscos de la tensión de entrada o de carga.

Se espera que el conversor elevador tenga las siguientes características [29]:

- La ganancia en lazo abierto debe ser alta en bajas frecuencias para minimizar el error de estado estacionario y aumentar el rechazo a las perturbaciones de la tensión de entrada y las variaciones de carga actual.
- La frecuencia de corte debe ser lo más alta posible, pero de un orden de magnitud por debajo de la frecuencia de conmutación para permitir que el conversor elevador responda rápidamente a los transitorios.
- El margen de fase debe ser suficiente para garantizar la estabilidad del sistema. Cuando el margen de fase de la ganancia del lazo es positiva, el sistema es estable. Un margen de fase de 45° a 60° es deseable.
- La pendiente en la que se encuentre la frecuencia de conmutación debe tender a ser de -20 dB.

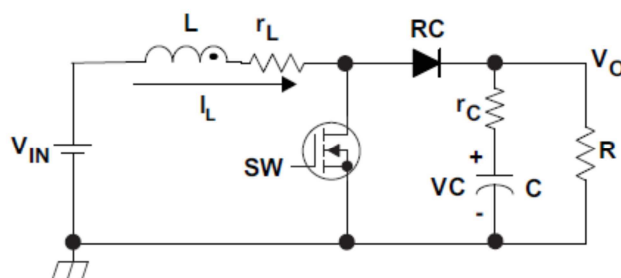


Figura 3.13 Esquema del conversor elevador

La función de transferencia del convertor elevador con el modelo de pequeña señal en conducción continua es [29]:

$$\frac{\widehat{v}_o}{\widehat{d}} = G_{do} \frac{\left(1 + \frac{s}{w_{z1}}\right) \left(1 - \frac{s}{w_{RHP}}\right)}{1 + \frac{s}{w_o \cdot Q} + \frac{s^2}{w_o^2}} \quad (3.9)$$

Donde:

$$G_{do} \approx \frac{v_o^2}{v_{in}} \quad (3.10)$$

$$w_{z1} = \frac{1}{r_c \cdot C} \quad (3.11)$$

$$w_{RHP} \approx \frac{R}{L} \left(\frac{v_{in}}{v_o}\right)^2 \quad (3.12)$$

$$w_o \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot \frac{v_{in}}{v_o} \quad (3.13)$$

$$Q \approx \frac{w_o}{\frac{r_L}{L} + \frac{1}{C \cdot (R+r_c)}} \quad (3.14)$$

Reemplazando con los valores del circuito:

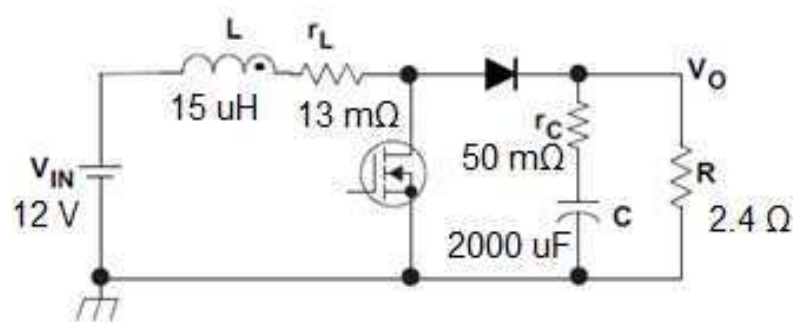


Figura 3.14 Convertor elevador

$$G_{do} \approx \frac{24^2}{12} = 48$$

$$w_{z1} = \frac{1}{50 \times 10^{-3} \cdot 2000 \times 10^{-6}} = 1 \times 10^4$$

$$R = \frac{v_o}{i_o} = 2.4 \Omega$$

$$w_{RHP} \approx \frac{2.4}{15 \times 10^{-6}} \left(\frac{12}{24} \right)^2 = 4 \times 10^4$$

$$w_o \approx \frac{1}{\sqrt{15 \times 10^{-6} \cdot 2000 \times 10^{-6}}} \cdot \frac{12}{24} = 2886.58$$

$$Q \approx \frac{2886.8}{\frac{13 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} + \frac{1}{2000 \times 10^{-6} \cdot (2.4 + 50 \times 10^{-3})}} = 2.696$$

La función de transferencia obtenida es:

$$\frac{\widehat{v}_o}{\widehat{d}} = \frac{-s^2 + 3 \times 10^4 s + 4 \times 10^8}{s^2 + 1070.7s + 8.3 \times 10^6} \quad (3.15)$$

El diagrama de bode en lazo abierto de la función de transferencia presenta un margen de fase infinito, esto significa que con cualquier valor de ganancia el sistema es estable. La ganancia en bajas frecuencias es alta y la pendiente en la frecuencia de conmutación de 50 KHz (3.14×10^4 rad/s) tiene un valor cercano a los -20dB. De estos análisis se concluye que el sistema es estable y tiene una buena respuesta en estado estable y dinámico.

Dado que se tiene un margen de fase infinito y la frecuencia de corte es alta y menor a la de conmutación no se necesita la acción derivativa del controlador PID y se usa un controlador PI.

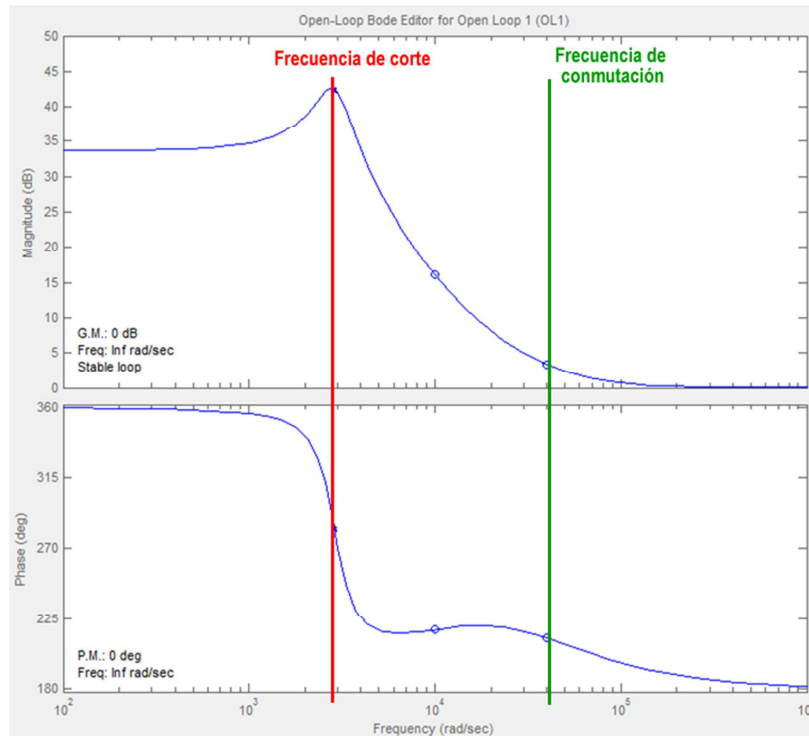


Figura 3.15 Diagrama de bode en lazo abierto del modelo del convertor elevador

Con un controlador PI de ganancias $K_p = 1$ y $K_i = 1$ se compensó el sistema para obtener una mayor ganancia en bajas frecuencias sin afectar mucho a la frecuencia de corte.

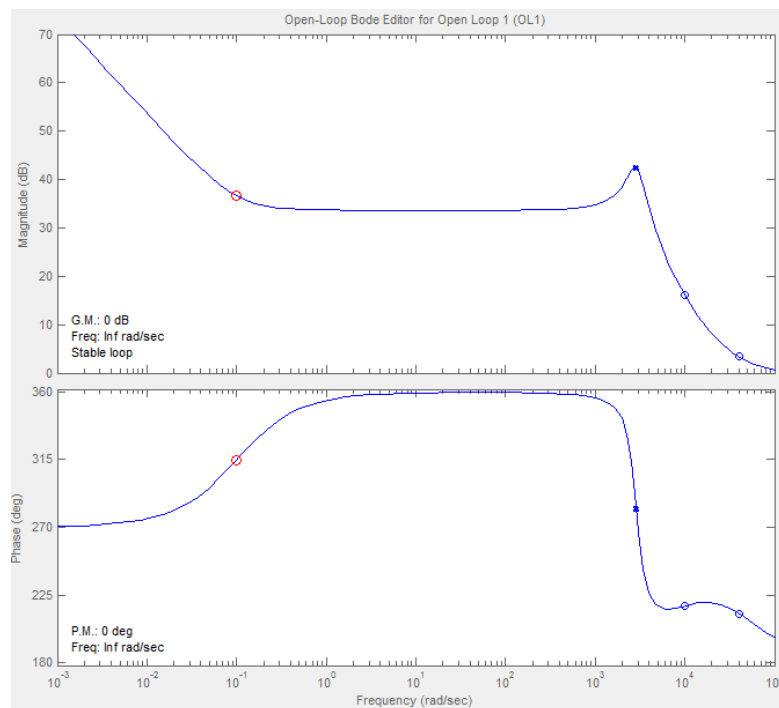


Figura 3.16 Diagrama de bode en lazo abierto del modelo del convertor elevador compensado

La respuesta del convertor compensado presenta de igual manera una pendiente de -20 dB en la zona de conmutación y una ganancia de 0dB

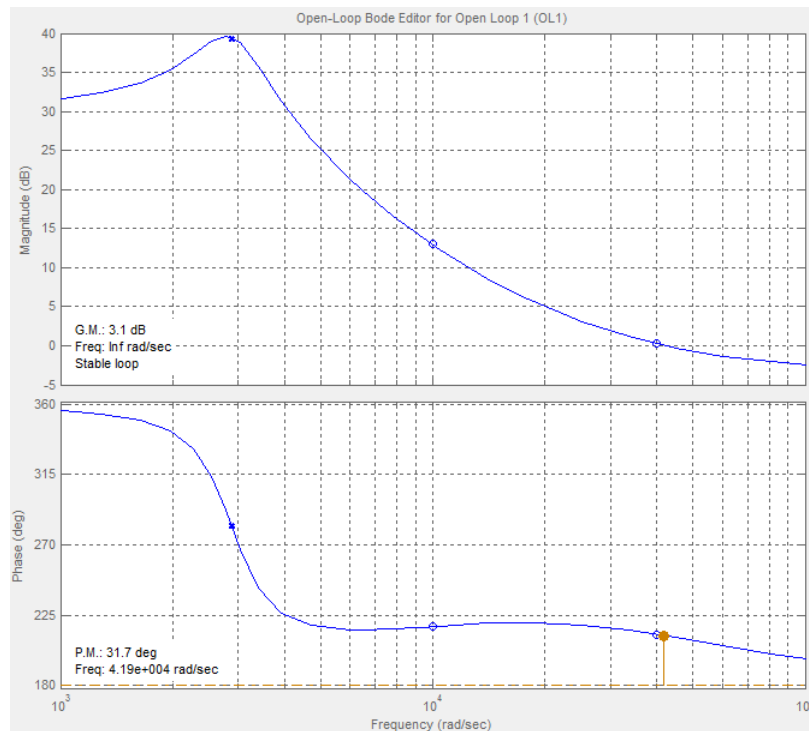


Figura 3.17 Diagrama de bode en lazo abierto del modelo del convertor elevador compensado

Con el programa Simulink de Matlab se analizó el comportamiento del convertor elevador y el controlador PI de voltaje, con los siguientes valores:

- El voltaje de entrada de 12 V, este es el voltaje mínimo en los ultracapacitores con el que trabaja el convertor.
- Tiempo de muestreo de 1 mS, esto debido al tiempo de demora en la ejecución del programa en el microcontrolador para el control PI y otras funciones del convertor bidireccional.
- Ganancia proporcional $K_p = 1$ y ganancia integral $K_i = 0.001$. La ganancia integral es igual a la ganancia calculada por el tiempo de muestreo.
- PWM de 50 KHz con una relación de trabajo máxima del 50%. El límite superior en el ciclo de trabajo es fijado según la ecuación (2.34) de la página 91, esto evita la aparición de sobre voltajes a la salida del convertor.

- Set point de 24 V.
- Carga constante de 10 A en la salida del convertor.
- Condensador filtro de 2000 uF con un ESR de 50 mΩ (Anexo E).
- La bobina del convertor de 15 uH con una resistencia interna de 13 mΩ (Anexo E).

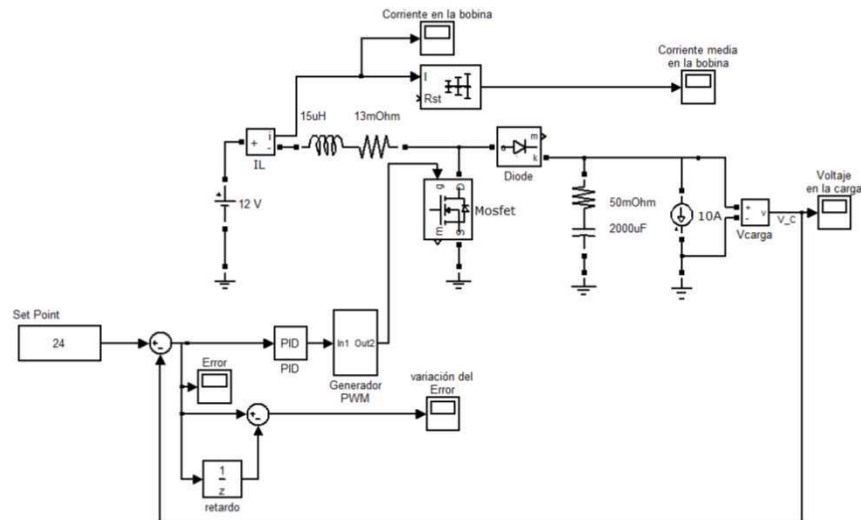


Figura 3.18 Esquema del convertidor elevador y control PI en Simulink

Los resultados de la simulación con una carga de 10 A muestran un voltaje estable que no alcanza el set point.

El voltaje en la salida del convertor no llega a los 24V, esto debido a la alta carga, el límite de ciclo de trabajo y las pérdidas en los elementos del convertor.

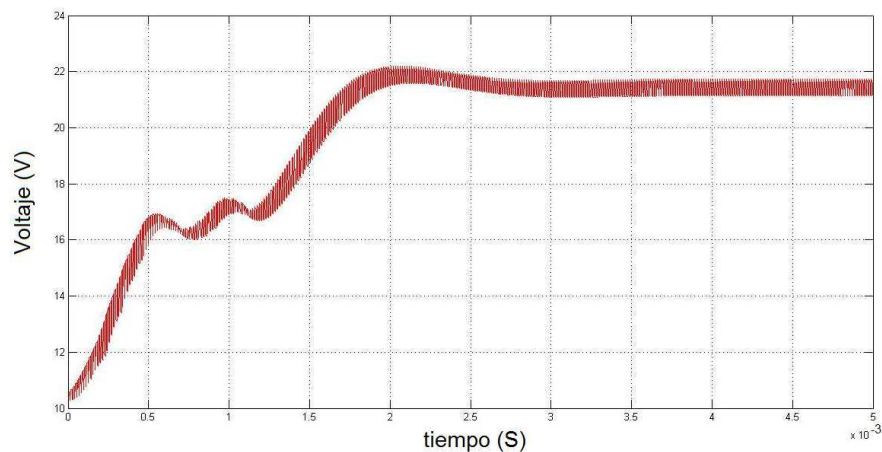


Figura 3.19 Voltaje a la salida del convertor con una carga de 10 A

La corriente promedio llega a un pico de 40 A en la bobina con una carga a la salida del convertidor de 10 A, luego en estado estable la corriente es de 25 A.

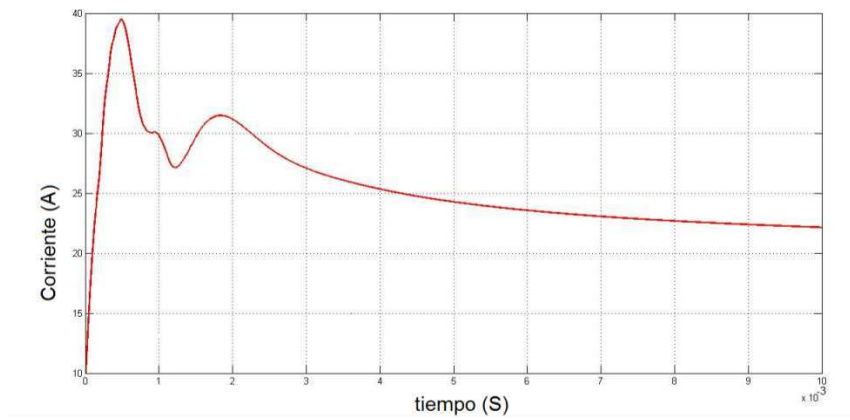


Figura 3.20 Corriente promedio en la bobina del convertidor con una carga en la salida de 10 A

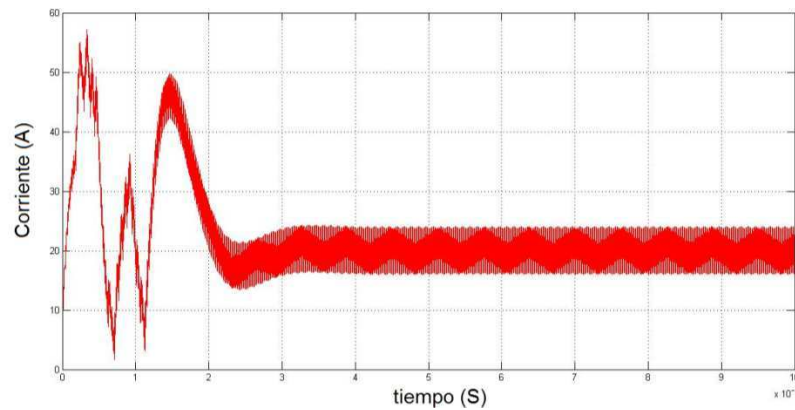


Figura 3.21 Corriente instantánea en la bobina del convertidor con una carga en la salida de 10 A

Al bajar la carga de salida a 1 A, el sistema entra en discontinuidad.

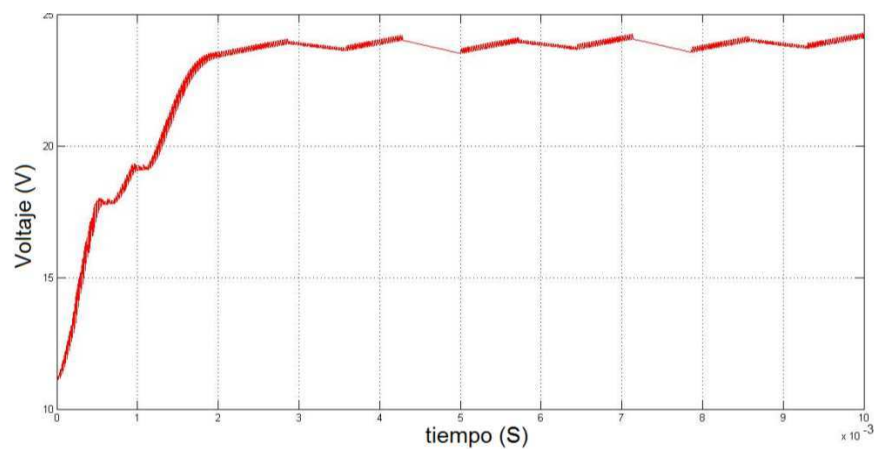


Figura 3.22 Voltaje a la salida del convertidor con una carga de 1 A

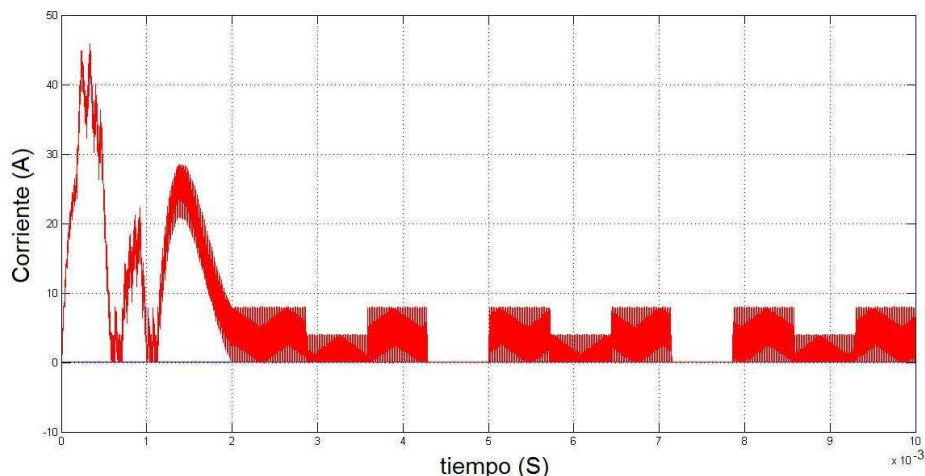


Figura 3.23 Corriente instantánea en la bobina del convertidor con una carga en la salida de 1 A

3.2.3 CONTROLADOR DIFUSO PARA EL CONVERTOR ELEVADOR

Los controladores difusos son diseñados en base a los conocimientos generales de las plantas a controlar, para este caso del convertidor elevador. El controlador difuso es entonces ajustado utilizando un método de prueba y error para obtener una respuesta satisfactoria. Dado que un controlador difuso es no lineal, puede adaptarse a diferentes puntos de funcionamiento.

Para el diseño del controlador difuso se usó el tool box "FIS" de Matlab.

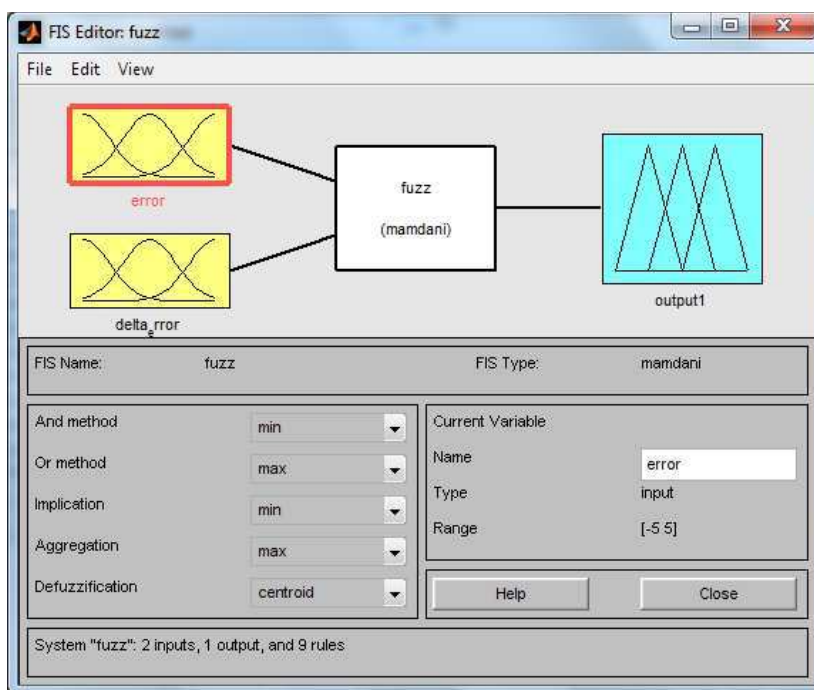


Figura 3.24 Entradas y salida del sistema difuso tipo Mamdani

Se seleccionó el sistema difuso tipo Mamdani, este se caracteriza por su sistema de inferencia en el cual los grados de membrecía de las variables de entrada se aplican sobre las reglas de base de conocimiento para generar grados de membrecía en los conjuntos difusos de salida. El método de implicación seleccionado es el de mínimo y el método de agregación máximo.

