ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL DE VELOCIDAD Y DE TORQUE CON SISTEMA DE FRENADO REGENERATIVO PARA UNA PLATAFORMA PROTOTIPO DE UN MONOCICLO ELÉCTRICO

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

LENIN ALEJANDRO DOMÍNGUEZ MEDINA

lenin.dominguez@epn.edu.ec

ALEX SHEFFERSON PULAMARÍN DÍAZ

alex.pulamarin@epn.edu.ec

DIRECTOR: Dr.-Ing. PAÚL MARCELO POZO PALMA

marcelo.pozo@epn.edu.ec

Quito, Febrero 2019

DECLARACIÓN

Nosotros, Lenin Alejandro Domínguez Medina y Alex Shefferson Pulamarín Díaz, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí escrito 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 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 normativa institucional vigente.

Lenin Alejandro Domínguez Medina	Alex Shefferson Pulamarín Díaz

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Lenin Alejandro Domínguez Medina y Alex Shefferson Pulamarín Díaz, bajo mi supervisión.

_____

Dr.-Ing. Marcelo Pozo P.
DIRECTOR DEL PROYECTO

AGRADECIMIENTO

A Dios por darme la fuerza, paciencia y sabiduría para afrontar todas las adversidades que se han presentado. Su amor y todo lo que aprendo a diario por medio de su palabra me han servido en todos los aspectos de mi vida, dándome paz y felicidad junto con las personas que amo.

A mi madre Margoth y mi hermana Zayra, pilares fundamentales en mi vida y mi razón para seguir luchando. Gracias por todo su amor, paciencia y ayuda. Así también, por las alegrías diarias y porque a pesar de tantas adversidades los tres juntos hemos logrado salir adelante.

A mi familia, por su amor, sus consejos y su colaboración en mi vida personal y por siempre estar pendientes de mí. De igual manera a mis familiares que actualmente no se encuentran conmigo, como lo son mi abuelita Luisita con quien pude compartir mi infancia, mi tío Rafael, quien fue para mí como un padre y mi tío Carlos a quien quise mucho.

A mi director Dr. Marcelo Pozo, por su ayuda con todas las facilidades necesarias para realizar el presente proyecto como lo son espacio físico y equipo de laboratorio. Así también, agradecer su ayuda al haber sido más que un director de tesis, un gran amigo, ayudándome con consejos no sólo profesionales sino también para solucionar problemas personales.

Al Ing. Xavier Domínguez, con quien se inició el presente proyecto, por toda su colaboración y por la idea para empezar con el desarrollo del prototipo.

A todos mis amigos por sus consejos y apoyo incondicional. Dicen que los amigos son la familia que uno escoge y me siento muy feliz por haber escogido a los mejores en mi vida.

Finalmente, agradecer a mi compañero de tesis por su colaboración en el presente proyecto y a su familia por su hospitalidad y ayuda.

Lenin

AGRADECIMIENTO

A Dios por ser guía y protector de cada paso que doy en la vida, por ser tan generoso, bondadoso, fuente de fortaleza y nunca abandonarme en los momentos difíciles. Gracias Dios y por ser mi maestro, por enseñarme a perdonar, a vivir libre, por enseñarme a ensanchar mi espíritu y corazón.

A mi mamita Jessy y a mi papito Luis por ser mis ángeles protectores, gracias papitos por ser mis mentores y por inculcarme esos hermosos valores de amor, respeto, humildad, honestidad, gratitud y honor. Papitos, gracias por enseñarme que más importa la pasión y la disciplina que los talentos, por hacerme un rebelde con un propósito, me enseñaron a enfrentar mis miedos y a luchar por mis sueños. Gracias por dedicar su tiempo en mí, yo sé que trabajaron largas horas para darme de comer, vestir y estudiar, incluso se quitaron en pan de la boca y la pusieron en la mía, gracias por su infinito amor.