Las entradas del sistema difuso son el error (e) y la variación de error (Δe); la salida es el ancho de pulso.

Con los datos de error y variación de error obtenidos en la simulación del controlador PI para el conversor elevador, se puede seleccionar los rangos de las funciones de membrecía para el controlador difuso.

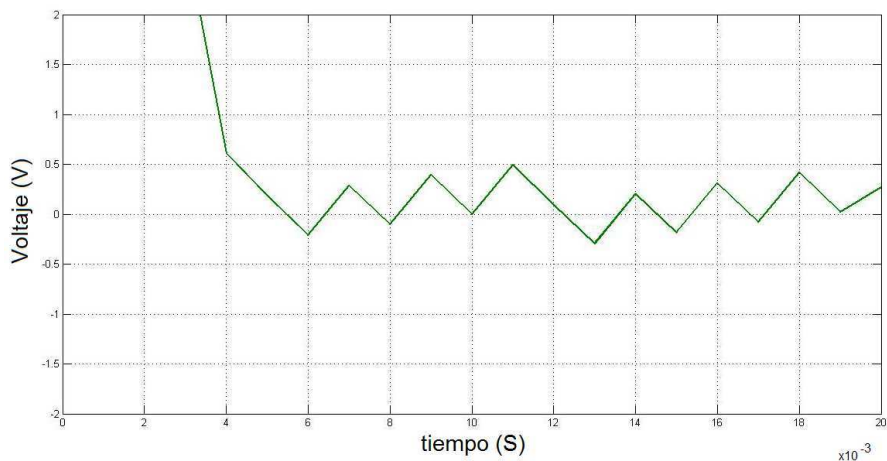


Figura 3.25 Señal de error del controlador PI

Con los datos de los gráficos se fijó el rango de la entrada de error del controlador difuso de -5V a 5V. Luego se eligió tres funciones de membrecía para los rangos de error.

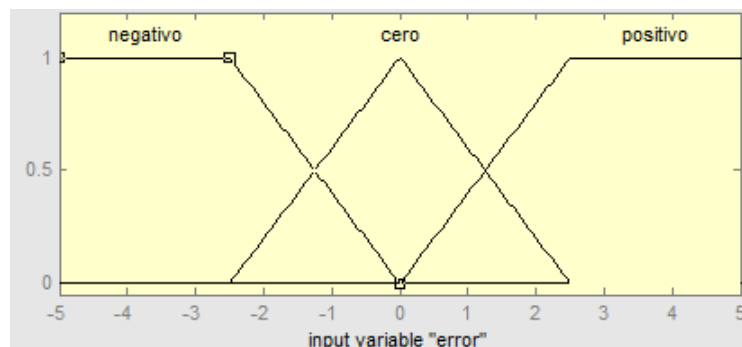


Figura 3.26 Funciones de membrecía para la entrada de error del sistema difuso

Con los datos de los gráficos se fijó el rango de la entrada de la variación de error del controlador difuso de -1V a 1V. Luego se eligió tres funciones de membrecía para los rangos.

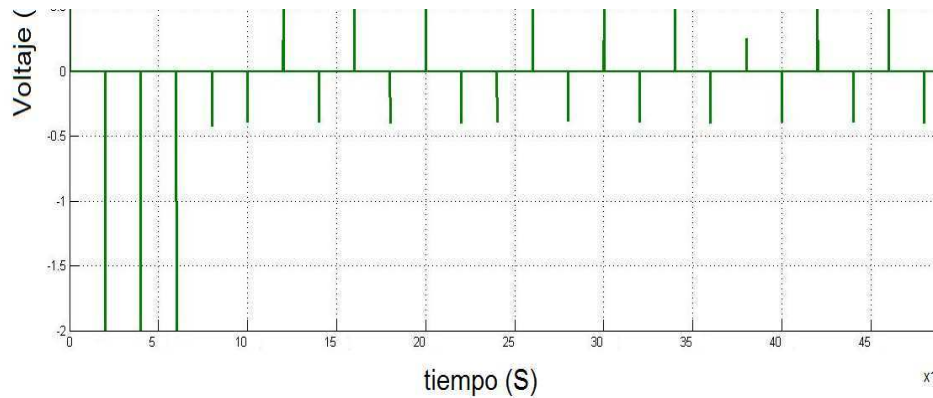


Figura 3.27 Señal de variación del error del controlador PI

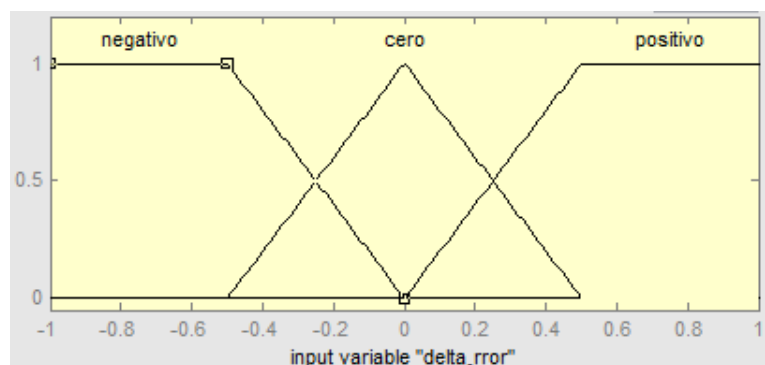


Figura 3.28 Funciones de membrecía para la entrada de la variación del error del sistema difuso

Para la salida del controlador difuso se eligió un rango de -1 a 1. Dado que el ciclo de trabajo varía de 0 a 1 en una etapa posterior se saturará los valores de la salida para que se pueda entregar un PWM con un rango de trabajo adecuado.

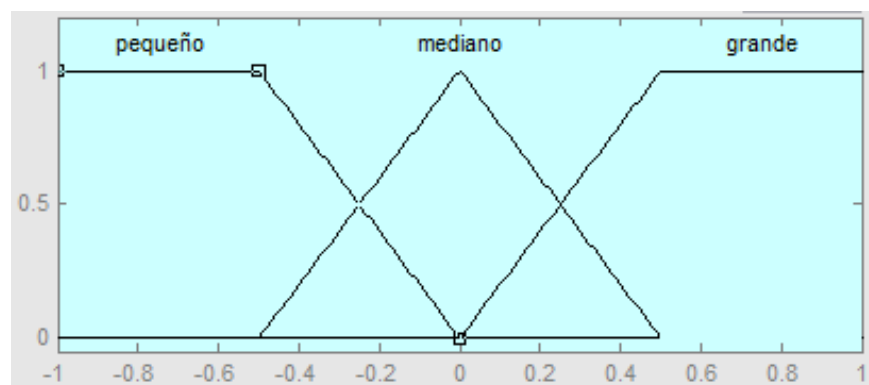


Figura 3.29 Funciones de membrecía para salida del sistema difuso

Tanto para las dos entradas como para la salida se tienen tres conjuntos difusos con funciones de membresía trapezoidales y triangulares, distribuidas simétricamente en los rangos de los valores de entrada o salida. La elección de únicamente tres conjuntos difusos con funciones de membresía simples es debido a las limitaciones de procesamiento del microcontrolador.

El controlador será un PID difuso, para su construcción se analiza el comportamiento de un PID clásico. Se parte del análisis de un controlador PD donde la respuesta es en base al error y la variación del error [30].

Tabla 3.7 Base de reglas difusas

$\Delta e / e$	Negativo	Cero	Positivo
Negativo	Negativo	Negativo	Positivo
Cero	Negativo	Cero	Positivo
Positivo	Negativo	Positivo	Positivo

Interpretando la Tabla 3.7 de reglas difusas se tiene nueve reglas:

- Si $e > 0$ y $\Delta e > 0$; $u > 0$
- Si $e > 0$ y $\Delta e = 0$; $u > 0$
- Si $e > 0$ y $\Delta e < 0$; $u > 0$
- Si $e = 0$ y $\Delta e > 0$; $u > 0$
- Si $e = 0$ y $\Delta e = 0$; $u = 0$
- Si $e = 0$ y $\Delta e < 0$; $u < 0$
- Si $e < 0$ y $\Delta e > 0$; $u < 0$
- Si $e < 0$ y $\Delta e = 0$; $u < 0$
- Si $e < 0$ y $\Delta e < 0$; $u < 0$

Para regular la ganancia del controlador PD difuso simplemente se multiplica por una ganancia que afecta a la acción proporcional y derivativa.

Para conseguir un controlador PI difuso se realiza una sumatoria de las salidas del controlador difuso y luego se multiplica por una ganancia que afecta a la acción integral y proporcional.

En una etapa posterior se suman las acciones de control obteniéndose un controlador PI + PD difuso, cuya salida luego es saturada en los rangos de 0 a 1 correspondiente a la señal PWM que se entrega al elevador.

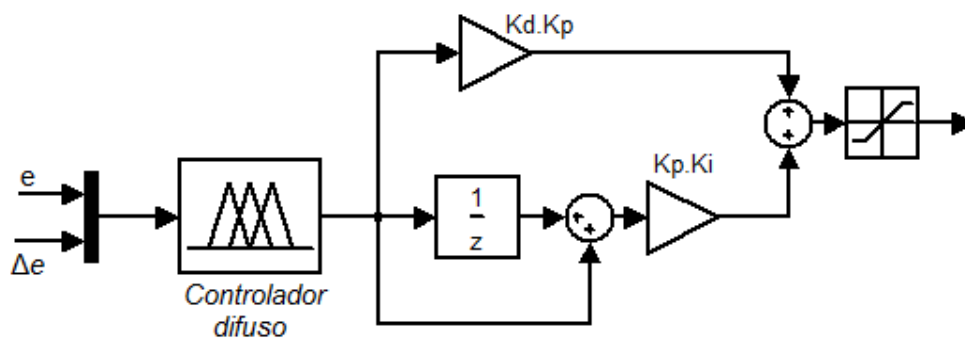


Figura 3.30 Esquema del controlador PI + PD difuso

Con el programa Simulink de Matlab se analizó el comportamiento del controlador PI + PD difuso de voltaje, con los siguientes valores:

- El voltaje de entrada de 12 V, este es el voltaje mínimo en los ultracapacitores con el que trabaja el convertor.
- Tiempo de muestreo de 3 mS, esto debido al tiempo de demora en la ejecución del programa en el microcontrolador para el control difuso y otras funciones del convertor bidireccional.
- PWM de 50 Khz con una relación de trabajo máxima del 50%. El límite superior en el ciclo de trabajo es fijado según la ecuación (2.34) de la pagina 91, esto evita la aparición de sobre voltajes a la salida del convertor.
- Set point = 24 V.
- Carga constante de 10 A en la salida del convertor.
- Condensador filtro de 2000 uF con un ESR de 50 mΩ (Anexo E).

- La bobina del convertor de 15 uH con una resistencia interna de 13 mΩ (Anexo E).

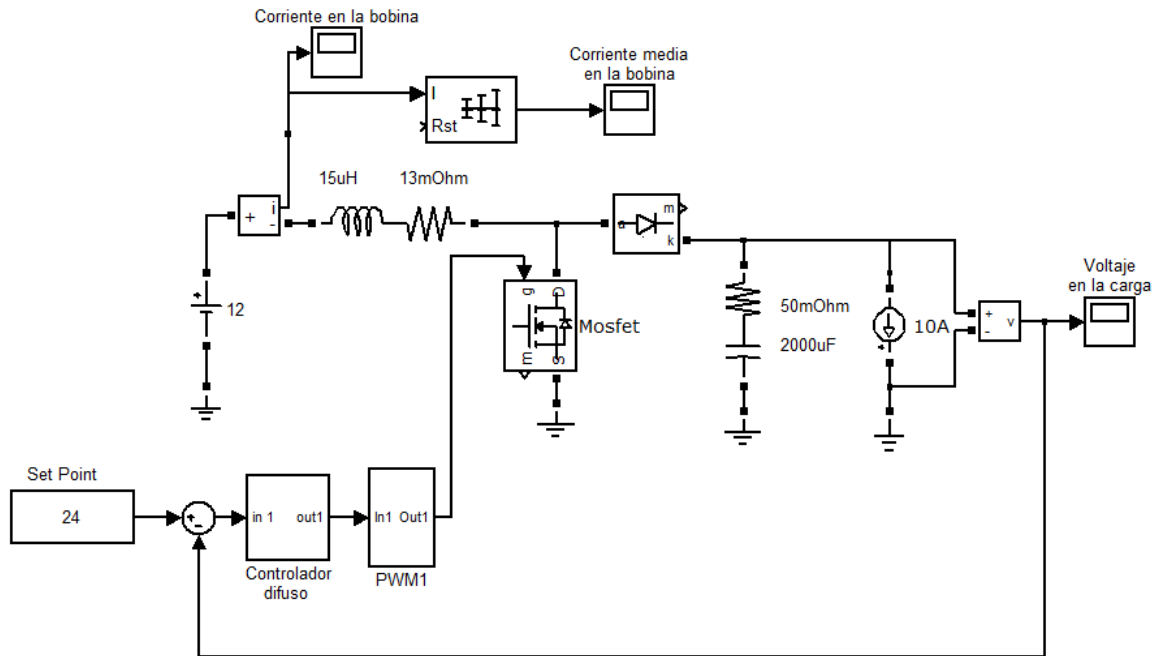


Figura 3.31 Esquema del convertor elevador con control difuso en Simulink

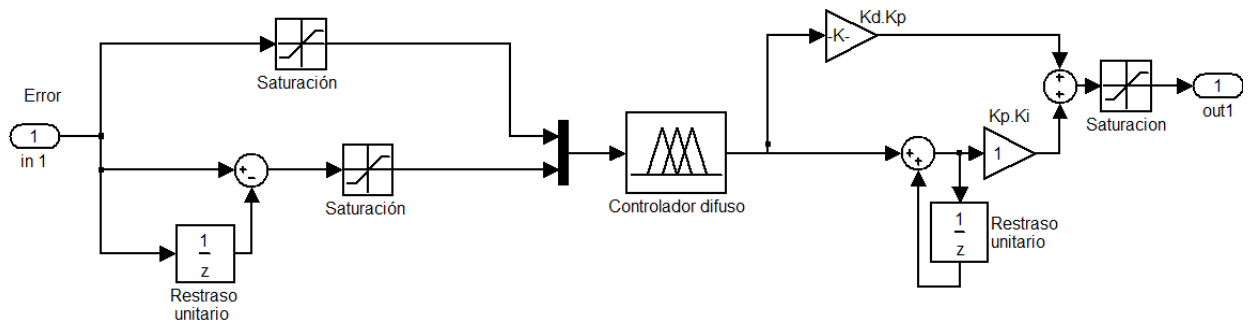


Figura 3.32 Bloque "Controlador difuso"

Para el ajuste del controlador, en la simulación se varió las ganancias hasta obtener una buena respuesta del convertor con el controlador difuso. La ganancia de la parte PI igual a 1 y de la parte PD igual a 0.25.

El voltaje en la salida del convertor no llega a los 24V, esto debido a la alta carga, el límite de ciclo de trabajo y las pérdidas en los elementos del convertor.

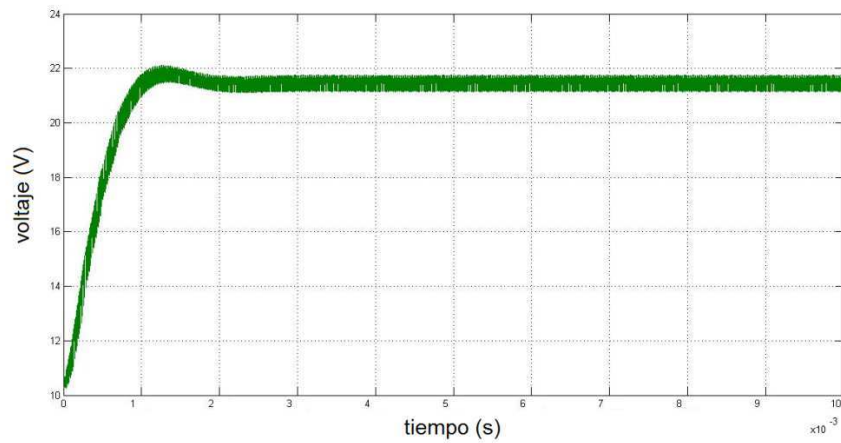


Figura 3.33 Voltaje a la salida del convertidor con una carga de 10 A

La corriente promedio en la bobina al estabilizarse se acerca a los 20 A con una corriente en la salida de 10 A, con esto se mantiene la relación con el factor de transformación entre el voltaje de entrada y salida del convertidor.

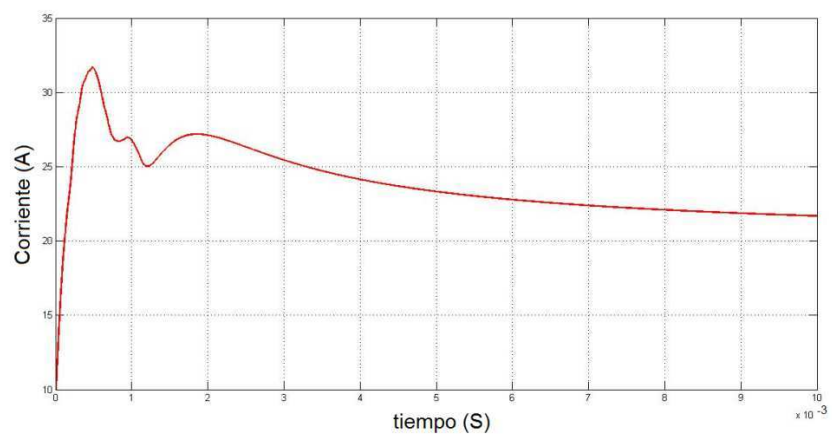


Figura 3.34 Corriente promedio en la bobina del convertidor con una carga en la salida de 10 A

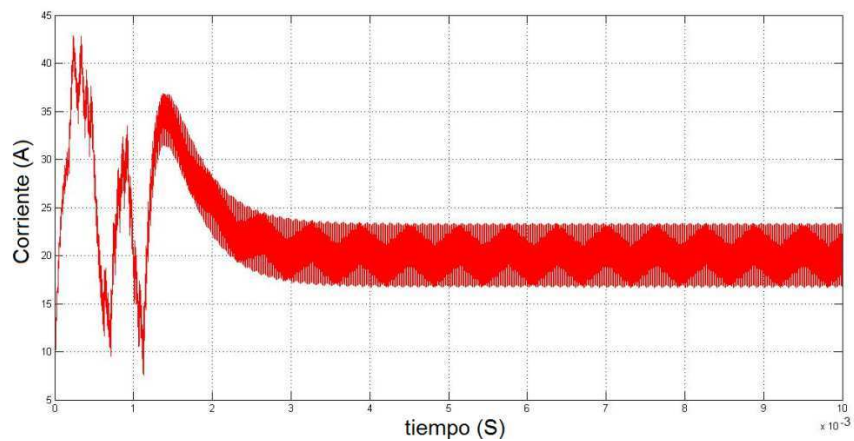


Figura 3.35 Corriente instantánea en la bobina del convertidor con una carga en la salida de 10 A

Simulando con una carga de 1 A, el convertidor entra en conducción discontinua.

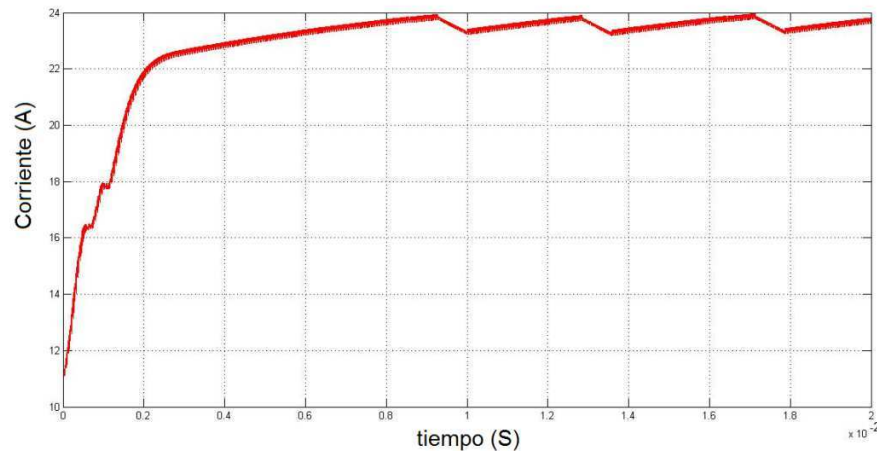


Figura 3.36 Voltaje a la salida del convertidor con una carga de 1 A

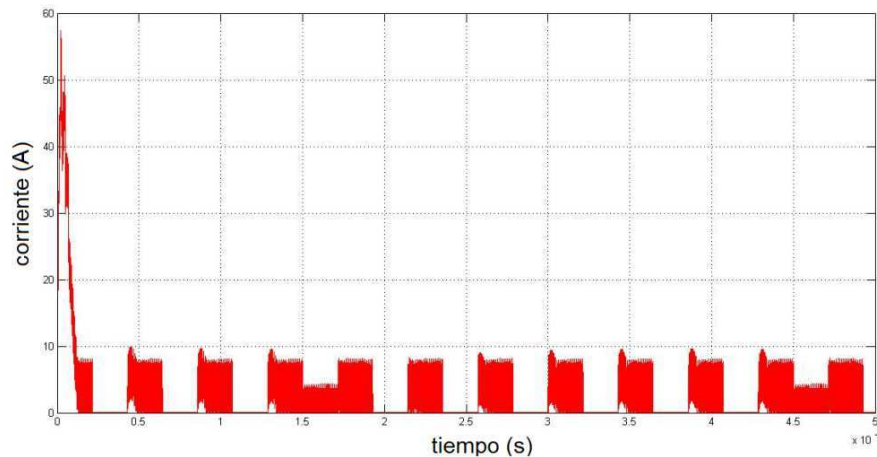


Figura 3.37 Corriente instantánea en la bobina del convertidor con una carga en la salida de 1 A

3.3 MODOS DE TRABAJO DE LA BICICLETA ASISTIDA CON REGENERACIÓN DE ENERGÍA

El usuario puede prender o apagar todo el sistema por medio de un interruptor principal, una vez prendido el sistema se puede elegir entre 5 niveles de asistencia por medio de un pulsador. En cada nivel de asistencia siempre estará activada la función de regeneración de energía en los ultracapacitores.

El modo de regeneración de energía en ultracapacitores se activa si se presenta cualquiera de los siguientes dos casos:

- Se presiona cualquiera de los frenos de la bicicleta y los ultracapacitores no están llenos.
- La rueda delantera gira a más de 75 RPM, no se está pedaleando y los ultracapacitores no están llenos.

En el siguiente diagrama se muestra los posibles modos de trabajo:

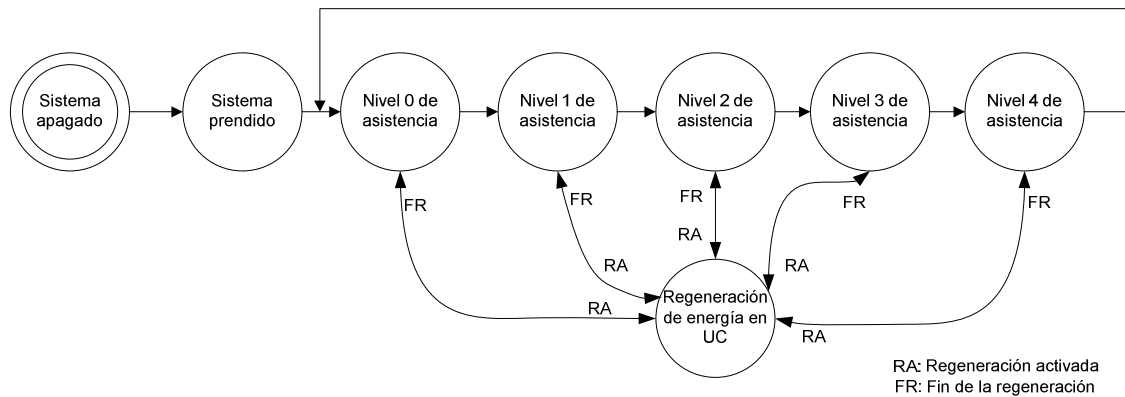


Figura 3.38 Diagrama de modos de trabajo de la bicicleta asistida

3.3.1 USO DE LOS ULTRACAPACITORES COMO FUENTE DEL INVERSOR

Independientemente de los modos de trabajo, se administra la energía suministrada al inversor del PMSM, cambiando de la batería a los ultracapacitores o viceversa.

Si el banco de ultracapacitores tiene un voltaje mayor a 12 V y el motor de la bicicleta está asistiendo, la fuente de energía será dada por los ultracapacitores en lugar de la batería.

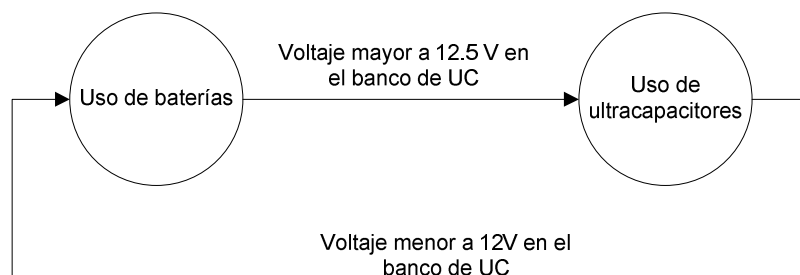


Figura 3.39 Diagrama del uso de la fuente de energía del inversor del PMSM

Todas las tareas a realizar por los microcontroladores para operar en los distintos modos de trabajo se las dividió en dos grupos:

- Control de la bicicleta asistida (ATmega164P)
- Control de convertor bidireccional (ATmega8A)

3.4 PROGRAMACIÓN DEL CONTROL DE LA BICICLETA ASISTIDA

En este bloque se controla las señales que se entrega al inversor del PMSM de acuerdo al modo de trabajo y las mediciones de torque y velocidad del pedaleo.

Las entradas que ingresan en el microcontrolador ATmega164p son indicadas en la Tabla 3.8.

Tabla 3.8 Entradas acondicionadas al microcontrolador ATmega164P

Entradas	Tipo	Función
Sensor de torque y velocidad acoplado a la catalina	Hall	Sensa la velocidad y el esfuerzo del pedaleo del ciclista
Sensores de posición del PMSM	Hall	Determina la posición del rotor del motor para aplicar la correcta secuencia de conmutación en el inversor del motor
Sensor de corriente	Hall	Sensa el consumo del motor para controlar la máxima corriente suministrada por la fuente
Sensor de marcha de la bicicleta	Potenciómetro deslizante acondicionado al ADC del uC	Indica la marcha (relación entre la catalina y los piñones) en que se encuentra la bicicleta
Sensor de voltaje de	Divisor de	Sensa el voltaje de la batería para

la batería	voltaje acondicionado al ADC del uC	no pasar de un valor mínimo, garantizando así la correcta operación de los actuadores
Recepción de información vía RS- 232	UART del uC	Recibe la información del estado del conversor bidireccional que controla el ATmega8A
Freno de la bicicleta	Pulsador	Indica si se ha frenado la bicicleta para proceder al inmediato

Las señales de salida que entrega el microcontrolador ATmega164P se resumen en la Tabla 3.9

Tabla 3.9 Señales de salida en el microcontrolador ATmega164P

Salidas	Función
Señales de control del PMSM	Controlan los disparos de los mosfets en el puente inverso por medio de señales PWM a 50 Khz
Señales de control de los relés	Prende y apaga los relés del circuito según el modo de uso del sistema
Transmisión de información vía RS-232	Envía la información de los modos de trabajo del sistema al microcontrolador ATmega8A

3.4.1 LAZO PRINCIPAL DEL SISTEMA DE CONTROL DE LA BICICLETA ASISTIDA

El lazo principal de trabajo del microcontrolador maneja el muestreo de los sensores de velocidad y torque del pedal para contrastarlos con la velocidad del motor mediante un controlador PI.

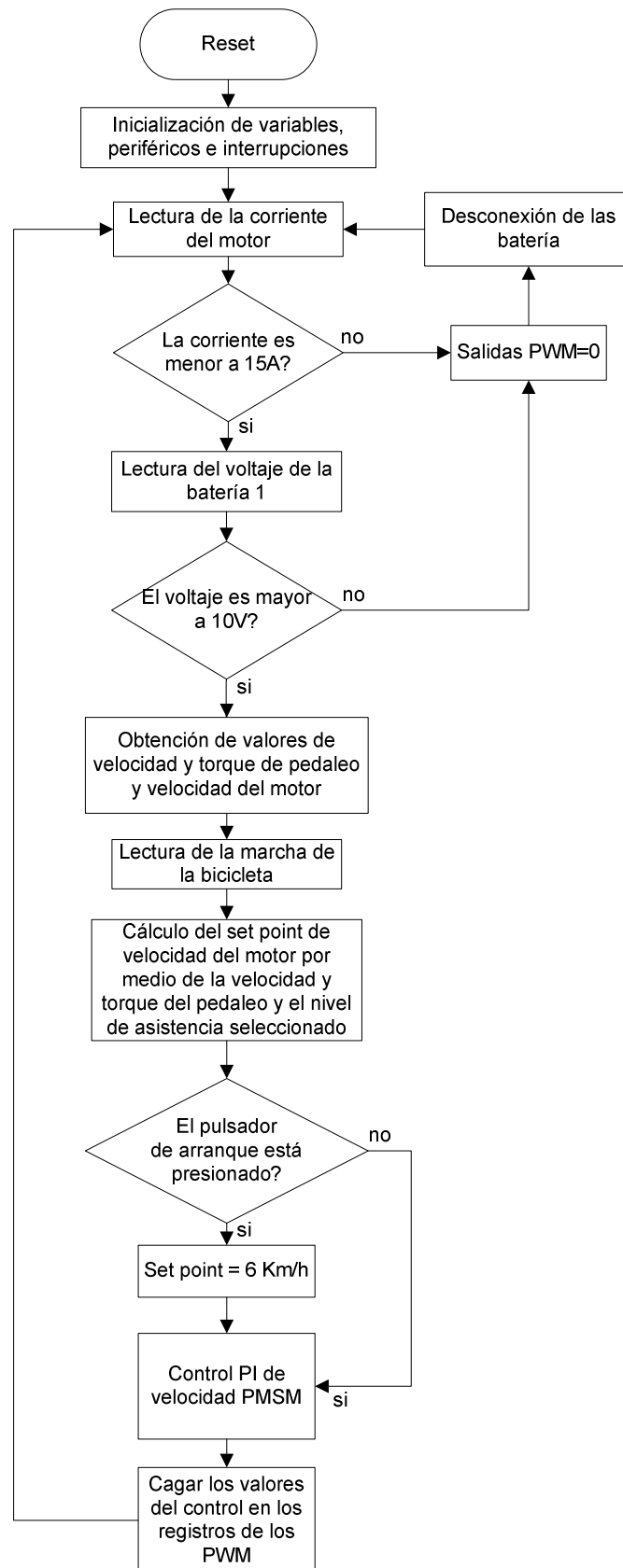


Figura 3.40 Lazo principal del programa de control de la bicicleta asistida

La subrutina del cálculo del set point de velocidad del motor toma los valores de velocidad y torque de pedaleo y entrega un valor de consigna para el controlador PI.

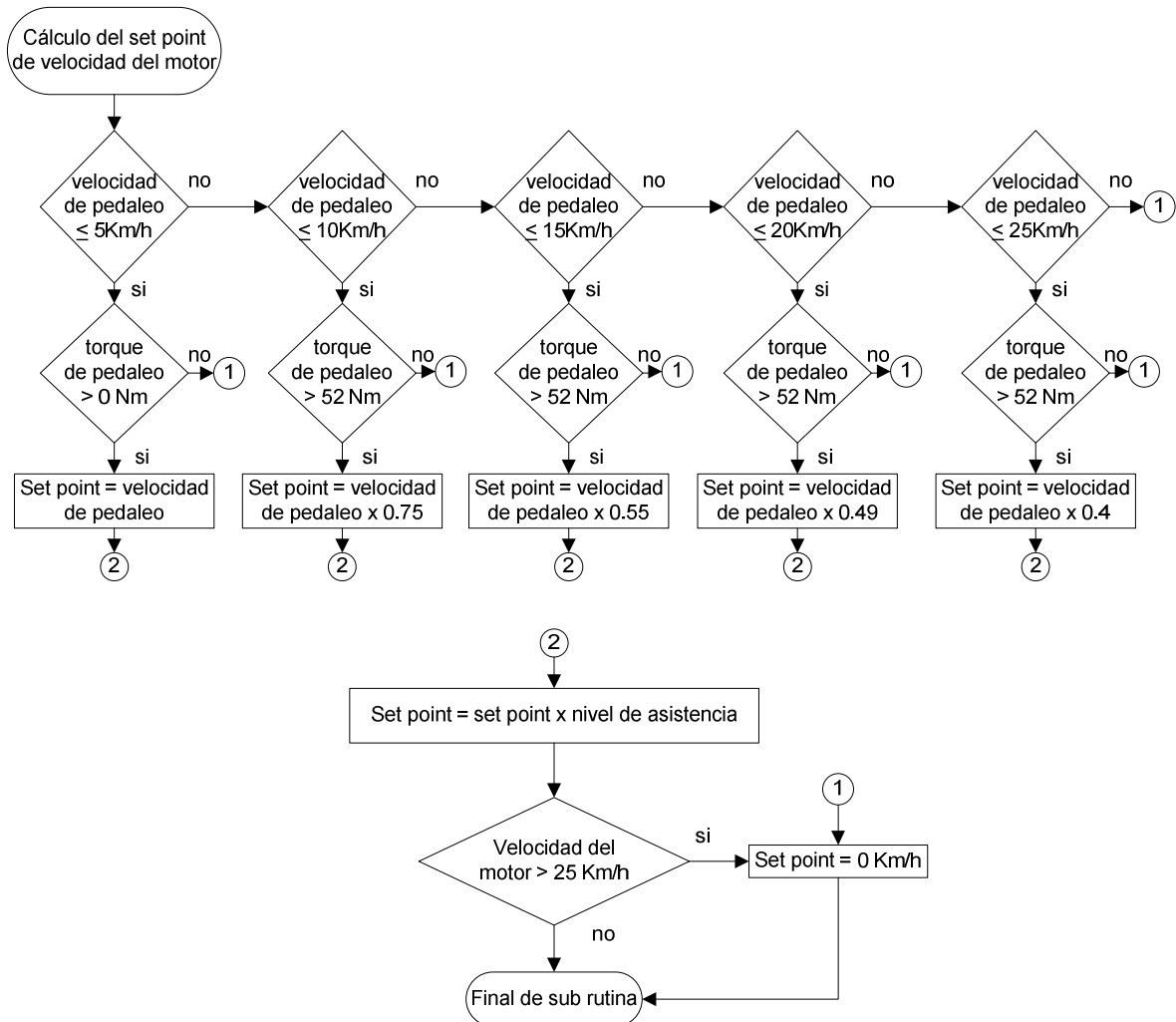


Figura 3.41 Subrutina del cálculo del set point de velocidad del motor

3.4.1.1 Control PI de velocidad

La ecuación que describe el controlador PI implementado en el microcontrolador con un periodo de muestreo “Ts”, se tiene:

$$u(k) = u_{bias} + Kp \cdot e(k) + Ki \cdot Ts \sum_{n=0}^k e(n) \quad (3.17)$$

Donde $u(k)$ es la salida del controlador, $e(k)$ es el error generado entre el set point de velocidad y la velocidad del motor, $\sum_{n=0}^k e(n)$ es la acumulación del error, K_i la ganancia integral, K_p la ganancia proporcional y T_s el tiempo de muestreo igual a 0.25 segundos.

Para el control de la velocidad deseada en el PMSM se implementó un lazo de control PI, donde el coeficiente K_p determina el tiempo de respuesta del motor y el coeficiente K_i es utilizado para cancelar el error de posición. Además a la señal de control calculada se le suma un valor denominado “bias”, este valor es usado para estabilizar el sistema de control.

El valor del bias se lo obtiene con pruebas sobre la salida del motor con un determinado set point.

Los valores de K_i , K_p y del bias se los ajustó manualmente, esto se describe en el siguiente capítulo.

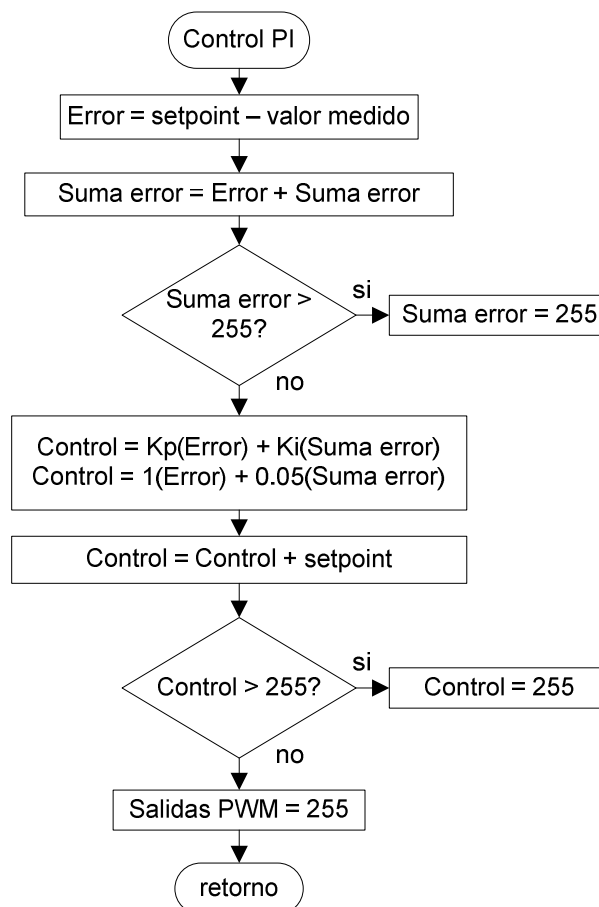


Figura 3.42 Subrutina del control PI de velocidad del PMSM

3.4.2 INTERRUPCIONES DEL PROGRAMA DE CONTROL DE LA BICICLETA ASISTIDA

Las interrupciones que se presentan en el lazo principal, sirven para adquirir los siguientes datos:

- Velocidad de pedaleo
- Fuerza de pedaleo
- Velocidad del rotor del motor
- Nivel de asistencia elegido por el usuario
- Uso del reductor para la regeneración de energía
- Estado del elevador del voltaje.

Las señales que envía el microcontrolador en las distintas interrupciones son:

- Salidas PWM sincronizadas con la posición del rotor
- Señales de control de los relés
- Envío de datos del uso del reductor de voltaje al otro microcontrolador

La interrupción de recepción de datos en la comunicación serial adquiere información proveniente del ATmega8A.

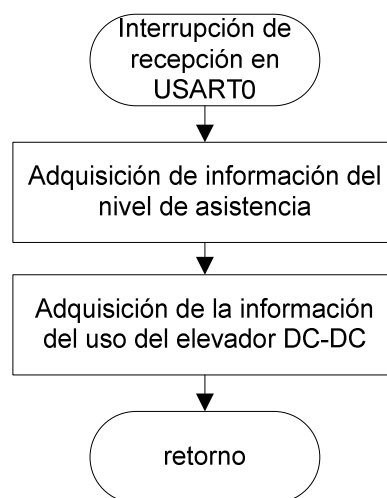


Figura 3.43 Interrupción USART0

Cuando se aplasta alguno de los frenos se activa la interrupción por cambio de estado en el PINA.5, inmediatamente ocurrida la interrupción se desconecta la batería, se tiene un retardo de 30 mS de seguridad para garantizar la conexión y desconexión de los relés y posterior a esto se comienza a regenerar la energía en los ultracapacitores.

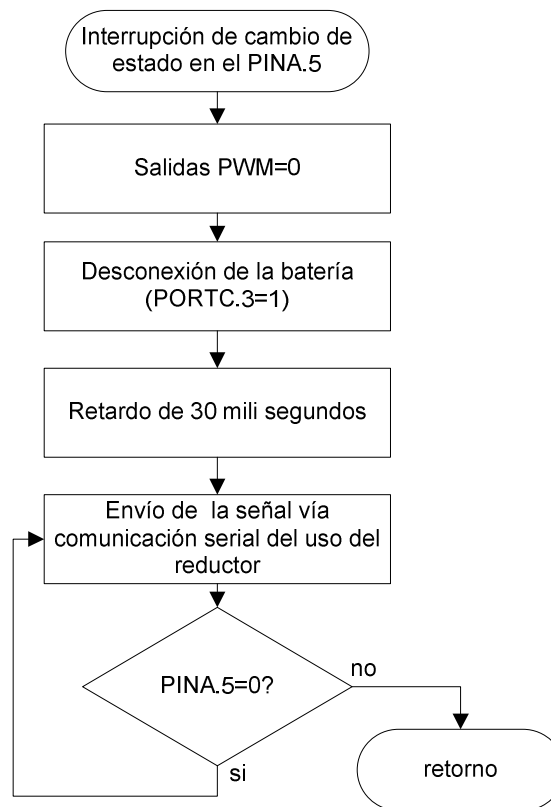


Figura 3.44 Interrupción de cambio de estado en el PINA.5

Las señales de los sensores de posición del rotor activan la interrupción por cambio de estado de las entradas en donde están conectados, en esta interrupción se sincroniza la señal PWM obtenida en la etapa de control con la posición del rotor del motor y se maneja las salidas adecuadas para el uso del reductor o el elevador de voltaje.

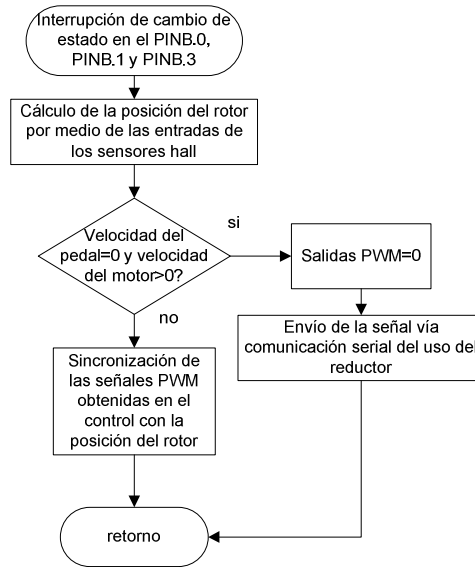


Figura 3.45 Interrupción por cambio de estado de los sensores de posición del rotor

La sincronización de la posición del rotor con las señales de control se la realiza de acuerdo a los valores de los sensores hall. Se generan seis señales de control, tres se aplican a la parte superior del puente trifásico inversor y las otras a la parte inferior. Debido a que los drivers usados manejan de mejor manera una baja frecuencia en las señales para la parte superior, las señales de baja frecuencia (PWMA, PWMB, PWMC) se aplican en la parte superior y las de alta frecuencia (PWMA', PWMB', PWMC') a la parte inferior. El valor seleccionado para la conmutación de las señales de alta frecuencia es de 16 Khz, debido a que esta frecuencia al ser aplicada a los elementos inductivos generará un sonido que se encuentra por los límites del umbral auditivo humano.

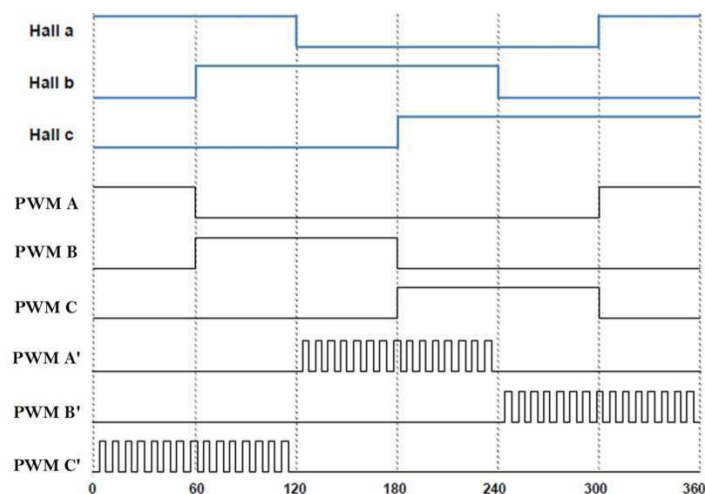


Figura 3.46 Señales de control del PMSM

Para generar las señales de control de baja frecuencia se usó tres salidas del Puerto C y para las de alta frecuencia se configuró el timer 0 y el timer 2 en el modo “fast PWM” a 16 KHz.

Tabla 3.10 Tabla de conmutación “seis pasos” para el PMSM

Hall A	Hall B	Hall C	PWM1 PORTC. 0	PWMB PORTC. 1	PWMC PORTC. 2	PWM1' OC2A	PWMB' OC2B	PWMC' OCOB
1	0	0	1	0	0	0	0	PWM
1	1	0	0	1	0	0	0	PWM
0	1	0	0	1	0	PWM	0	0
0	1	1	0	0	1	PWM	0	0
0	0	1	0	0	1	0	PWM	0
1	0	1	1	0	0	0	PWM	0

Para calcular los valores de velocidad y torque del pedaleo se utilizan las interrupciones externas del microcontrolador. Hay dos señales de velocidad que están en cuadratura y una señal de torque está en fase con una de las señales de velocidad y se desfasa 180° con un torque máximo de 900 Nm.

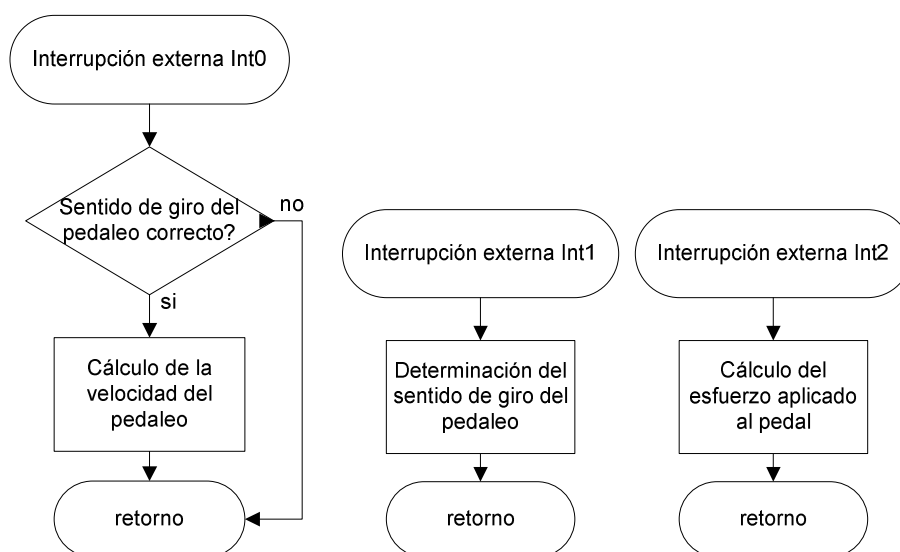


Figura 3.47 Interrupciones externas

Para determinar el sentido de giro se usan las señales de velocidad en cuadratura, una vez determinado el sentido correcto de giro se procede a medir el torque en una escala de 0 a 255.