A mi familia que estuvo siempre apoyándome, aconsejándome, motivándome y orando para que continúe y siga adelante.

A la Escuela Politécnica Nacional y a sus docentes por haber compartido sus conocimientos a lo largo de la preparación de la carrera, de manera especial, al Dr. Marcelo Pozo por habernos guiado profesionalmente y personalmente en nuestra formación como profesionales, además de facilitarnos el acceso libre al laboratorio. A MSc. Xavier Domínguez con quien comenzamos y desarrollamos el plan de trabajo del presente proyecto.

Sheff

DEDICATORIA

Dedico este trabajo primeramente a Dios, por amarme todos los días de mi vida sin merecimiento alguno y por darme la oportunidad de disfrutar de las bellezas de su creación.

Seguidamente, dedico este proyecto y todo el esfuerzo que conlleva la culminación del mismo, a mi madre Margoth y mi hermana Zayra, quienes definitivamente son mi mayor motivación para levantarme con ganas de seguir luchando y seguir adelante a pesar de las dificultades y adversidades que se presentan a diario. Las amo.

Finalmente, quiero dedicar este logro a todas las personas que confiaron en mí y que aportaron con un granito de arena para poder culminar de manera satisfactoria este proyecto.

Lenin

DEDICATORIA

“El mayor placer de la vida es hacer lo que la gente dice que no puedes hacer“.
-Walter Bagehot-

Este trabajo es dedicado a mi mamita Jessy y a mi papito Luis quienes con su amor, paciencia, sacrificio y esfuerzo me han permitido llegar a cumplir uno más de mis sueños.

A mis hermanitas, Karina y Marisol por su cariño y apoyo incondicional.

A mi familia, que hicieron en mí una mejor persona y me acompañan en todos mis sueños y metas.

A mis maestros, por haber compartido sus conocimientos y haber sido amigos y consejeros.

Sheff

CONTENIDO

GLOSARIO V
RESUMEN VII
PRESENTACIÓN VIII
CAPÍTULO 1 1
MARCO TEÓRICO 1
1.1 MOVILIDAD ELÉCTRICA 1
1.1.1 NECESIDAD DE LA MOVILIDAD ELÉCTRICA 2
1.1.2 SOLUCIONES DE MOVILIDAD ELÉCTRICA 2
1.1.2.1 MOVILIDAD ELÉCTRICA PERSONAL 3
1.1.2.1.1 PLATAFORMA PARA MONOCICLO ELÉCTRICO 4
1.2 MOTOR BRUSHLESS DC O BLDC 5
1.2.1 PARTES CONSTITUTIVAS 6
1.2.2 PARÁMETROS DEL MOTOR BRUSHLESS DC 6
1.2.2.1 ECUACIONES DE LOS PARÁMETROS ELÉCTRICOS 6
1.2.2.1.1 FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ INDUCIDA 6
1.2.2.1.2 TORQUE ELECTROMAGNÉTICO 7
1.2.2.2 ECUACIONES DE LOS PARÁMETROS MECÁNICOS 9
1.2.3 CARACTERÍSTICAS DE TORQUE Y VELOCIDAD 9
1.2.4 POTENCIA DEL MOTOR BRUSHLESS DC 10
1.2.5 OPERACIÓN EN CUATRO CUADRANTES 11
1.2.5.1 FRENADO REGENERATIVO 12
1.3 CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGÍA 12
1.3.1 CONVERSORES DC/DC 12
1.3.1.1 CONVERSORES DC/DC BOOST 12
1.3.1.2 CONVERSORES DC/DC BUCK 13
1.3.2 CONVERSOR DC/AC 14
1.4 FUENTES DE ENERGÍA ELÉCTRICA 15
1.4.1 BATERÍAS DE IONES DE LITIO 16
CAPÍTULO 2 18
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL HARDWARE 18
2.1 DISEÑO DEL HARDWARE PARA LA ETAPA DE POTENCIA 18
2.1.1 DESCRIPCIÓN DE LA BATERÍA 18