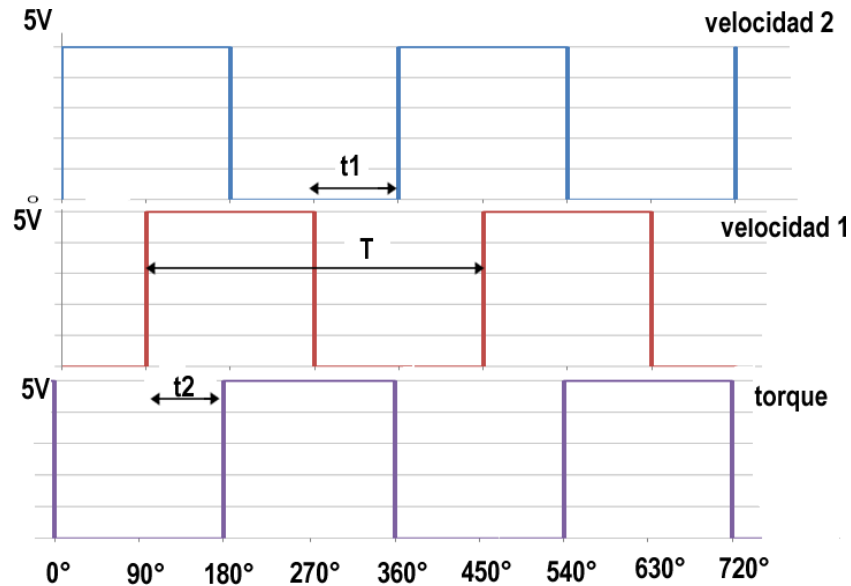


Figura 3.48 Señales de velocidad y torque que entrega el pedal

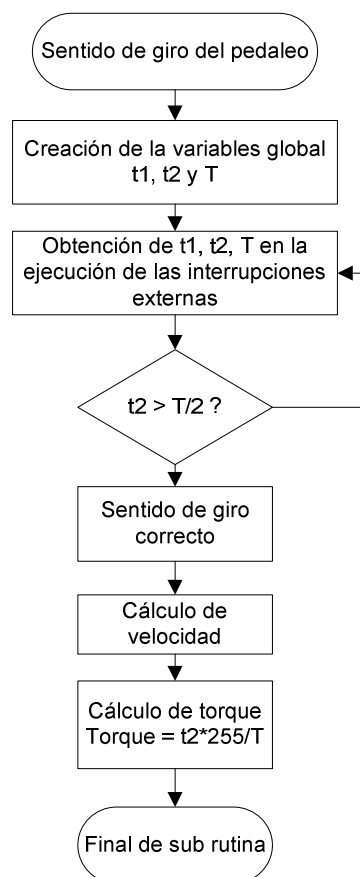


Figura 3.49 Diagrama de flujo de la subrutina para calcular el valor de velocidad y torque del pedal

3.5 PROGRAMACIÓN DEL CONTROL DEL CONVERTOR BIDIRECCIONAL

El control del convertor bidireccional se lo realiza por medio del microcontrolador ATmega8A. Las entradas que ingresan en el microcontrolador ATmega8A son indicadas en la Tabla 3.11.

Tabla 3.11 Entradas del microcontrolador ATmega8A

Sensor	Tipo	Función
Sensor de corriente	Hall	Sensar la corriente que está circulando por la bobina y el ultracapacitor para evitar excesos de corriente en el convertor bidireccional y también para obtener las señales para el control por rizado de corriente en la carga de los ultracapacitores
Sensor de voltaje del ultracapacitor	Divisor de voltaje acondicionado al ADC del uC	Sensar el voltaje del ultracapacitor para evitar el sobre voltaje en la carga y para medir el límite de descarga cuando se eleva el voltaje de los mismos
Sensor de voltaje del elevador	Divisor de voltaje acondicionado al ADC del uC	Sensar el voltaje a la salida del elevador para obtener la señal de control del mismo
Botón de selección de modos de trabajo	Pulsador	Selecciona los modos de trabajo de la bicicleta asistida

Recepción de información vía RS-232	UART del uC	Recibe la información de los modos de trabajo del sistema por parte del ATmega164P
-------------------------------------	-------------	--

Las señales de salida que entrega el microcontrolador ATmega8A se resumen en la Tabla 3.12.

Tabla 3.12 Señales de salida en el microcontrolador ATmega8

Salidas	Función
Señal de control PWM para el elevador	Controla el voltaje de salida del elevador
Señal de control del reductor	Controla la corriente de salida del reductor
Transmisión de información vía RS-232	Envía la información de los modos de trabajo del sistema al microcontrolador ATmega164P

3.5.1 LAZO PRINCIPAL DEL CONTROL DEL CONVERTOR BIDIRECCIONAL

En el lazo principal de trabajo se administra la energía de los ultracapacitores, dependiendo de las condiciones puede activar al convertor bidireccional como reductor o elevador.

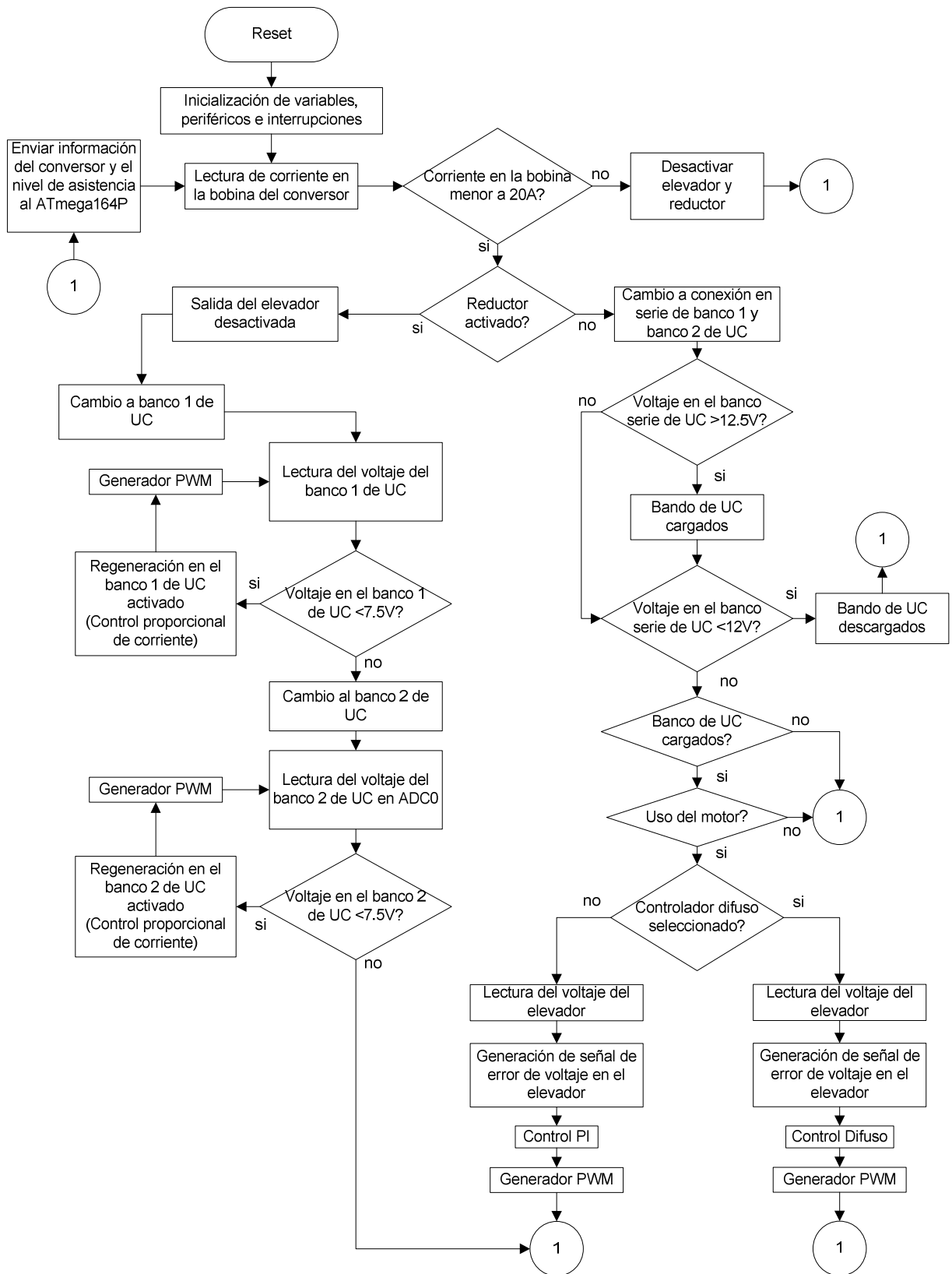


Figura 3.50 Lazo principal del control del convertidor bidireccional

3.5.2 INTERRUPCIONES DEL PROGRAMA DE CONTROL DEL CONVERTOR BIDIRECCIONAL

Las interrupciones que se presentan en el lazo principal, sirven para adquirir los siguientes datos:

- Cambio de nivel de asistencia elegido por el usuario
- Datos del uso del elevador y del reductor por parte del ATmega164P

La interrupción de recepción de datos en la comunicación serial adquiere información proveniente del ATmega164P.

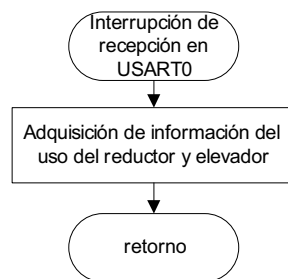


Figura 3.51 Interrupción USART en el ATmega8A

La interrupción externa Int0 del ATmega8A cambia el nivel de asistencia que selecciona el usuario.

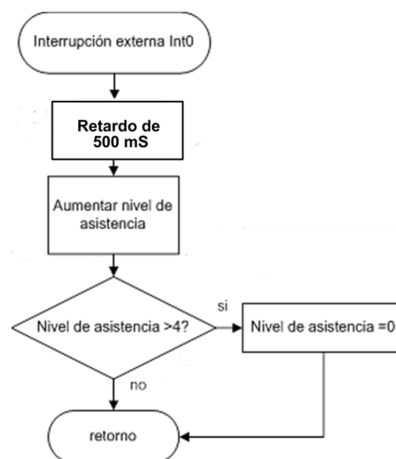


Figura 3.52 Interrupción Int0 en el ATmega8A

Cada nivel de asistencia selecciona una constante que luego será multiplicada por el set point de velocidad, con esto se regula el nivel de asistencia, estos valores se los ajustaron experimentalmente.

Tabla 3.13 Constantes que se multiplican por el set point de velocidad en función del nivel de asistencia

Nivel	Constante
0	0
1	0.7
2	0.8
3	0.9
4	1

3.5.3 CONTROL PI PARA EL ELEVADOR DE VOLTAJE

La ecuación que describe el controlador PI implementado en el microcontrolador para el elevador de voltaje es:

$$u(t) = Kp \cdot e(t) + Ki \int e(t) dt \quad (3.18)$$

Pasando el controlador continuo a uno discreto con un periodo de muestreo "Ts", se tiene:

$$u(k) = Kp \cdot e(k) + Ki \cdot Ts \sum_{n=0}^k e(n) \quad (3.19)$$

Donde $u(k)$ es la salida del controlador, $e(k)$ es el error generado entre el set point de velocidad y la velocidad del motor, $\sum_{n=0}^k e(n)$ es la acumulación del error, Ki la ganancia integral, Kp la ganancia proporcional y Ts el tiempo de muestreo es igual a un mili segundo. La salida $u(k)$ es saturada para acoplar el resultado al valor que se debe cargar en el registro del PWM, con esto se logra un del ciclo de trabajo entre 0% y 50%. El límite superior es fijado según la ecuación (2.34) de la página 91 que se encuentra en la página 110, esto evita la aparición de sobre voltajes a la salida del conversor.

Los valores de K_i y K_p se los ajustó en base a los valores obtenidos en la simulación, esto se trata en el siguiente capítulo.

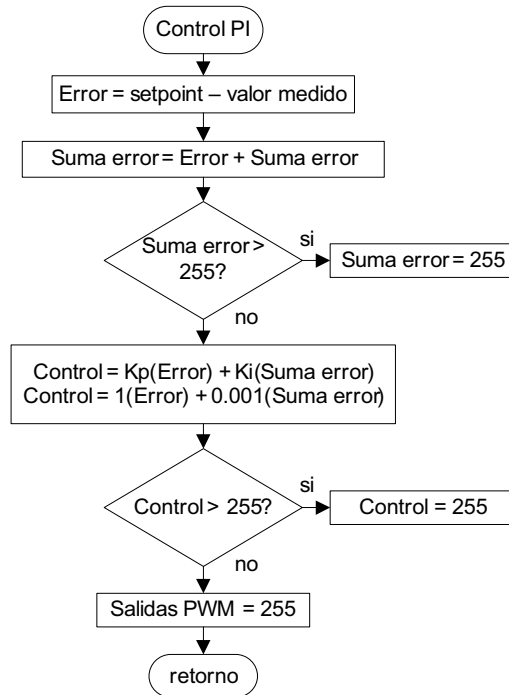


Figura 3.53 Conjuntos PI para el elevador de voltaje

3.5.4 CONTROL DIFUSO PARA EL ELEVADOR DE VOLTAJE

El algoritmo del control difuso se implementó como fue diseñado en el tool box “FIS” de Matlab; cambiando los límites seleccionados de entrada y salida por sus correspondientes valores luego de la conversión A/D y el PWM de salida.

3.5.4.1 Conjuntos difusos

Los conjuntos difusos ya equivalentes en el microcontrolador son los siguientes:

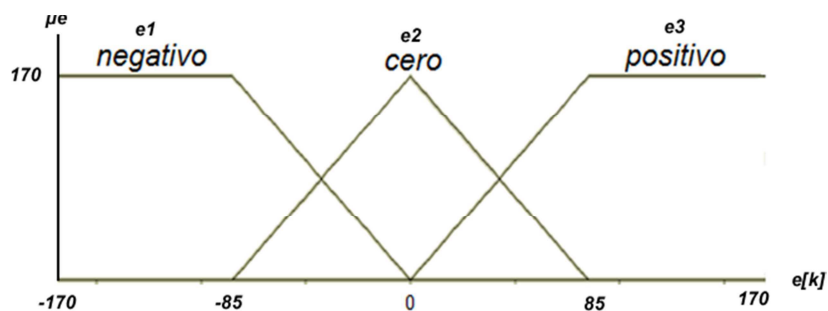


Figura 3.54 Conjuntos difusos de la entrada error de voltaje ($e[k]$)

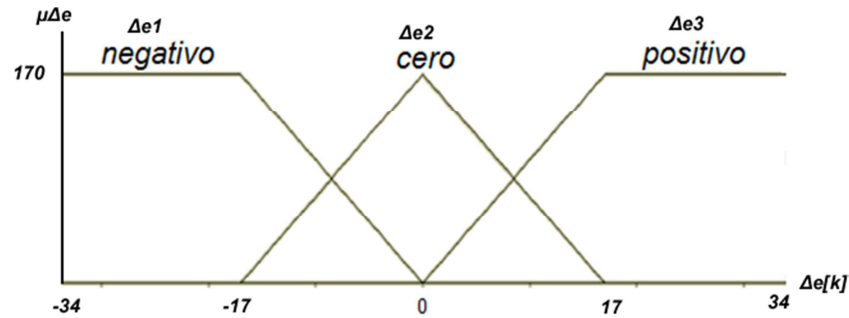


Figura 3.55 Conjuntos difusos de la entrada variación del error de voltaje ($\Delta e(e[k])$)

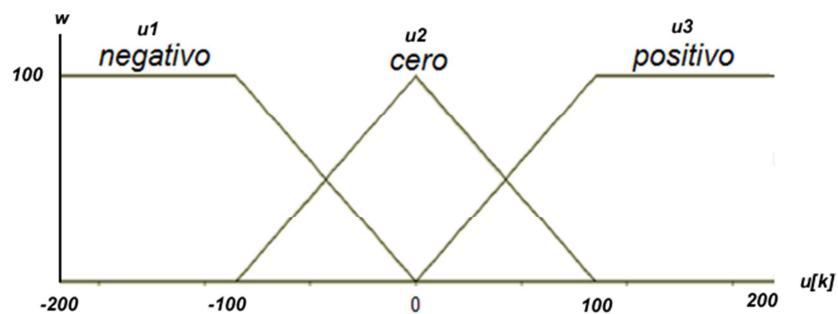


Figura 3.56 Conjuntos difusos de salida (y)

3.5.4.2 Cálculo del grado de pertenencia de los conjuntos difusos

Se asigna un grado de pertenencia a los conjuntos que representan las entradas del sistema, esto de acuerdo a sus funciones de membresía asociadas.

Las entradas son valores de las variables del sistema a controlar y la salida son los grados de pertenencia a los conjuntos difusos correspondientes.

Para los conjuntos difusos de la entrada error ($e[k]$) se tiene:

- Conjunto e1: Si $(e[k]) < -85$; $\mu_e = 85$
Si $-85 < (e[k]) < 0$; $\mu_e = -e[k]$
- Conjunto e2: Si $-85 < (e[k]) < 0$; $\mu_e = 85 + e[k]$
Si $0 < (e[k]) < 85$; $\mu_e = 85 - e[k]$
- Conjunto e3: Si $0 < (e[k]) < 85$; $\mu_e = e[k]$
Si $(e[k]) > 85$; $\mu_e = 85$

Para los conjuntos difusos de la entrada variación de error ($\Delta e[k]$) se tiene:

- Conjunto $\Delta e1$: Si $(\Delta e[k]) < -17$; $\mu_{\Delta e} = 17$
Si $-17 < (\Delta e[k]) < 0$; $\mu_{\Delta e} = -\Delta e[k]$

- Conjunto Δe_2 : Si $-17 < (\Delta e[k]) < 0$; $\mu_{\Delta e} = 17 + \Delta e[k]$
Si $0 < (\Delta e[k]) < 17$; $\mu_{\Delta e} = 17 - \Delta e[k]$
- Conjunto Δe_3 : Si $0 < (\Delta e[k]) < 17$; $\mu_{\Delta e} = \Delta e[k]$
Si $(\Delta e[k]) > 17$; $\mu_{\Delta e} = 17$

3.5.4.3 Implicador Mamdani

En un sistema difuso tipo Mamdani tanto el antecedente como el consecuente de las reglas están dados por expresiones lingüísticas.

En este bloque relaciona de acuerdo a la base de conocimiento los conjuntos difusos de entrada y sus correspondientes grados de pertenencia con los conjuntos difusos de salida.

Se escalan los valores obtenidos en el cálculo de los grados de pertenencia de las dos variables de entrada para que puedan ser comparados y luego se aplican las reglas del controlador difuso, como se muestra a continuación:

- Si $e > 0$ y $\Delta e > 0$; $v_1 = \text{mínimo}(e_3, \Delta e_3)$
- Si $e > 0$ y $\Delta e = 0$; $v_2 = \text{mínimo}(e_3, \Delta e_2)$
- Si $e > 0$ y $\Delta e < 0$; $v_3 = \text{mínimo}(e_3, \Delta e_1)$
- Si $e = 0$ y $\Delta e > 0$; $v_4 = \text{mínimo}(e_2, \Delta e_3)$
- Si $e = 0$ y $\Delta e = 0$; $v_5 = \text{mínimo}(e_2, \Delta e_2)$
- Si $e = 0$ y $\Delta e < 0$; $v_6 = \text{mínimo}(e_2, \Delta e_1)$
- Si $e < 0$ y $\Delta e > 0$; $v_7 = \text{mínimo}(e_1, \Delta e_3)$
- Si $e < 0$ y $\Delta e = 0$; $v_8 = \text{mínimo}(e_1, \Delta e_2)$
- Si $e < 0$ y $\Delta e < 0$; $v_9 = \text{mínimo}(e_1, \Delta e_1)$

Luego de aplicar las reglas del controlador difuso se procede a utilizar el implicador Mamdani, donde se toma el máximo de cada resultado obtenido en el proceso anterior según las reglas propuestas para el controlador.

- $u_1 = \max(v_1, v_2, v_3, v_4)$

- $u_2 = v_5$
- $u_3 = \max(v_6, v_7, v_8, v_9)$

3.5.4.4 Decodificación

En el proceso final de decodificación, se usa el método de centro de gravedad dado que es el más usado en aplicaciones de control.

El centro de gravedad es el punto que divide el área bajo la curva en dos regiones de igual área [30].

La salida del sistema por medio del centro de gravedad. Usando sumatorias en lugar de integrales se tiene el método del centro de gravedad promediado.

$$y = \frac{\sum_i u_i w_i}{\sum_i w_i} \quad (3.21)$$

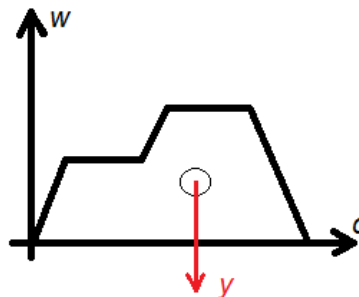


Figura 3. 57 Centro de gravedad de un conjunto difuso

Se aplica un bloque de saturación para acoplar el resultado al valor que se debe cargar en el registro del PWM, con esto se logra un ciclo de trabajo entre 0% y 50%.

Los valores de las ganancias PI y PD se los ajustó en base a los valores obtenidos en la simulación, esto se trata en el siguiente capítulo.

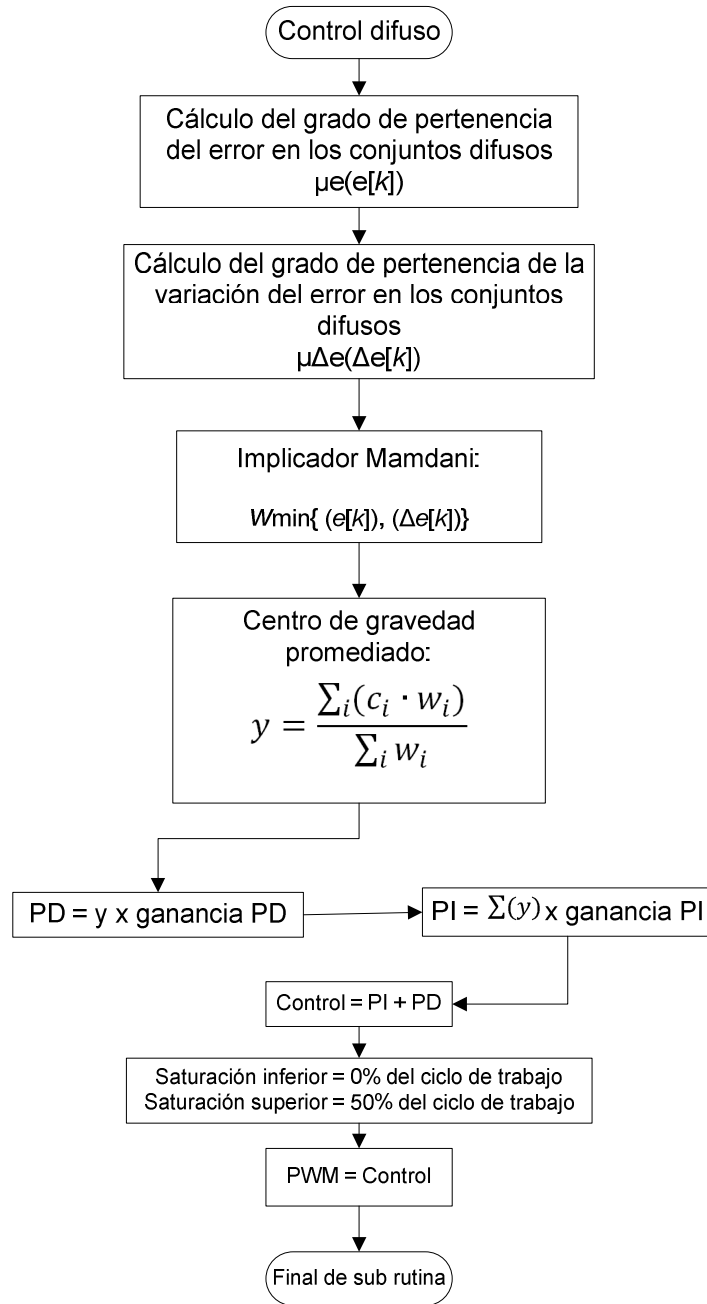


Figura 3.58 Diagrama del controlador difuso

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

Una vez que se ha diseñado, construido e implementado el hardware y el software que conforman el prototipo de bicicleta asistida con regeneración de energía en ultracapacitores es necesario analizar el correcto funcionamiento del mismo en base a pruebas realizadas tanto en la parte de control como en la de potencia.



Figura 4.1 Prototipo de bicicleta asistida con regeneración de energía en ultracapacitores

4.1 PLACA DE CONTROL DEL MOTOR

En esta placa se encuentran los componentes necesarios para que la bicicleta funcione como una bicicleta asistida. El componente principal de esta placa es el microcontrolador ATmega164P cuyo desempeño ha sido excelente tanto en el procesamiento de sus señales de entrada como en la generación de las señales de control. A continuación se describen las pruebas realizadas a los demás componentes del circuito.

4.1.1 PRUEBAS DEL ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES DE LOS SENSORES HALL DEL MOTOR

La señal que entrega uno de los sensores de efecto hall que detectan la posición del rotor del motor se observa en la Figura 4.1.

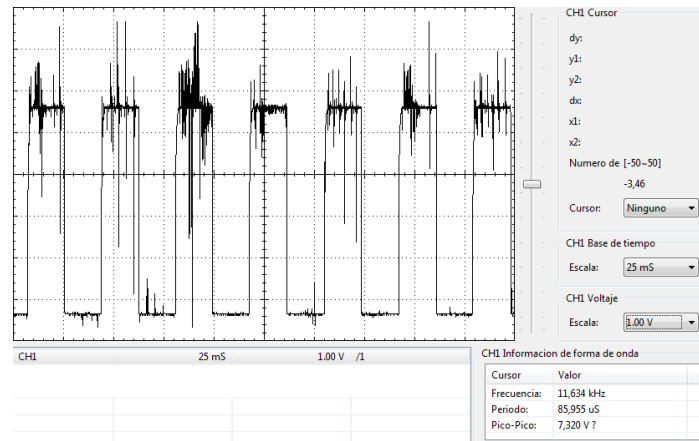


Figura 4.2 Señal entregada por uno de los sensores hall AH41 del motor

Como se puede apreciar en la Figura 4.2 por efectos de inducción electromagnética y por las conmutaciones de los mosfets, la señal del sensor tiene demasiados picos de voltaje que ocasionarían un mal funcionamiento del microcontrolador. Para filtrar todo este ruido se hizo que la señal pase por un filtro RC pasa bajos antes de ingresar al microcontrolador ATmega164P. En la Figura 4.3 se aprecia la señal ya filtrada que va a ingresar al microcontrolador.

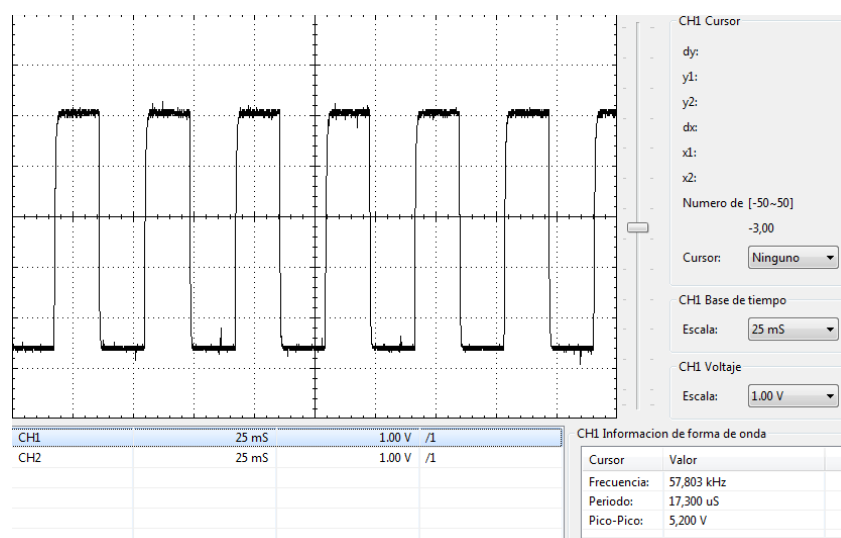


Figura 4.3 Señal de uno de los sensores hall del motor luego de pasar por el filtro RC implementado

La diferencia entre la señal antes y después del filtro es bastante evidente con lo cual se comprueba que los valores calculados para filtro fueron los adecuados.

4.1.2 PRUEBAS DEL ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES DEL PEDAL

Las señales obtenidas por el sensor del pedal (Torque Intelligent Sensor) se muestran en las Figuras 4.4 y 4.5.

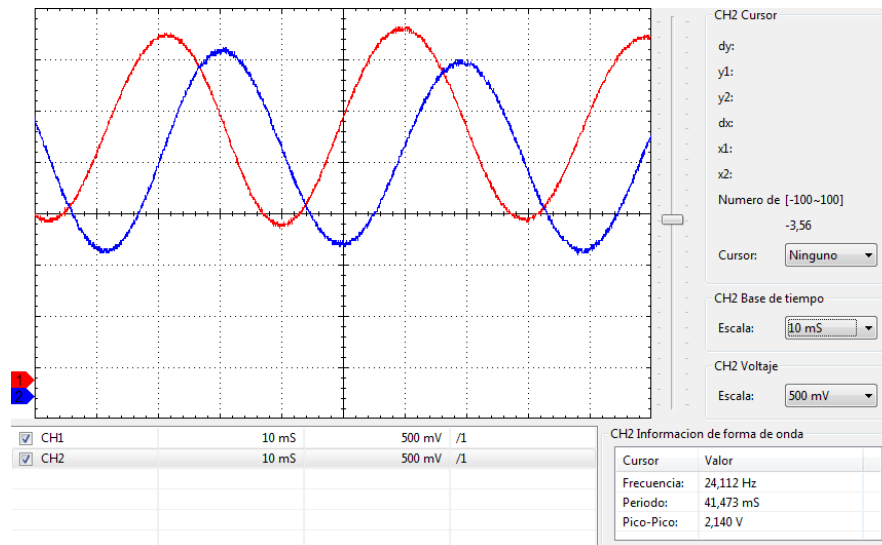


Figura 4.4 Señales de cuadratura del pedal. (CH1=Señal Velocidad1, CH2=Señal de Velocidad2)

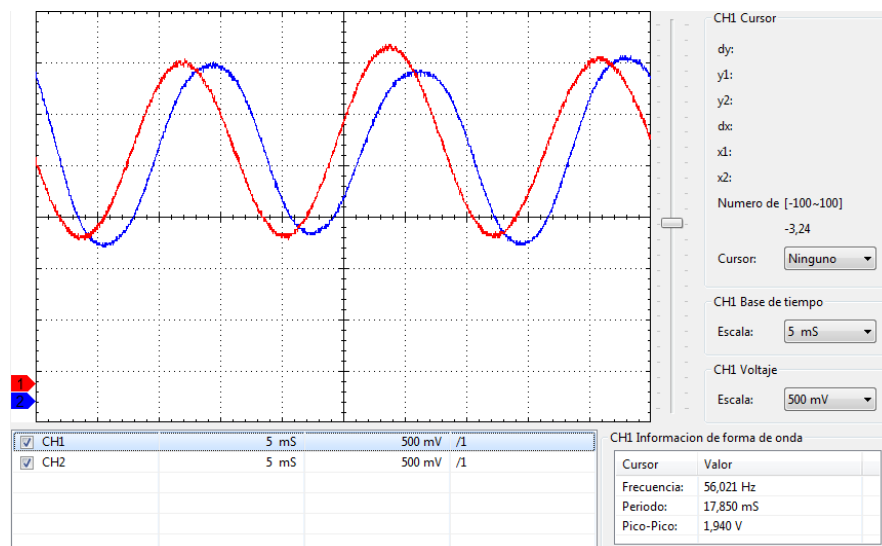


Figura 4.5 Señal de Velocidad1 (CH1) y Torque del pedal (CH2)

Usando los amplificadores operacionales del circuito integrado LMV324 como comparadores se digitalizó las señales entregadas por el pedal para que le resulte

al microcontrolador más fácil procesar estas señales. Los resultados se muestran en las Figura 4.6 y 4.7.

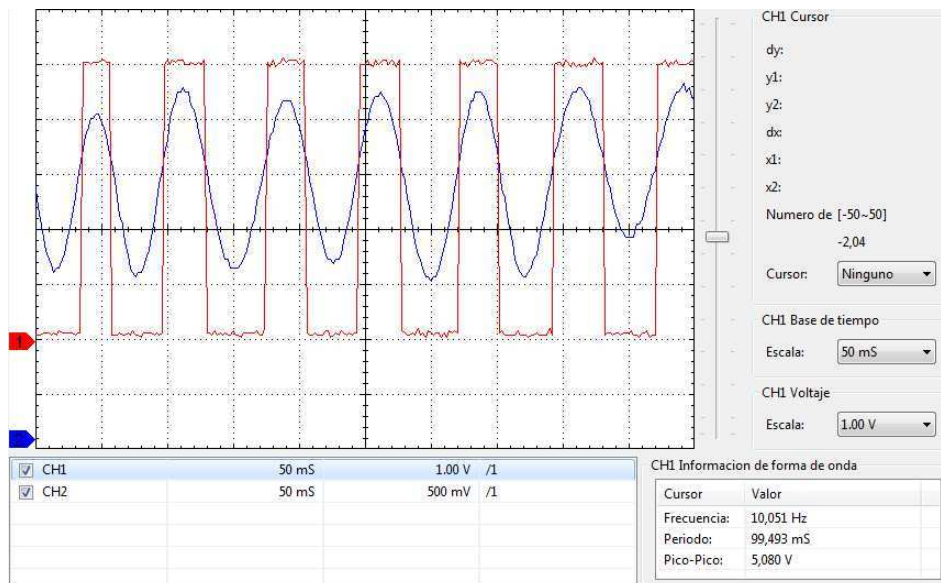


Figura 4.6 Comparación entre la señal analógica del pedal (Ch2) y la señal digitalizada con el LMV324 (CH2)

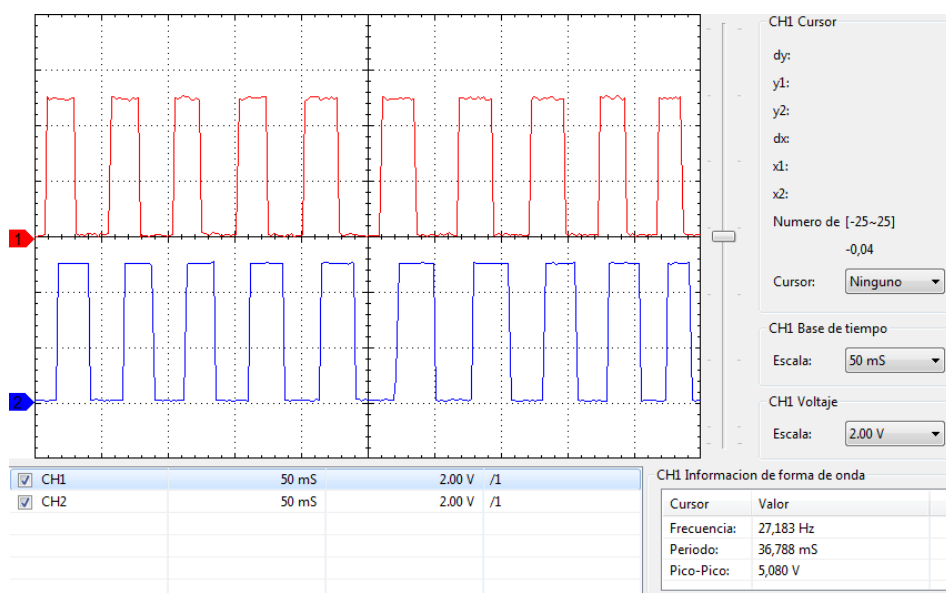


Figura 4.7 Señales digitales de la velocidad del pedal

4.1.3 PRUEBAS DE LAS SEÑALES DE CONTROL DEL MOTOR

Las señales necesarias para activar los mosfets del inversor son generadas por el microcontrolador ATmega164P. En la Figura 4.8 se muestra la señal que genera el microcontrolador para una de las ramas del puente. La señal del CH1

corresponde a la señal de control para la parte alta de una rama del puente y la señal del CH2 corresponde a la señal de control de la parte baja. En esta última se aprecia la señal PWM de 16KHz que permite variar la velocidad del motor.

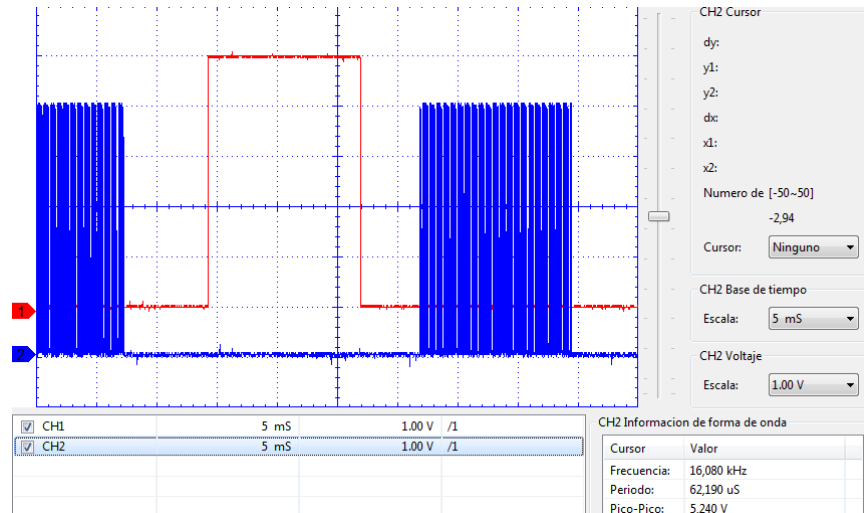


Figura 4.8 Señales de control para una rama del inversor. (CH1=Señal para la parte alta del puente, CH2= Señal para la parte baja del puente)

Para la activación correcta de los mosfets se utilizó el driver IR2101. Las señales a la salida del driver, medidas respecto a GND, se muestran en la Figura 4.9. Se puede apreciar que éstas señales tienen la amplitud adecuada para activar los mosfets. Además este driver tiene una excelente respuesta a la frecuencia de 16KHz como se observa en la Figura 4.10.

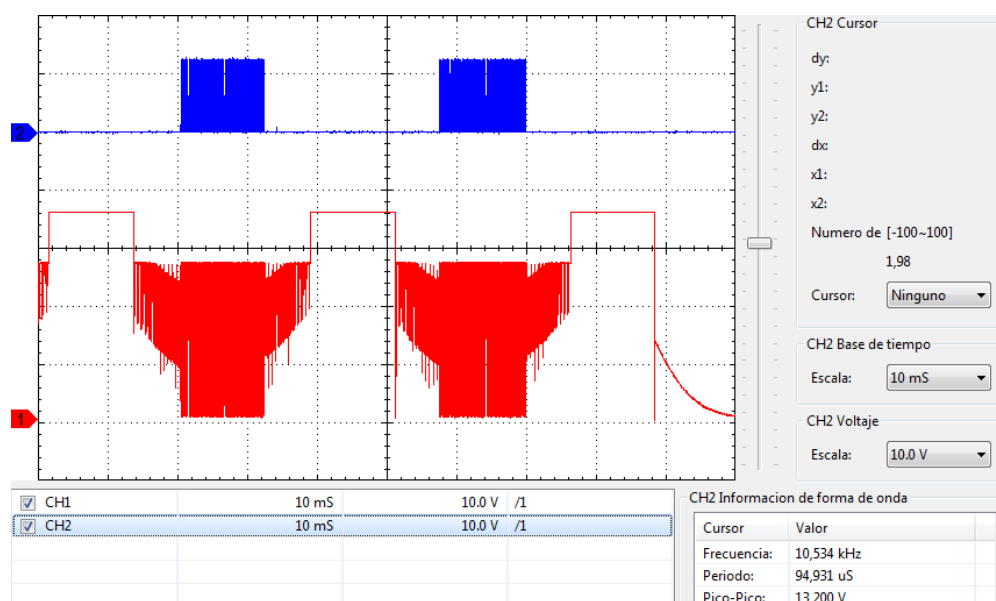


Figura 4.9 Señales para el control del motor. (CH1=Señal que activa un Mosfet de la parte alta, CH2= Señal que activa un Mosfet de la parte baja)

La Figura 4.9 muestra la señal de control aplicada a los mosfets del puente inversor medidas respecto a la tierra del circuito, por ese motivo la señal aplicada a la parte alta del puente no tiene su referencia desde cero sino que esta desplazada 24V, que es lo que en ese momento aparece en el terminal de fuente del mosfet correspondiente, además la forma de onda que se ve en la parte baja de esta señal corresponde al voltaje entre drenaje y fuente del mosfet que se encuentra conmutando en la parte baja del puente como se aprecia en la Figura 4.12.

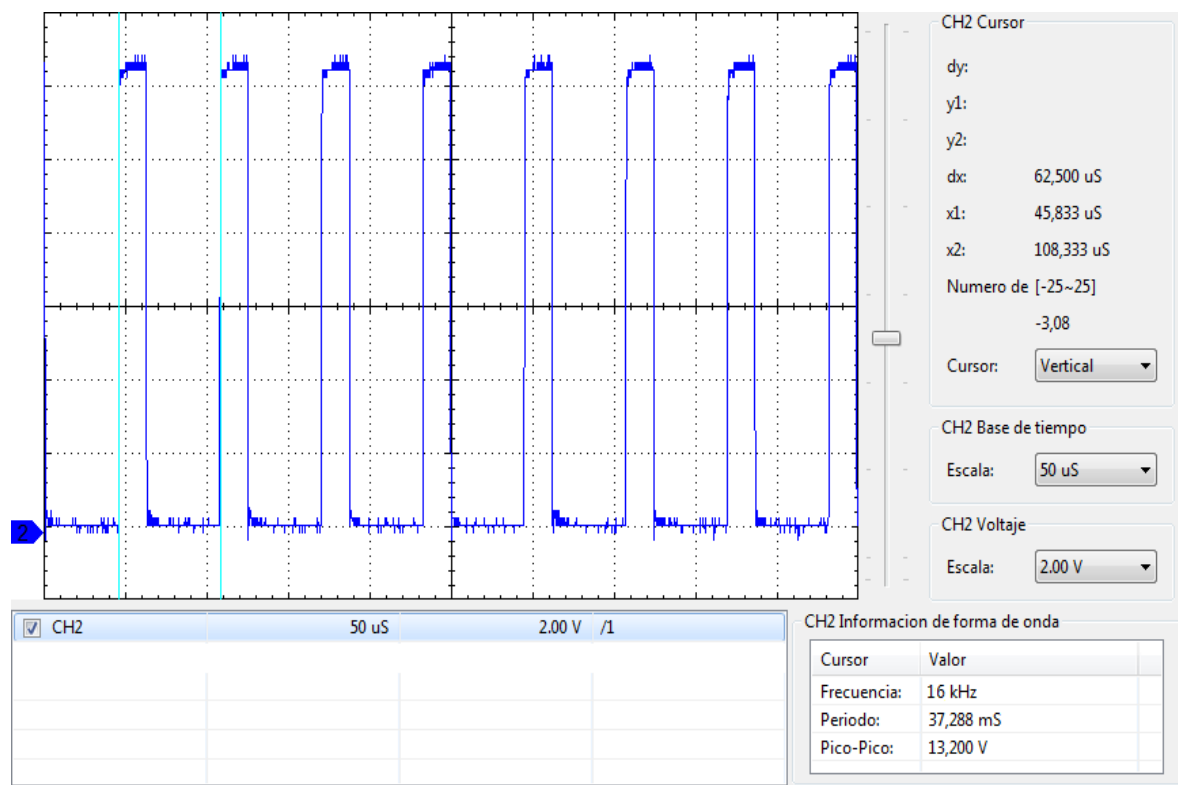


Figura 4.10 Señales PWM de 16KHz a la salida del driver IR2101

4.1.4 PRUEBAS DEL FUNCIONAMIENTO DEL INVERSOR

Para comprobar el correcto funcionamiento del inversor antes de conectar el motor, se realizaron pruebas conectando una carga resistiva de 4.7Ω en conexión estrella y con una frecuencia de 1KHz. La señal obtenida entre dos fases del inversor se muestra en la Figura 4.11 en la cual se observa claramente que se trata de un control seis pasos.

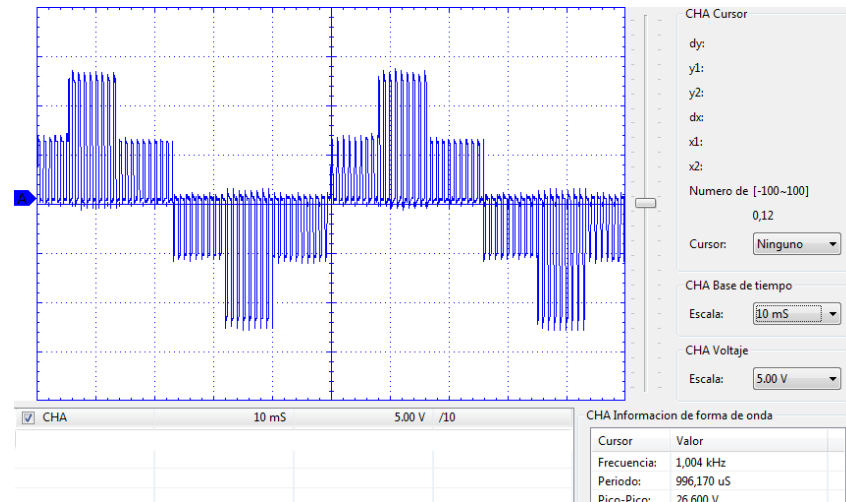


Figura 4.11 Forma de onda en la carga entre dos fases del puente inversor

4.1.5 PRUEBAS DEL FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR

Las Figuras 4.12 y 4.13 correspondientes a formas de onda obtenidas en el motor son las esperadas, estas son características en los PMSM y BLDC donde la fuerza contraelectromotriz y las señales de control influyen en las formas de ondas resultantes, esto se muestra en la referencia [31] donde también se analiza como se generan las formas de onda para este tipo de motores.