2.1.2 DESCRIPCIÓN DEL MOTOR ELÉCTRICO 20
2.1.2.1 PARÁMETROS DEL MOTOR 21
2.1.3 CONVERTIDOR DC/AC TRIFÁSICO 25
2.1.3.1 DIMENSIONAMIENTO INTERRUPTORES DE POTENCIA 26
2.1.3.2 CONFIGURACIÓN PARA FRENO REGENERATIVO 32
2.1.4 CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR NO AISLADO 32
2.1.5 DRIVERS PARA MOSFETs 34
2.1.6 OPTOACOPLADORES 35
2.1.7 DIMENSIONAMIENTO FUSIBLE DE PROTECCIÓN 37
2.1.8 TIEMPO DE AUTONOMÍA 38
2.2 DISEÑO DEl HARDWARE PARA LA ETAPA DE CONTROL 39
2.2.1 CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR AISLADO 39
2.2.2 DESCRIPCIÓN DEL MICROCONTROLADOR 39
2.2.3 MEDICIÓN DE VARIABLES 41
2.2.3.1 MEDICIÓN DE CORRIENTE 41
2.2.3.2 MEDICIÓN DE VOLTAJE 42
2.2.3.2.1 INDICADORES NIVEL DE CARGA DE BATERÍA 44
2.2.3.3 MEDICIÓN DE VELOCIDAD 45
2.2.4 MANDO MANUAL 48
CAPÍTULO 3 50
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE 50
3.1 GENERALIDADES 50
3.2 MODELAMIENTO DEL MOTOR BRUSHLESS DC 51
3.3 SECUENCIA DE ACTIVACIÓN DEL MOTOR BRUSHLESS DC 52
3.4 MEDICIÓN DE CORRIENTE 53
3.5 MEDICIÓN DE VELOCIDAD 55
3.5.1 CÁLCULOS PARA DETERMINAR LA VELOCIDAD SINCRÓNICA 56
3.6 REGULADORES DE TORQUE Y VELOCIDAD 56
3.6.1 CONTROLADOR DE TORQUE 57
3.6.1.1 CONTROLADOR DE CORRIENTE 58
3.6.1.1.1 DISCRETIZACIÓN DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE 60
3.6.2 CONTROLADOR DE VELOCIDAD COMO MOTOR 61
3.6.2.1 CONTROL ADAPTATIVO DE VELOCIDAD PARA FUNCIONAMIENTO COMO MOTOR 66
3.6.2.2 RAMPAS DE ACELERACIÓN Y DESACELERACIÓN 67