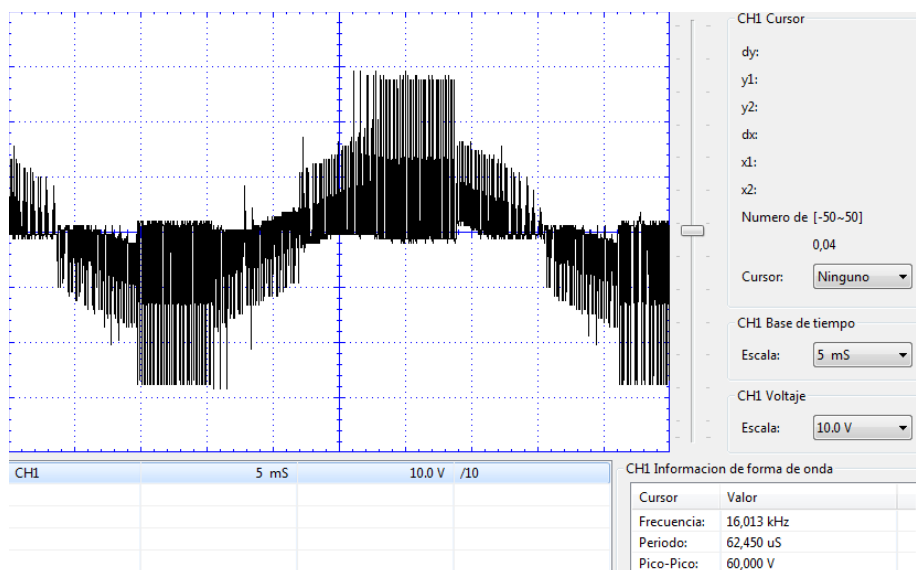


Figura 4.12 Señal entre dos fases del motor con 20% del ciclo de trabajo

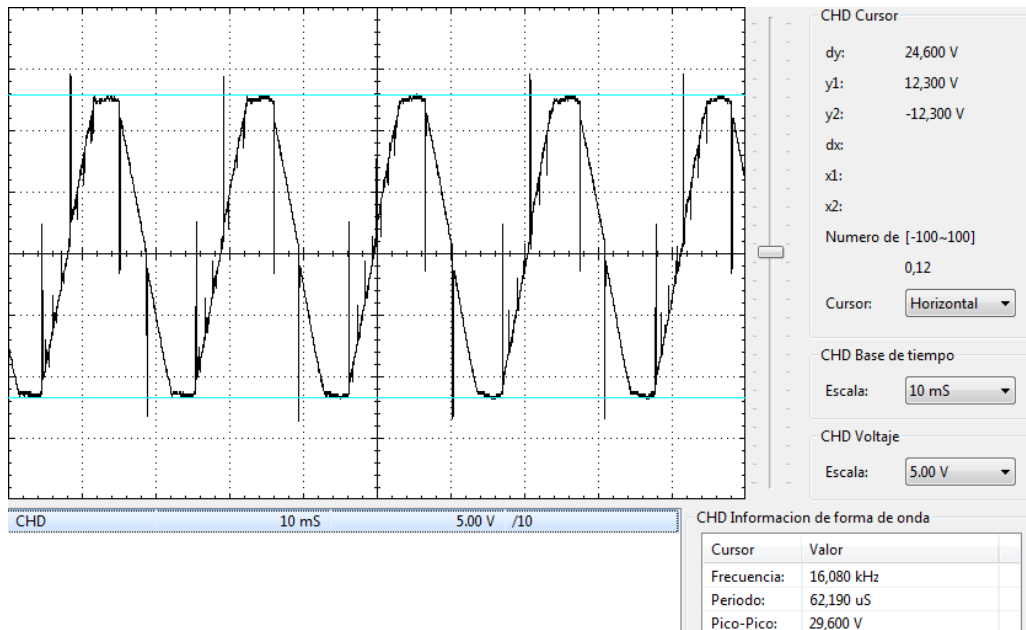


Figura 4.13 Señal entre dos fases del motor con 100% del ciclo de trabajo

4.1.6 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PI DEL PMSM

Para la sintonización del controlador del PMSM se optó por el método de prueba y error, debido a que los sensores hall de posición y velocidad tienen baja resolución. Esto dificulta en la búsqueda de la ganancia crítica, que hace que el sistema oscile, necesario para el uso de las reglas de Ziegler Nichols.

La ecuación que describe el PI del PMSM es:

$$u(k) = u_{bias} + K_p \cdot e(k) + K_i \cdot T_s \sum_{n=0}^k e(n)$$

El valor del PWM varía de 0 a 255, si se envía el valor máximo de ciclo de trabajo el motor gira a aproximadamente 30 Km/h con carga. En el programa se ajusta el valor del set point de velocidad para que sea correspondiente al del PWM. Con esto el valor del bias se lo seleccionó igual al valor del set point.

$$u_{bias} = set\ point$$

Se ajustó primero la ganancia proporcional hasta obtener un buen resultado, luego se aumentó la ganancia integral para reducir el error en estado estable.

Los valores de ganancia del controlador son $K_p = 1$ y $K_i \cdot T_s = 0.05$.

En la Figura 4.14 se muestra la respuesta paso del motor con un set point de 15 Km/h.

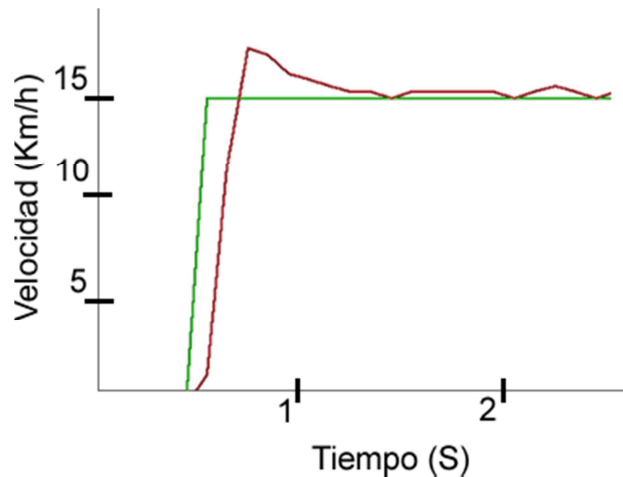


Figura 4.14 Respuesta paso obtenida con el controlador PI del PMSM

4.1.7 PRUEBAS DE LAS SEÑALES DE CORRIENTE EN LA BATERÍA

Para observar que la corriente que se extrae de la batería no tiene un rizado excesivo durante el funcionamiento del motor se procedió a su medición usando una resistencia en serie de 1Ω con lo cual se obtuvo la siguiente forma de onda:

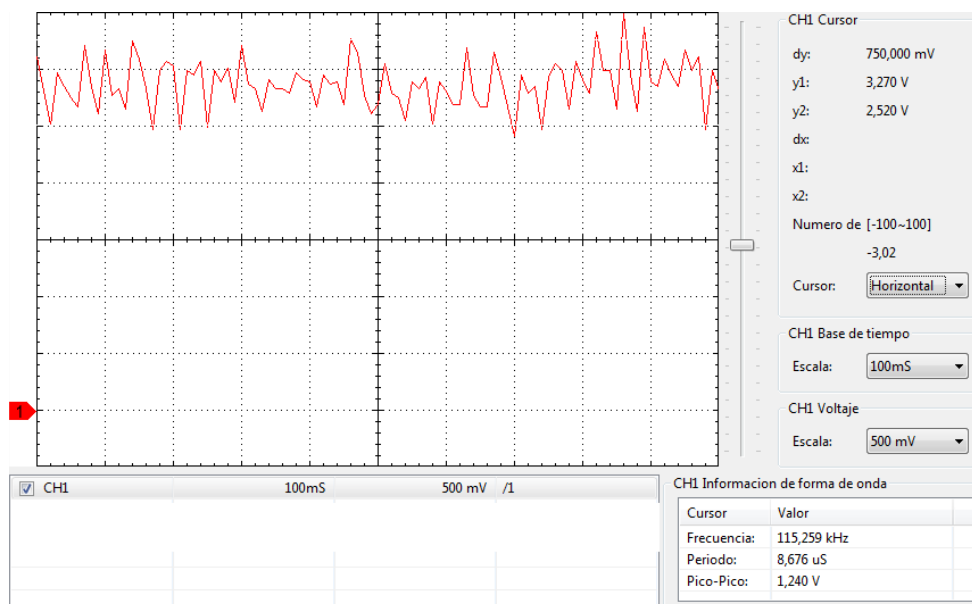


Figura 4.15 Corriente por la Batería

El rizado promedio que circula por la batería es de aproximadamente 700mA que es un valor aceptable para el buen funcionamiento de la batería. El capacitor que está a la entrada del inversor es el encargado de que la corriente en la batería no tenga picos demasiado grandes y por la forma de onda que se observó anteriormente se puede decir que el valor de 1000uF que se escogió en la parte de diseño es el adecuado.

4.2 PRUEBAS DEL CONVERTOR BIDIRECCIONAL

Para comprobar que el convertor bidireccional funcione adecuadamente se necesitan hacer pruebas de voltaje y corriente a la entrada y a la salida del mismo. Además se debe hacer las mismas pruebas para el convertor utilizando tanto controlador PI como el controlador difuso.

Para comprobar el funcionamiento del sensor hall de corriente se comparó la señal que este entrega en su salida con la señal de corriente medida utilizando una resistencia 1Ω en serie con los UC.

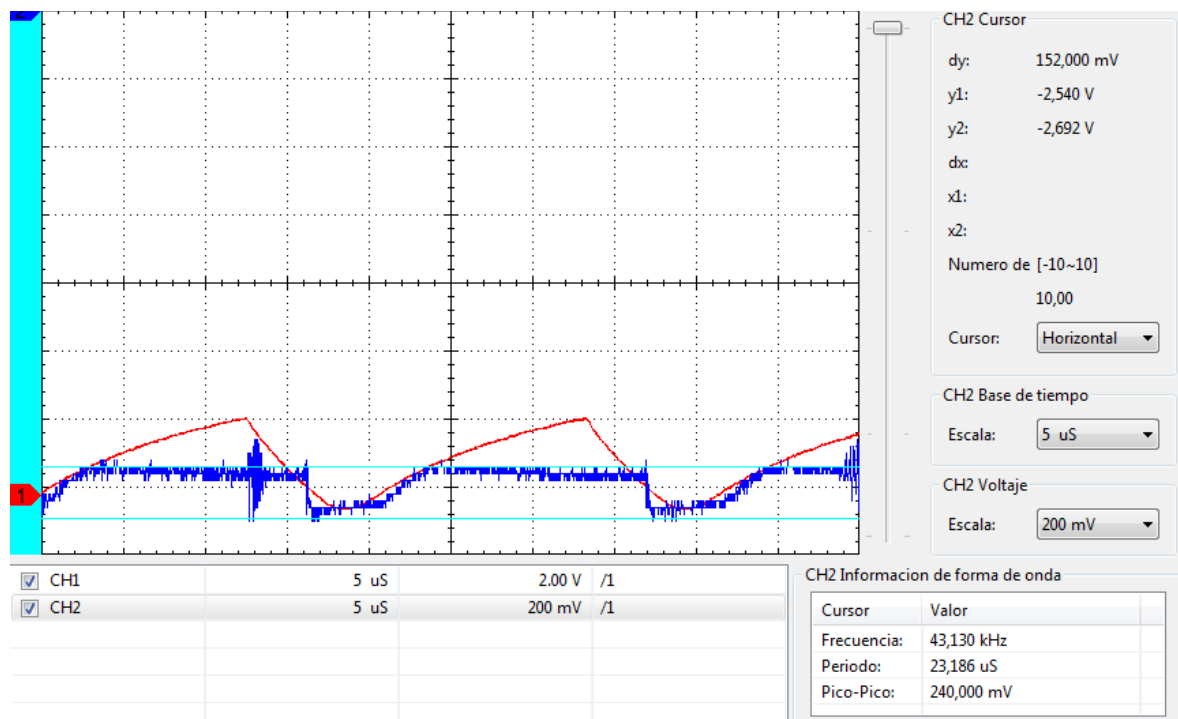


Figura 4.16 Comparación entre la medición de corriente: con el sensor hall (CH2) y una resistencia en serie (CH1)

El voltaje a la salida del sensor hall es de 152mV que corresponden a un valor de rizado de corriente 2.3, considerando que la sensibilidad del sensor es 0.066V/A. El rizado de corriente medido con la resistencia es de 2.6A. Por lo tanto el sensor funciona bien y la señal que proporciona se puede usar para realizar el control del convertor.

4.2.1 PRUEBAS AL CONVERTOR BIDIRECCIONAL EN MODO REDUCTOR

En la Figura 4.16 Se muestra el rizado de corriente generado en la regeneración de energía en cada período de la señal PWM. La señal de corriente fue obtenida con la medición de voltaje sobre una resistencia de 1 Ω .

La corriente media más alta lograda en las pruebas con la bicicleta estática fue de alrededor de 1.5 A, pero con la bicicleta en marcha la corriente alcanza tranquilamente el set point de 5 A.

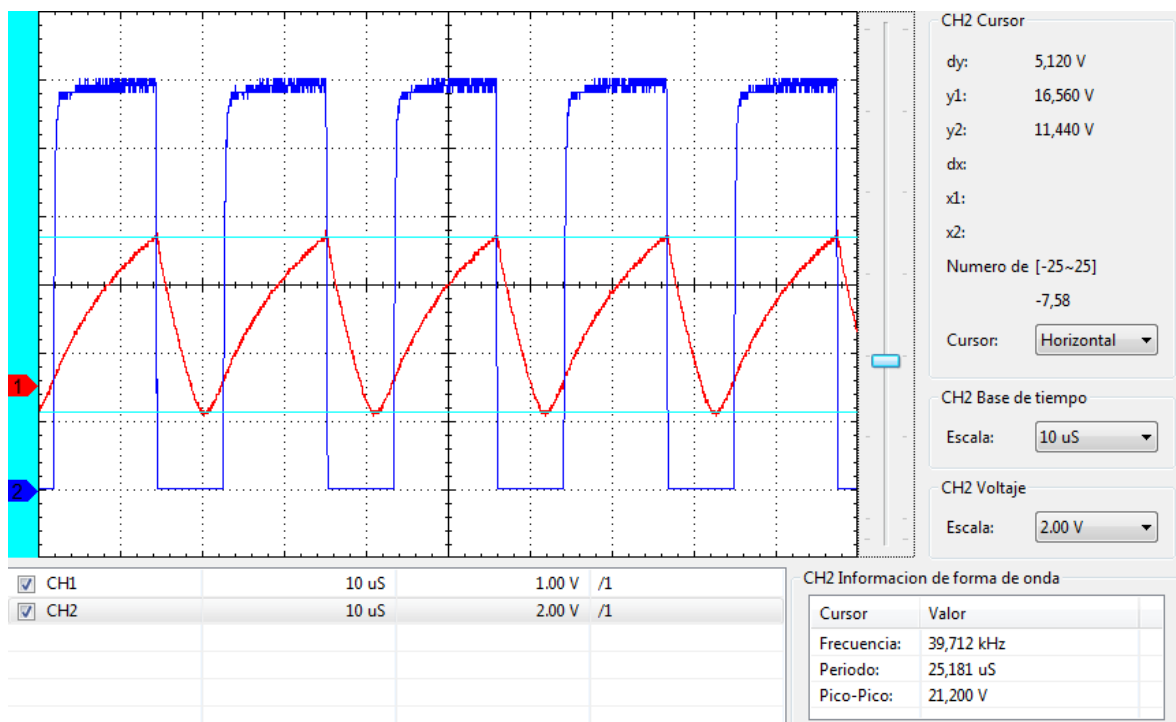


Figura 4.17 Corriente por el inductor (CH1) y señal de control (CH2) del convertor en modo Buck

En la Figura 4.18 se muestra la señal de corriente que entrega el sensor de efecto hall al microcontrolador, no tiene una forma tan definida debido a la frecuencia de conmutación (50 Khz).

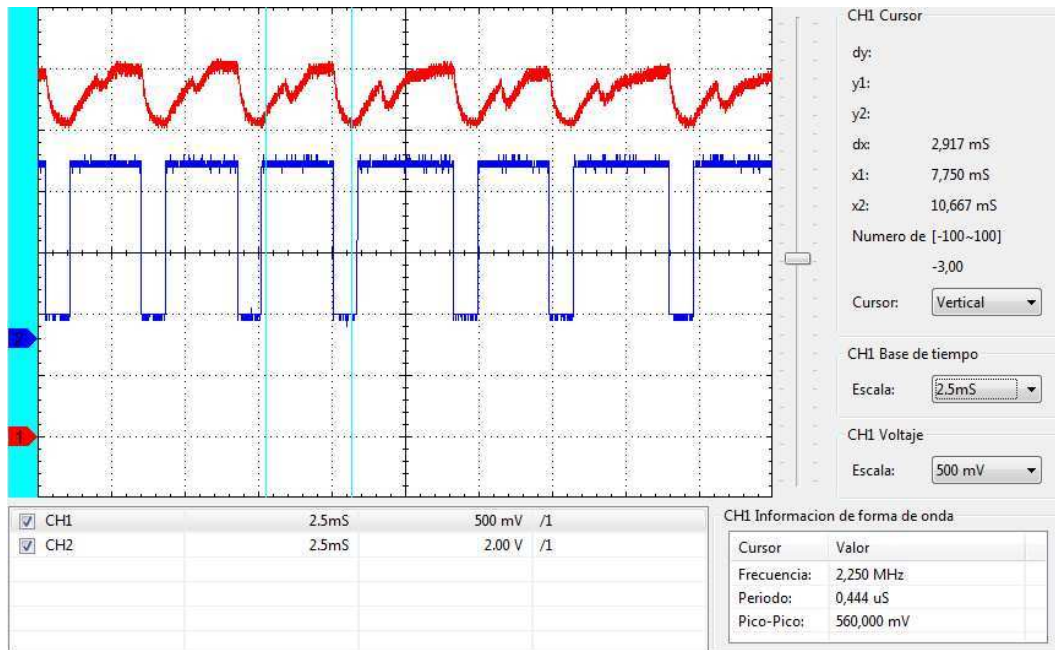


Figura 4.18 Corriente por el inductor (CH1) y señal de control (CH2) del conversor en modo Buck usando el sensor de corriente de efecto hall

4.2.2 PRUEBAS AL CONVERTOR BIDIRECCIONAL EN MODO ELEVADOR

En este modo de operación es necesario comprobar que las conmutaciones del elemento de potencia son las adecuadas y que la red snubber que se implementó esté cumpliendo con su función. En la siguiente figura se puede ver el voltaje en la compuerta del mosfet de potencia y el voltaje drenaje fuente del mismo.

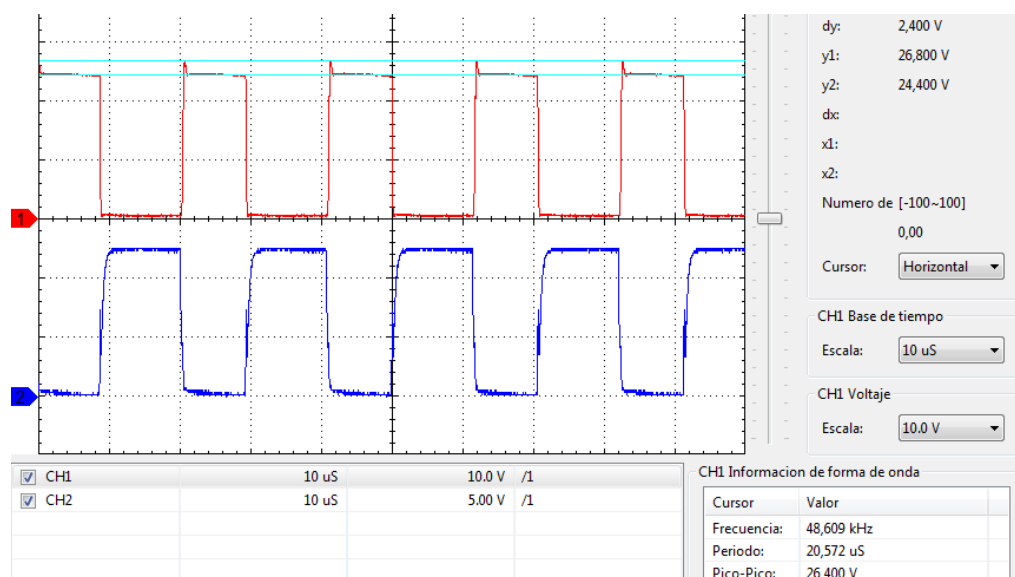


Figura 4.19 Voltaje drenaje-compuerta (CH1) y Voltaje de compuerta (CH2) para el modo de operación elevador

La Figura 4.20 muestra el voltaje de salida del convertor elevador así como el voltaje drenaje-fuente del elemento de potencia.

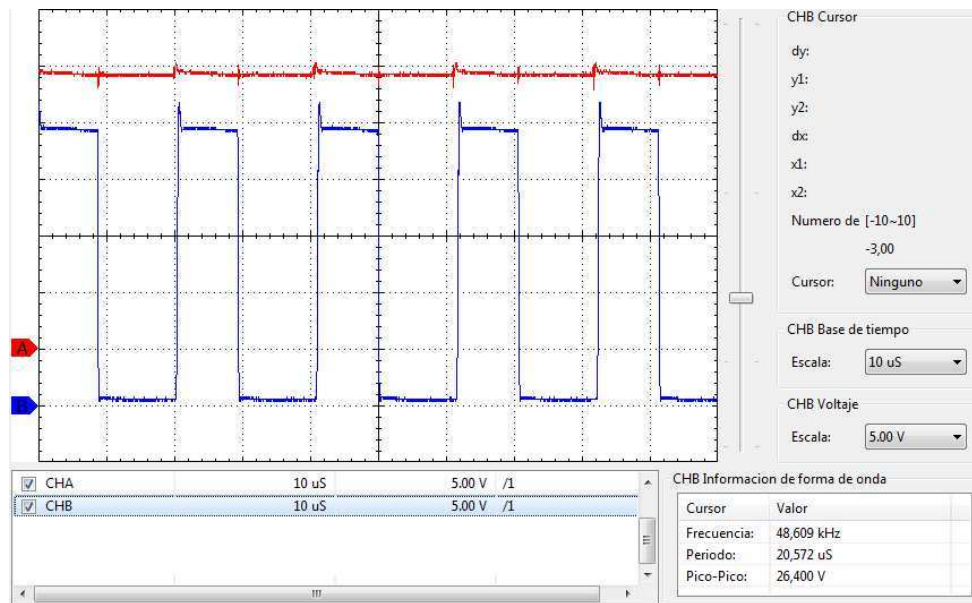


Figura 4.20 Voltaje drenaje-compuerta (CHB) y Voltaje de salida (CHA) para el modo de operación elevador

En la Figura 4.21 se muestra la señal de control del mosfet del convertor elevador y el rizado de corriente que se genera en cada ciclo de trabajo a una frecuencia de aproximadamente 50 KHz.

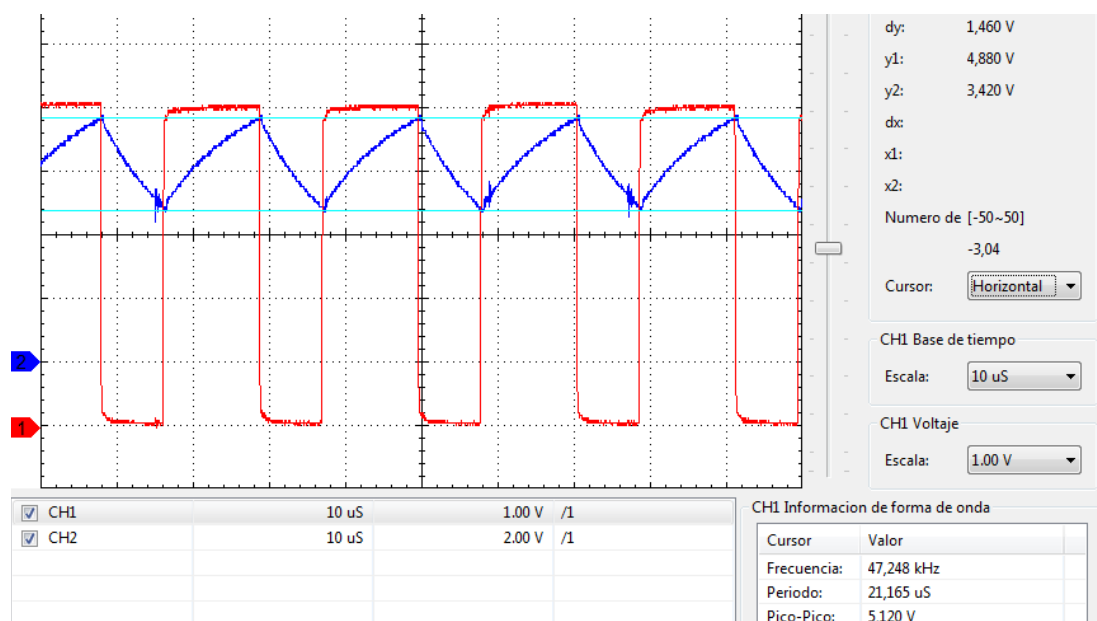


Figura 4.21 Señal de control (CH1) y corriente por el inductor (CH2) para el modo de operación elevador

4.2.2.1 Sintonización del controlador PI del convertor elevador (Convertor bidireccional en modo elevador)

Según el diseño del controlador la ganancia derivativa nula la ecuación de control PI discreto es:

$$u(k) = Kp \cdot e(k) + Ki \cdot Ts \sum_{n=0}^k e(n)$$

Usando los valores de las ganancias obtenidas en el diseño del controlador:

- $Kp = 1$
- $Ki \cdot Ts = 0.07 \cdot 1 \times 10^{-3} = 7 \times 10^{-5}$

Luego estos valores fueron escalados para concordar con la salida de PWM del microcontrolador.

4.2.2.2 Pruebas del modo de operación elevador con controlador PI

En la Figura 4.22 se muestra el voltaje de salida y la corriente sobre el inductor en el convertor elevador con controlador PI en modo de conducción discontinua debido a la baja carga sobre el motor. Para obtener la corriente se midió el voltaje sobre una resistencia de 1Ω .

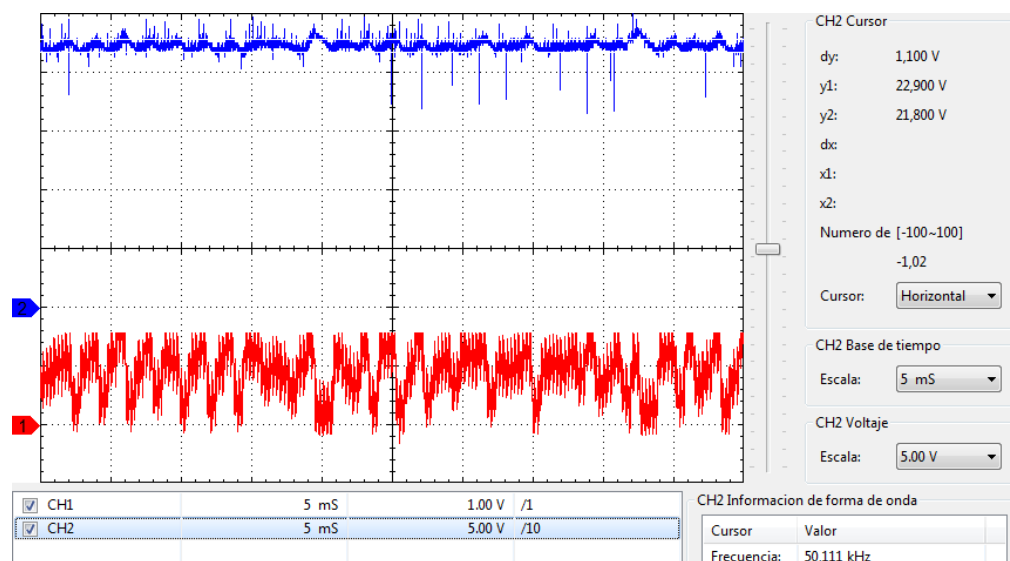


Figura 4.22 Corriente por el inductor (CH1) y voltaje de salida (CH2) del convertor en modo elevador con controlador PI

En la Figura 4.23 se muestra la corriente máxima que circula por el inductor obtenida en las pruebas, con un valor medio de 18 A. La corriente se la obtuvo por la medición de voltaje sobre una resistencia de 0.1Ω .

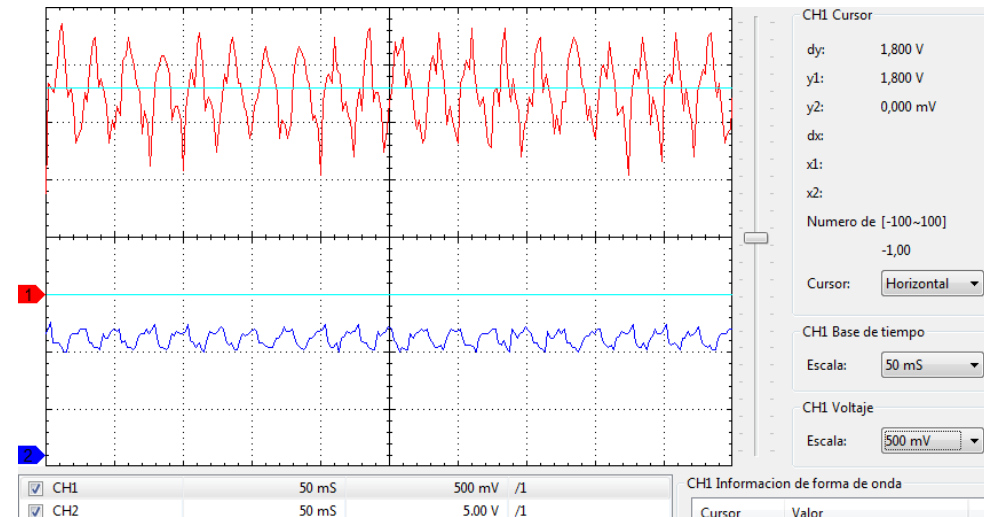


Figura 4.23 Corriente máxima por el inductor (CH1) y voltaje de los UC (CH2) del convertidor en modo elevador con controlador PI

4.2.2.3 Sintonización del controlador difuso

Usando los valores de las ganancias obtenidas en el diseño del controlador:

- $K_p K_d = 1$
- $K_p K_i = 0.25$

Dado que en la simulación ya se tomaba en cuenta el tiempo de muestreo no es necesario multiplicar las ganancias por algún tiempo de muestreo.

Luego estos valores fueron escalados para concordar con la salida de PWM del microcontrolador.

4.2.2.4 Pruebas del modo de operación elevador con controlador difuso

En la Figura 4.24 Se muestra el voltaje a la salida del convertidor y la corriente que circula por el inductor. La corriente es discontinua debido a la baja carga sobre el motor

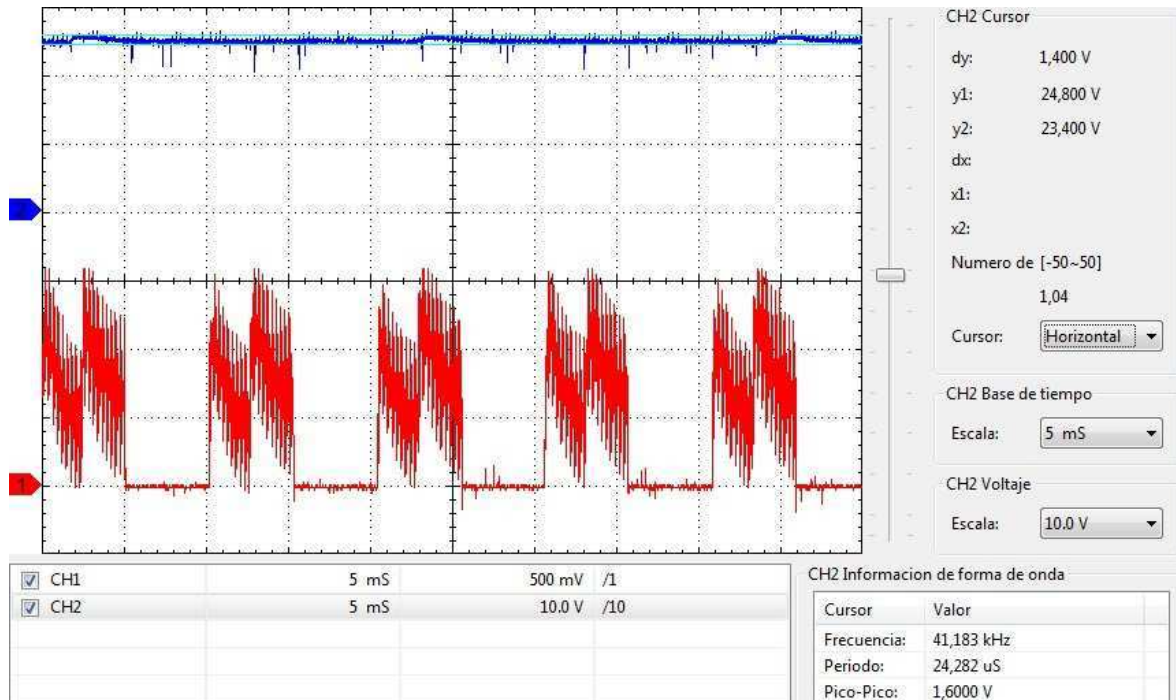


Figura 4.24 Corriente por el inductor (CH1) y voltaje de salida (CH2) del convertor en modo elevador con controlador difuso

Con el motor funcionando en vacío el convertor opera en modo de conducción discontinua como se muestra en la Figura 4.25

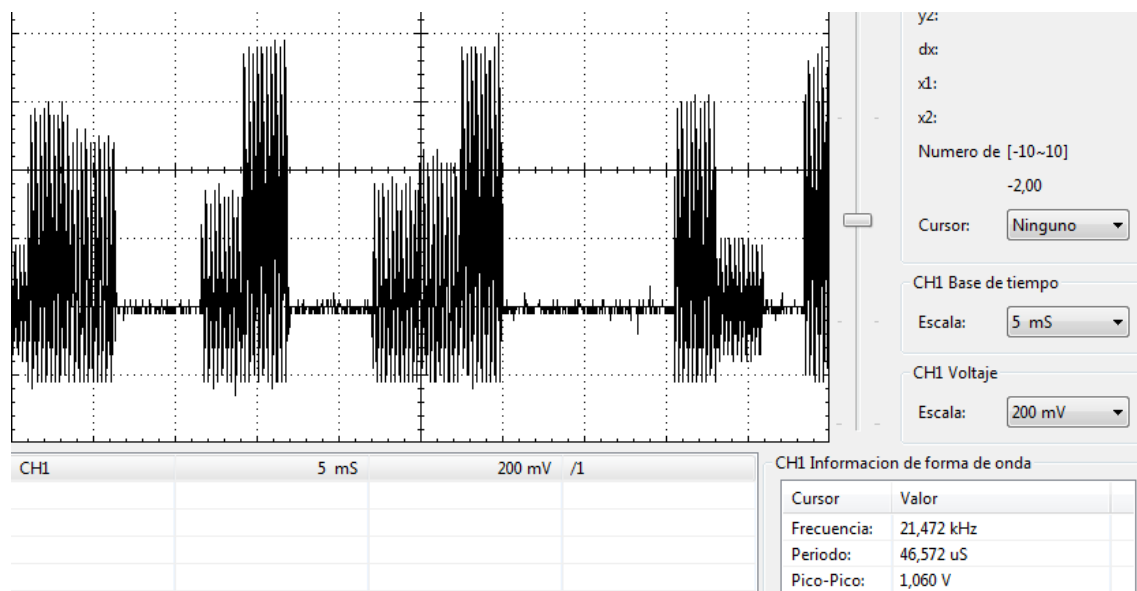


Figura 4.25 Corriente por el inductor del convertor en modo elevador con controlador difuso

En la Figura 4.26 se muestra la corriente máxima que circula por el inductor obtenida en las pruebas, con un valor medio de 14 A. La corriente se la obtuvo por la medición de voltaje sobre una resistencia de 0.1 Ω .

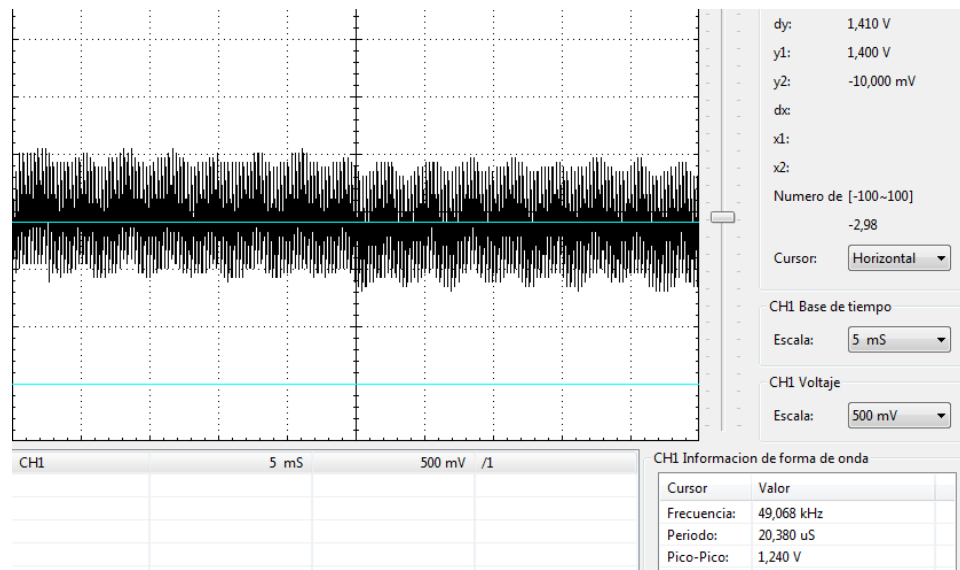


Figura 4.26 Corriente máxima por el inductor del conversor en modo elevador con controlador difuso

4.3 COMPARACIÓN ENTRE EL CONTROLADOR PI Y EL CONTROLADOR DIFUSO PARA EL CONVERTOR BIDIRECCIONAL EN MODO ELEVADOR

En la Figura 4.27 se muestra la respuesta paso en la salida del conversor elevador con el controlador difuso, el voltaje inicial es 12 V y el final de 24 V, con un tiempo de establecimiento de 483 mS.

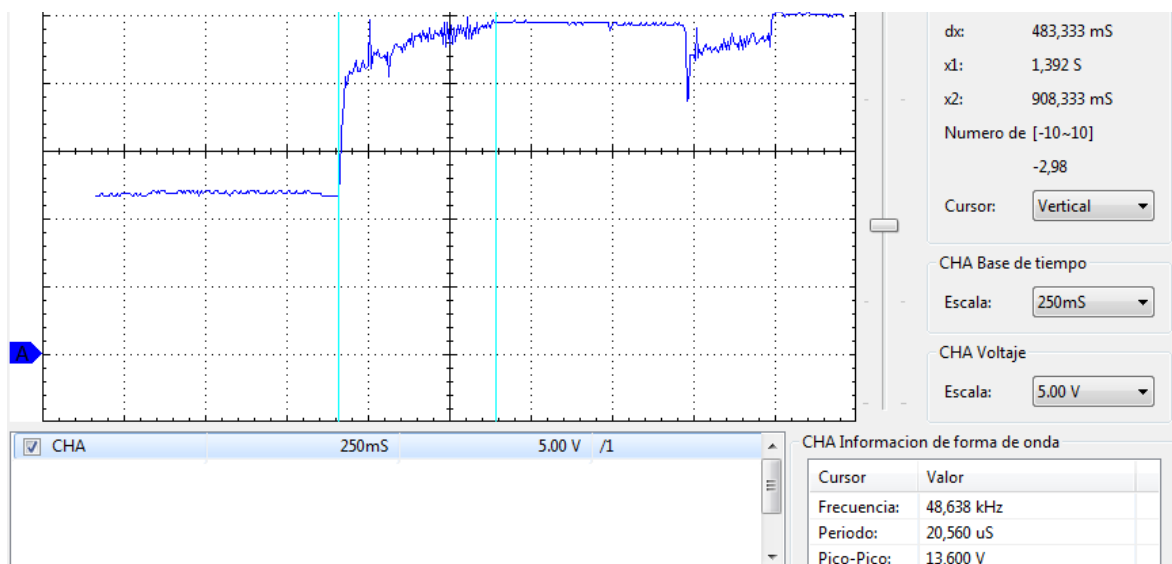


Figura 4.27 Respuesta paso del controlador difuso del conversor en modo elevador.

En la Figura 4.28 se muestra la respuesta paso en la salida del convertidor elevador con el controlador PI, el voltaje inicial es 12 V y el final de 24 V, con un tiempo de establecimiento de 367 mS.

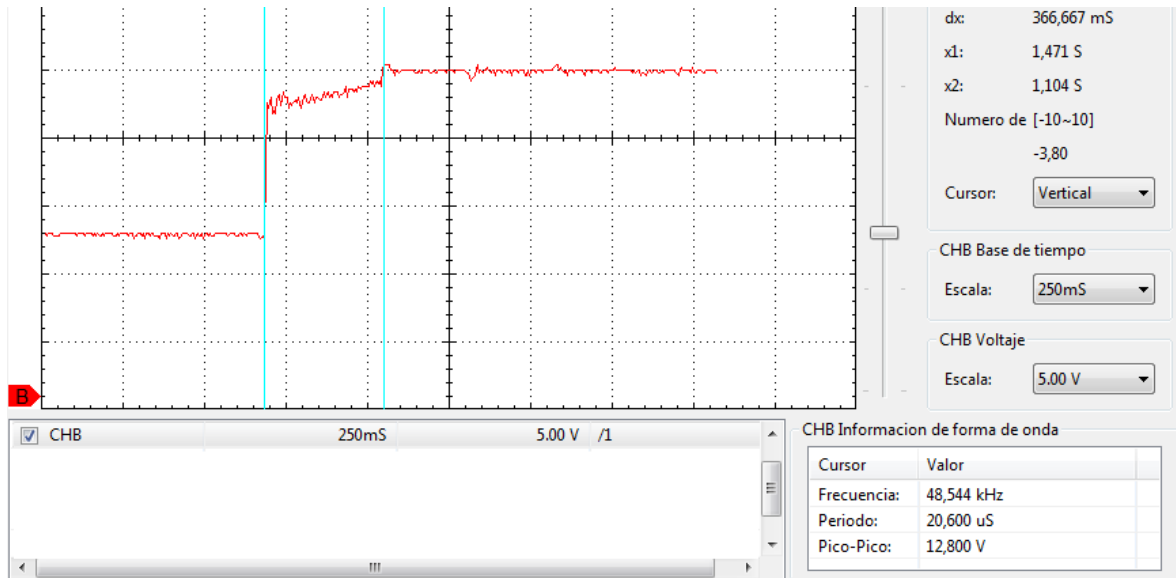


Figura 4.28 Respuesta paso del controlador PI del convertidor en modo elevador

El convertidor elevador con ambos controladores presentó resultados similares en cuanto a la corriente máxima que pueden entregar.

El controlador PI logra una respuesta más rápida debido a que tiene un tiempo de muestreo tres veces menor al del controlador difuso esto debido al algoritmo implementado en el microcontrolador.

El controlador PI funciona adecuadamente a pesar de ser un controlador lineal con una planta no lineal, esto se debe a que el controlador trabaja alrededor de un punto donde el comportamiento del convertidor es aproximadamente lineal.

El controlador difuso igualmente trabaja adecuadamente con una respuesta más lenta que el PI que se podría mejorar disminuyendo el tiempo de muestreo.

4.4 PRUEBAS DE EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR

Para calcular la eficiencia del convertidor se debe medir tanto los voltajes y corrientes de entrada como los voltajes y corrientes de salida. La medición del voltaje de entrada y salida se muestran en la Figura 4.29. La corriente de salida

del convertor se puede observar en la Figura 4.30. La corriente de entrada del convertor se midió colocando una resistencia de 0.1Ω en serie con los ultracapacitores y se midió con el osciloscopio el voltaje sobre esta resistencia cuya forma de onda se muestra en la Figura 4.31.



Figura 4.29 Voltaje de salida (Izquierda) y voltaje de entrada (derecha) del convertor



Figura 4.30 Corriente de salida del convertor

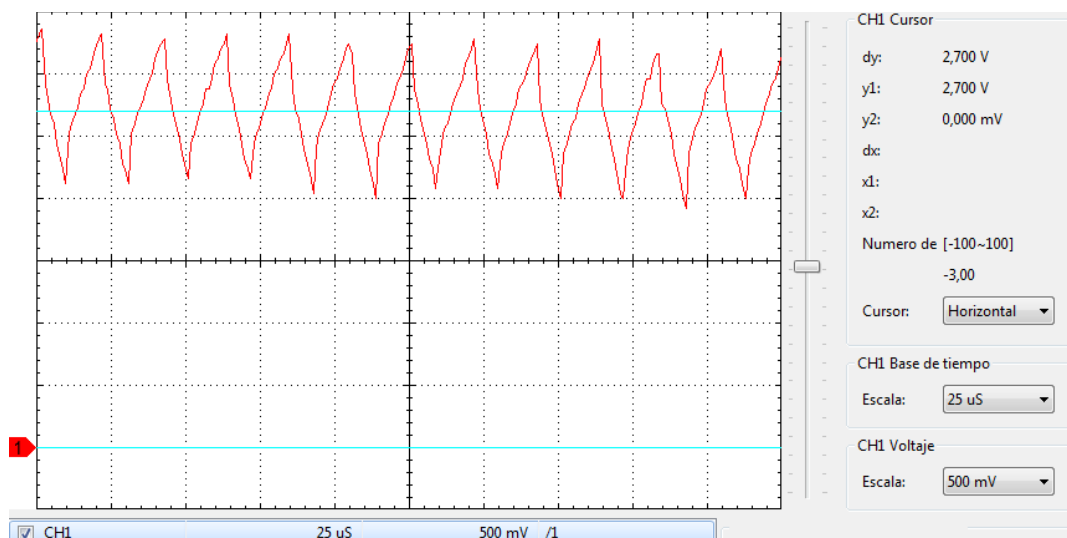


Figura 4.31 Corriente de entrada del convertor

En base a estas mediciones se pueden resumir los siguientes datos:

Voltaje de entrada: $V_{in} = 12.28V$

Corriente de entrada: $I_{in} = 27A$

Voltaje de salida: $V_{out} = 21.5V$

Corriente de salida: $I_{out} = 10.03A$

La eficiencia del conversor se encuentra con la siguiente expresión:

$$\% \eta = \frac{\text{Potencia de salida}}{\text{Potencia de entrada}} \times 100 = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{in}} \times 100$$

$$\% \eta = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{in}} \times 100 = \frac{21.50V \cdot 10.03A}{12.28V \cdot 27A} \times 100 = 65.04\%$$

4.5 BICICLETA ASISTIDA CON REGENERACIÓN DE ENERGÍA

En las Figuras 4.32, 4.33, y 4.34 se muestra los componentes principales del sistema y en la Figura 4.35 el prototipo de bicicleta asistida con regeneración de energía.

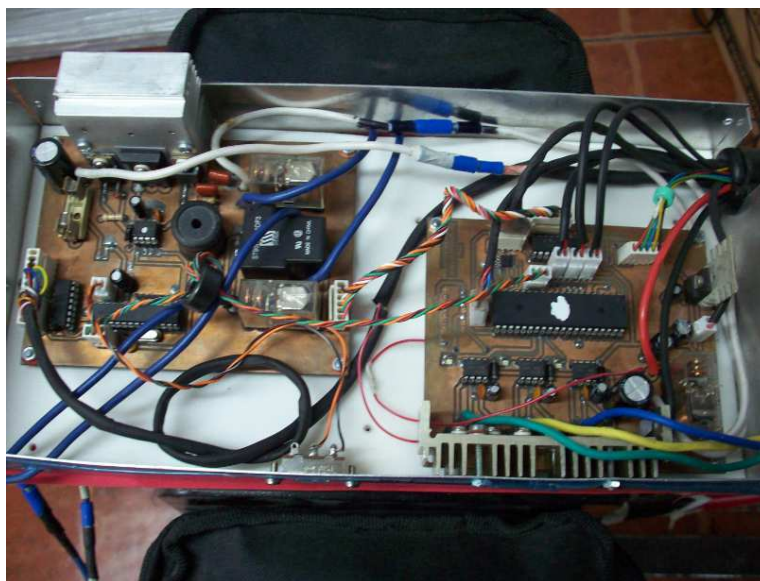


Figura 4.32 Sistema de control implementado (Convertor y Control del motor)



Figura 4.33 Ultracapacitores



Figura 4.34 Baterías



Figura 4.35 Prototipo de la bicicleta asistida con regeneración de energía terminado

Para comprobar el funcionamiento de la bicicleta asistida se realizaron varias pruebas sobre un mismo trayecto, el cual tiene varios niveles de pendientes, y con el mismo ciclista, el cual luego de cada vuelta dio su impresión de la sensación de asistencia por parte del motor.

Las características antropométricas del ciclista son:

- **Edad:** 24 años
- **Peso:** 76 Kg
- **Estatura:** 1.74 m

Por medio de las pruebas se comprobaron los siguientes parámetros:

- Asistencia al ciclista
- Uso de los ultracapacitores como fuente primaria de energía del motor
- Regeneración de energía en ultracapacitores

En la Tabla 4.1 se muestra los resultados del uso de la bicicleta en cada vuelta del trayecto de prueba, con los 5 niveles de asistencia. La fuente primaria del motor fue la batería o el banco de ultracapacitores según el funcionamiento programado en el microcontrolador.

Los datos tomados fueron el nivel de asistencia, los voltajes iniciales y finales de los bancos de ultracapacitores, el tiempo del recorrido y la sensación de asistencia.

La sensación de asistencia es un parámetro subjetivo que muestra la apreciación del ciclista de la ayuda del sistema en comparación al nivel 0 de asistencia, donde el motor está apagado todo el tiempo.

Se midió los voltajes iniciales y finales en los dos bancos de ultracapacitores para comprobar el funcionamiento de la regeneración y uso de energía en el trayecto.

El tiempo medido es el transcurrido en completar una vuelta en el circuito de prueba.

Tabla 4.1 Resultados del uso de la bicicleta asistida con los 5 niveles de asistencia

	Nivel	Voltaje inicial en el banco 1 de UC (V)	Voltaje final en el banco 1 de UC (V)	Voltaje inicial en el banco 2 de UC (V)	Voltaje final en el banco 2 de UC (V)	Tiempo	Sensación de asistencia
Solo bicicleta	0	7.27	7.28	7.35	7.37	2'45"	Ninguna
Control PI	1	7.28	7.25	7.37	7.32	2'42"	Poca
	2	7.25	7.21	7.32	7.26	2'37"	Media
	3	7.21	7.12	7.26	7.17	2'37"	Alta
	4	7.12	7.02	7.17	7.08	2'34"	Alta
Control difuso	1	7.02	7.00	7.08	7.01	2'40"	Poca
	2	7.00	6.95	7.01	6.93	2'38"	Media
	3	6.95	6.86	6.93	6.82	2'35"	Alta
	4	6.86	6.74	6.82	6.70	2'33"	Alta

Los resultados muestran que el tiempo en completarse cada vuelta es ligeramente menor mientras es mayor el nivel de asistencia y el ciclista siente la ayuda por parte del motor dependiendo del nivel de asistencia seleccionado.

La regeneración de energía se realiza en dos bancos de ultracapacitores alternadamente, por lo que los voltajes en cada banco son menores a 7.5 V.

Los voltajes en los ultracapacitores en el "nivel de asistencia 0" aumenta al final del trayecto debido a que solo se está regenerando energía y no usándola, dado que el motor siempre está apagado. En el resto de niveles el voltaje final de los ultracapacitores es ligeramente menor, ya que es más la energía que se usa que la que se regenera.

Los resultados obtenidos con el uso del controlador PI y el difuso son similares, las diferencias son imperceptibles por el usuario.

En la Figura 4.36 se muestra fotos tomadas en el circuito de prueba y la corriente que circula en el motor durante la asistencia eléctrica en la bicicleta.



Figura 4.36 Imágenes de las pruebas de la bicicleta en el trayecto de prueba

En otra prueba se usó solamente como fuente primaria de energía del motor a los ultracapacitores, los resultados se muestran en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2 Resultados del uso de la bicicleta asistida solamente con los ultracapacitores como fuente primaria

	Nivel	Voltaje inicial en el banco 1 de UC (V)	Voltaje final en el banco 1 de UC (V)	Voltaje inicial en el banco 2 de UC (V)	Voltaje final en el banco 2 de UC (V)	Tiempo	Sensación de asistencia
Control PI	4	6.74	6.66	6.70	6.58	2'35"	Alta
Control difuso	4	6.66	6.57	6.58	6.45	2'34"	Alta

Los resultados son similares a los de la anteriores pruebas donde no existe una diferencia notable entre el uso de los dos controladores.

Para comprobar el funcionamiento de la regeneración de energía en los ultracapacitores se usó un tramo del trayecto de prueba, donde todo el recorrido de ida se tuvo asistencia del motor usando a los ultracapacitores como fuente primaria y en el recorrido de regreso se regeneró energía todo el tiempo.

Tabla 4.3 Voltajes en los ultracapacitores en el trayecto de ida

Nivel de asistencia	Voltaje inicial en el banco 1 de UC (V)	Voltaje final en el banco 1 de UC (V)	Voltaje inicial en el banco 2 de UC (V)	Voltaje final en el banco 2 de UC (V)
4	6.572	6.492	6.454	6.370

Tabla 4.4 Voltajes en los ultracapacitores en el trayecto de regreso

Voltaje inicial en el banco 1 de UC (V)	Voltaje final en el banco 1 de UC (V)	Voltaje inicial en el banco 2 de UC (V)	Voltaje final en el banco 2 de UC (V)
6.492	6.531	6.370	6.437

El voltaje final del trayecto de regreso es ligeramente menor al voltaje inicial antes del trayecto de ida, con esto muestra el correcto funcionamiento de la regeneración de energía en los ultracapacitores.

Los materiales que se utilizaron para este proyecto así como su precio se muestran a continuación:

Tabla 4.5 Costos de los elementos empleados en la placa de control del motor

Descripción	Designación	Cantidad	Precio Unitario	Precio Total
Capacitor electrolítico	C1, C3, C10	3	\$ 0.50	\$ 1.50
Capacitor cerámico	C2, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C11	8	\$ 0.12	\$ 0.96
Capacitor de Tantalio	C12	1	\$ 0.70	\$ 0.70
Leds SMD	D1, D2, D3	3	\$ 0.25	\$ 0.75
Conector Molex 1 Pin	P1	1	\$ 1.00	\$ 1.00

Conector Molex 3 Pines	P2	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 5 Pines	P3	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 3 Pines	P4	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 2 Pines	P5	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 2 Pines	P6	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 2 Pines	P7	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 5 Pines	P8	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 6 Pines	P9	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 1 Pine	P10	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 6 Pines	P11	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Resistencias SMD	R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11, R12, R13, R14	14	\$ 0.01	\$ 0.14
LM7805	U1	1	\$ 1.70	\$ 1.70
ATmega164	U2	1	\$ 7.00	\$ 7.00
LMV324I	U3	1	\$ 0.21	\$ 0.21
ULN2003A	U4	1	\$ 0.50	\$ 0.50
Capacitor cerámico 100V	C13	1	\$ 0.25	\$ 0.25
Capacitor electrolítico 50V	C14	1	\$ 0.50	\$ 0.50
Capacitor cerámico	C15, C17, C19	3	\$ 0.12	\$ 0.36
Capacitor electrolítico 25V	C16, C18, C20	3	\$ 0.30	\$ 0.90
Capacitor cerámico SMD	C21, C22	2	\$ 0.01	\$ 0.02
FR204	D4, D5, D6	3	\$ 0.10	\$ 0.30
Relé G2R-1-E	K1	1	\$ 5.00	\$ 5.00
IRFZ44N	Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6	6	\$ 1.00	\$ 6.00
Resistencias SMD	R15, R16, R17, R18, R19, R20, R21, R22, R23, R24, R25, R26	12	\$ 0.10	\$ 1.20
IR2101	U5, U6, U7	3	\$ 2.86	\$ 8.58
ACS714	U8	1	\$ 1.70	\$ 1.70
			Total:	\$ 54.27

Tabla 4.6 Costos de los elementos empleados en la placa del Convertor Bidireccional

Descripción	Designación	Cantidad	Precio Unitario	Precio Total
Capacitor cerámico SMD	C1, C2, C3, C4, C8, C9	6	\$ 0.01	\$ 0.06
Capacitor cerámico	C6, CS1	1	\$ 0.12	\$ 0.12
Capacitor cerámico 100V	C5, CS2	1	\$ 0.30	\$ 0.30
Capacitor electrolítico 25V	C7	1	\$ 0.30	\$ 0.30
Diodo FR204	D1	1	\$ 0.10	\$ 0.10
Diodo Schottky SBL3040PT	D2	1	\$ 1.31	\$ 1.31
Fusible 10A	F1	1	\$ 0.20	\$ 0.20
Relé G2R-1-E	K1, K3	2	\$ 5.00	\$ 10.00
Relé T90N1D12-12	K2	1	\$ 3.22	\$ 3.22

Inductor 15uH	L1	1	\$ 3.84	\$ 3.84
Conector Molex 6 Pines	P1	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 2 Pines	P2	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 6 Pines	P3	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 3 Pines	P4	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 5 Pines	P5	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Conector Molex 5 Pines	P6	1	\$ 1.50	\$ 1.50
Mosfet IRFZ44N	Q1, Q2	2	\$ 1.00	\$ 2.00
Resistencias SMD	R1, R2, R3, R4, R5, R6, R10, R11, R12	9	\$ 0.01	\$ 0.09
Resistencias	R7, R8, R9	3	\$ 0.30	\$ 0.90
Microcontrolador ATmega8	U1	1	\$ 4.50	\$ 4.50
Sensor de corriente ACS714	U2	1	\$ 1.70	\$ 1.70
Driver IR2101	U3	1	\$ 2.86	\$ 2.86
Cristal Oscilador 20MHz	X1	1	\$ 1.25	\$ 1.25
			Total:	\$ 41.75

Tabla 4.7 Costos de los elementos empleados en la placa del visualizador

Elemento	Designación	Cantidad	Precio Unitario	Precio Total
Led 3mm	D1 a D11	11	\$ 0.10	\$ 1.10
Conector Molex 1 Pin	P1	1	\$ 1.10	\$ 1.10
Conector Molex 5 Pines	P2, P3	2	\$ 1.05	\$ 2.10
Resistencias	R1 a R18	18	\$ 0.01	\$ 0.18
Pulsador	Starter	1	\$ 0.15	\$ 0.15
LM324PW	U1	1	\$ 0.21	\$ 0.21
			Total:	\$ 4.84

Tabla 4.8 Costos de los elementos mecánicos empleados en el proyecto

Descripción	Cantidad	Precio Unitario	Precio Total
Motors PMSM	1	\$ 140.00	\$ 140.00
Baterías 12V/14Ah	2	\$ 120.00	\$ 240.00
Palancas de Freno	2	\$ 5.00	\$ 10.00
Caja para baterías	1	\$ 10.00	\$ 10.00
Caja para circuitos	1	\$ 8.00	\$ 8.00
Ultracapacitores	6	\$ 17.50	\$ 105.00
Pedal con sensor de torque y velocidad	1	\$ 100.00	\$ 100.00
Bicicleta	1	\$ 350.00	\$ 350.00
Cargador de baterías	1	\$ 30	\$ 30
Elementos y materiales varios	1	\$ 50.00	\$ 50.00
		Total:	\$ 1.043.00

Para la construcción del prototipo se trabajaron entre 6 y 7 horas diarias durante 5 meses. Si se considera un salario de 300 dólares mensuales por persona, el costo de inversión y desarrollo es de 3000 dólares.

Sumando los valores de los elementos utilizados para la construcción y del costo de ingeniería se tiene:

Tabla 4.9 Costo total del prototipo

Descripción	Precio Total
Costo de materiales	\$ 1.143.86
Costo de ingeniería	\$ 3.000.00
Costo Total	\$ 4.143.86

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

- El prototipo de bicicleta asistida con regeneración de energía en ultracapacitores se ha diseñado y construido con las especificaciones de funcionamiento propuestas.
- El uso de ultracapacitores en el sistema pretende complementar las funciones de la batería, en especial en la regeneración de energía debido a la imposibilidad de cargar por goteo una batería sellada de plomo-ácido, mientras a los ultracapacitores se los puede cargar de forma intermitente o continuamente.
- El algoritmo implementado para manejar la asistencia eléctrica por parte del motor cumple las especificaciones de las normas europeas en relación a bicicletas, sin embargo se podría mejorar el control de potencia con el uso de mejores sensores del esfuerzo del ciclista.
- Se eligió una frecuencia de conmutación de 16 KHz en el control “seis pasos” del PMSM, con esto no se generan sonidos molestos para el ciclista en los elementos inductivos del motor, debido a que el sonido producido está en el umbral de los rangos de audición de los seres humanos.
- El control del reductor de voltaje usado en la regeneración de energía no necesita ser tan preciso, debido a que los ultracapacitores son elementos muy robustos que pueden ser cargados con una corriente no estable.
- Dado que el motor no se activa antes de que el ciclista realice un esfuerzo que impulse la bicicleta, no existen problemas de corriente altas en el arranque del motor.
- El uso de un controlador difuso para el elevador de voltaje es una alternativa al control clásico lineal, que trata de adaptarse a las no linealidades del convertidor elevador.

- Los resultados entre el uso de un controlador difuso o un PID clásico para el convertidor elevador son similares. Al tener un set point fijo el controlador PID trabaja alrededor de un punto con un comportamiento casi lineal del convertidor.
- Se puede mejorar la respuesta del convertidor elevador con control PID y difuso si se disminuye el tiempo de muestreo, esto se lo puede hacer con microprocesadores más rápidos.
- El factor más importante para la regeneración de energía es la velocidad a la que se mueve la bicicleta, mientras más rápido gire el PMSM funcionando como generador más corriente circulará a los ultracapacitores.
- Los sensores de efecto hall resultaron ser una gran alternativa para la medición de la corriente tanto en el motor como del convertidor ya que ofrecen la ventaja de no ser intrusivos en el circuito y que las pérdidas de potencia son muy reducidas. Sin embargo la señal que entregan no es muy exacta debido a la gran cantidad de ruido electromagnético que tienen que soportar a causa de las conmutaciones de alta frecuencia.
- Luego de realizadas las pruebas se comprobó que es factible diseñar y construir un convertidor bidireccional no aislado capaz de controlar el flujo de energía desde los ultracapacitores hacia el motor y viceversa.
- La frecuencia de 50KHz seleccionada para los elementos de conmutación del convertidor permite que el tamaño del inductor sea pequeño, lo cual es fundamental para construir un equipo compacto y ligero, y a pesar de que la inductancia que se está utilizando es diferente del valor calculado ésta se mantiene por encima de la inductancia crítica permitiendo que el convertidor trabaje en modo de conducción continua.
- El banco de ultracapacitores que se escogió tiene la capacidad suficiente para almacenar la energía durante la regeneración del motor y además permite que el convertidor alimente al inversor a su plena carga lo cual permite que la bicicleta se desplace haciendo uso de la energía de los ultracapacitores.

- En vista de que el conversor se construyó de forma modular e independiente es factible de poderlo utilizar en cualquier otra aplicación teniendo en cuenta que no se deben exceder los valores de voltaje y corriente que los mosfets de potencia son capaces de manejar.

5.2 RECOMENDACIONES

- Se debe usar microprocesadores específicos para tareas de control para mejorar los tiempos de procesamiento de los algoritmos de control.
- Una mejora al manejo del PMSM puede ser el uso de algoritmos de control y modulación vectorial en lugar de la conmutación “seis pasos”.
- Para disminuir el peso de la bicicleta se podría analizar la posibilidad de reemplazar las baterías actuales de plomo ácido por baterías de menor peso y tamaño como lo son las baterías de Litio Ion con lo cual el sistema sería mucho más liviano.
- Para disminuir el tamaño del conversor y principalmente el tamaño del inductor es necesario trabajar con frecuencias más altas (mayores a 100KHz). Sin embargo será necesario encontrar dispositivos que respondan a esas frecuencias y se deberá realizar el control con técnicas de conmutación suave que requieren más investigación.
- Se deja la puerta abierta para utilizar a los ultracapacitores como una fuente auxiliar de energía en varios proyectos que no solamente tienen que ver con el campo de los vehículos eléctricos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] KINETICS, “Pedelec or E-Bike”,
http://www.kinetics.org.uk/html/pedelec_or_e-bike.shtml
- [2] Cycles - Electrically power assisted cycles - EPAC bicycle, European Standard prEN15194, March 2005.
- [3] Guanga, J.; VERA, J., “Estudio e Implementación de un Sistema Motriz para Bicicletas”, Proyecto de Titulación, Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador. Mar. 2004.
- [4] Ordóñez, Freddy; Del Hierro, Pablo; “Informe final del diseño y construcción de tres prototipos de sistemas de adaptación de un motor para bicicleta”, Corpaire, ESPE, Quito, Ecuador. Feb. 2010.
- [5] TOP RADIO CONTROL MODEL, “Las baterías recargables”,
<http://www.top-rcm.com/pages.php?pageid=8>
- [6] Padmaraja, Yedamale; “Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals”, Microchip Technology Inc. 2003.
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>
- [7] Lepka, Jaroslav; Grasblum, Pavel; “Aplicaciones de la tecnología de microprocesadores en el control de accionamientos eléctricos”. República Checa, 2011.
http://www.crr.vutbr.cz/system/files/prezentace_09_1106.pdf
- [8] Guru, Bhags; Hizirolu, Hüseyin; “Máquinas eléctricas y transformadores”. Tercera edición. Editorial Alfa Omega. 2003.
- [9] Mohand, Ned; Undeland, Tore; Robbins, William; “Power Electronics: Converters, Applications, and Design”. Segunda edición, Editorial John Wiley & Sons. 1995.
- [10] Jayalakshmi, M; Balasubramanian K; “Simple Capacitors to Supercapacitors - An Overview”, Non-Ferrous Materials Technology

Development Centre (NFTDC), Kanchanbagh Post, Hyderabad- 500058, India.

<http://www.electrochemsci.org/papers/vol3/3111196.pdf>

- [11] Pesaran, Ahmad; Gonder, Jeff; Keyser, Matt; “Ultracapacitor Applications and Evaluation for Hybrid Electric Vehicles”, National Renewable Energy Laboratory. USA, 2009.

<http://www.nrel.gov/vehiclesandfuels/energystorage/pdfs/45596.pdf>

- [12] Miller, John; “Carbon Ultracapacitor Equivalent Circuit Model, Parameter Extraction, and Application”. Maxwell Technologies, Inc. Oct. 2007.

http://www.ansoft.com/firstpass/pdf/carboncarbon_ultracapacitor_equivalent_circuit_model.pdf

- [13] Chan, Marco; Chau, K. T.; Chan, C. C.; “Effective Charging Method for Ultracapacitors”, IEEE Bologna PowerTech Conference, 2003.

<http://union-services.com/aevs/771-776.pdf>

- [14] Equipo Automotriz Javaz, “Dispositivos por efecto hall”,

www.equipoautomotrizjavaz.com/datos_tecnicos/electronica_automotriz5.pdf

- [15] NI Developer Zone; “Como hacer medidas de codificadores en cuadratura”,

<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/7349>

- [16] Wikipedia; “PID controller”,

http://en.wikipedia.org/wiki/PID_controller

- [17] GUNT Hamburg, “Conocimientos básicos control difuso”,

http://www.gunt.de/download/fuzzy_control_spanish.pdf

- [18] López, Jesús; “Tipos de sistemas de lógica difusa”,

http://members.tripod.com/jesus_alfonso_lopez/FuzzyIntro2.html

- [19] Calderón, A.; Gómez, I., “Diseño y Construcción de un Conversor DC-DC Elevador de 96VDC a 310VDC para ser utilizado en un Vehículo Eléctrico”, Proyecto de Titulación, Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador. Mar. 2009.
- [20] Hoja de datos ATmega164P,
www.atmel.com/Images/doc7674.pdf
- [21] Koon, William., “Nuevos desarrollos en sensores de corriente en medidores de estado sólido”,
http://www.analog.com/static/imported-files/tech_articles/16792408482720MI_Issue3_2001_pg52-53_analog_Spanish.pdf
- [22] Lee, Shiyong; Lemley, Tom; “A comparison study of the commutation methods for the three-phase permanent magnet brushless dc motor”.
<http://www.magnelab.com/uploads/4c51d9ba6fe5a.pdf>
- [23] Schneider Electric, “Cómo reducir el deterioro de los componentes gracias a una gestión térmica eficaz”,
[http://download.schneider-electric.com/files?L=es&p=2551&p_docId=41&p_docId=&p_Reference=CP_TG001_ES&p_EnDocType=Technical%20leaflet&p_File_Id=4690687&p_File_Name=CPTG001_ES-\(Web\).pdf](http://download.schneider-electric.com/files?L=es&p=2551&p_docId=41&p_docId=&p_Reference=CP_TG001_ES&p_EnDocType=Technical%20leaflet&p_File_Id=4690687&p_File_Name=CPTG001_ES-(Web).pdf)
- [24] [24] International Rectifier., “Bootstrap Component Selection For Control IC’s”
<http://www.irf.com/technical-info/design/tp/dt98-2.pdf>
- [25] Universidad de Valencia., “Análisis de convertidores Buck, Boost and Buck-Boost”,
<http://www.uv.es/~esanchis/sea/pdf/tema3-SEA-03.PDF>
- [26] Maxwell Technologies., “Gateway to a New Thinking in Energy Management - Ultracapacitors”,

http://ewh.ieee.org/soc/pes/switchgear/Presentations/Maxwell_Switchgear_Galveston.pdf

- [27] Severns, Rudy; "Design of snubbers for power circuits", Capacitor Solution for Power Electronics,

<http://www.cde.com/tech/design.pdf>

- [28] Hoja de datos ATmega8,

www.atmel.com/Images/doc2486.pdf

- [29] Zaitzu, Rick; "Voltage Mode Boost Converter Small Signal Control Loop", Texas Instruments. May, 2007.

<http://www.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?baseLiteratureNumber=SLVA274&fileType=pdf>

- [30] Harold, René; Chamorro, Vera; Toro, Billy; Trujillo, César; "Diseño y simulación de un controlador PD difuso para el control de la velocidad de un motor de inducción", Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Colombia, Jun, 2010

<http://rcientificas.uninorte.edu.co/index.php/ingenieria/article/download/868/512>

- [31] Brown, Ward; "Brushless DC Motor Control Made Easy", Microchip Technology Inc. 2002.

<http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00857a.pdf>