3.7 CONTROL PARA FRENO REGENERATIVO 68
3.7.1 MODO DE SWITCHEO PARA FRENO REGENERATIVO 68
3.7.2 CONTROL DE VELOCIDAD EN MODO DE FRENO REGENERATIVO. 69
3.7.3 CONTROL ADAPTATIVO DE VELOCIDAD PARA EL MODO FRENO REGENERATIVO 70
3.8 CONTROL DE VELOCIDAD PARA VALORES DE REFERENCIA MENORES A 30 RPM. 70
3.9 MEDICIÓN Y ACCESORIOS ADICIONALES 71
3.9.1 SENSOR DE VOLTAJE 71
3.9.2 INDICADORES 72
3.9.3 PULSADORES DEL CONTROL MANUAL Y PEDALES 73
3.10 ASIGNACIÓN DE ENTRADAS Y SALIDAS EN EL MICROCONTROLADOR ... 74
3.11 DIAGRAMAS DE FLUJO 75
3.11.1 CONFIGURACIÓN INICIAL DEL PROGRAMA PRINCIPAL 75
3.11.2 SUBRUTINA MEDICIÓN DE CORRIENTE 76
3.11.3 SUBRUTINA MEDICIÓN DE VELOCIDAD 77
3.11.4 SUBRUTINA DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD Y CORRIENTE .. 78
3.11.5 SUBRUTINA PARA EL CONTROL MANUAL Y PEDALES 82
3.11.6 SUBRUTINA PARA EL SENSOR DE VOLTAJE E INDICADORES 84
CAPÍTULO 4 86
PRUEBAS Y RESULTADOS 86
4.1 PRUEBAS DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE 86
4.1.1 PRUEBA DE LA RESPUESTA DE CORRIENTE EN LAZO ABIERTO ... 86
4.1.2 PRUEBA DE LA RESPUESTA DE CORRIENTE EN LAZO CERRADO . 87
4.2 PRUEBAS DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD 88
4.2.1 PRUEBA DE LA RESPUESTA DE VELOCIDAD EN LAZO ABIERTO ... 89
4.2.2 PRUEBA DE LA RESPUESTA DE VELOCIDAD EN LAZO CERRADO . 90
4.2.2.1 PRUEBA DE CONTROL DE VELOCIDAD A CONTRATORQUE 91
4.2.2.1.1 PRUEBA A 0 RPM 91
4.2.2.1.2 PRUEBA PARA VELOCIDADES BAJAS 92
4.2.2.2 PRUEBA DE LAS RAMPAS DE ACELERACIÓN Y DESACELERACIÓN 93
4.3 PRUEBAS DE REGENERACIÓN DE ENERGÍA 94
CAPÍTULO 5 96
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 96

5.1 CONCLUSIONES 96
5.2 RECOMENDACIONES 97
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS 99
ANEXOS 102

GLOSARIO

V: Voltaje

R: Resistencia

L: Inductancia

C: Capacitor

E: Fuerza contraelectromotriz

N_s: Número de conductores

B_f: Densidad de flujo

l: longitud del conductor

τ_e: Constante de tiempo eléctrica

K_E: Constante de la fuerza contraelectromotriz

K_M: Constante de torque electromagnético

M: Torque

B: Constante de rozamiento viscoso

T_s: Tiempo de establecimiento

w_n: Frecuencia natural

ζ:Indice de amortiguamiento

J: Inercia

Ω: Velocidad angular

I:Corriente

t_{off}: Tiempo de apagado

G: Ganancia

fe: Frecuencia de sincronismo

T: Periodo

τ_{mech}: Constante de tiempo mecánica

P: Potencia

δ: Relación de trabajo

$\frac{d\Omega}{dt}$: aceleración angular.

F : Fuerza lineal.

r : radio.

μ : coeficiente de resistencia

m : masa

g : aceleración de la gravedad

$\emptyset$: ángulo de inclinación

Q : carga

t : tiempo

p : número de polos

k_p : constante proporcional

k_i : constante integral

RESUMEN

En el presente proyecto se diseña e implementa un controlador electrónico en cascada de torque y velocidad, así como también un sistema de frenado regenerativo, para una plataforma prototipo de un monociclo eléctrico.

Se implementa una etapa de potencia conformada por un inversor trifásico tipo puente, en el cual se utiliza MOSFETS manejados mediante drivers, enviando las señales de control adecuadas según la secuencia de activación determinada por la posición del rotor conocida con los sensores de efecto hall propios del motor. Así también, se tiene un sistema de acoplamiento óptico, esto como medida de protección para la etapa de control y potencia.

En la etapa de control se realiza la medición de las variables de corriente con sensores de efecto hall ACS712T, y de velocidad con los sensores de efecto hall propios del motor. Con esta información, se implementan lazos anidados de corriente y de velocidad para el control en cascada, siendo el lazo de corriente el lazo interno y el lazo de velocidad el externo. Se utiliza la técnica de modulación por ancho de pulso (PWM) para controlar tanto el torque como la velocidad. Adicionalmente se utiliza la técnica de control adaptativo en el lazo externo de velocidad para la operación del sistema en diferentes rangos de la máquina como motor y como generador.

Cuando el sistema es usado en escenarios de movilidad como terrenos planos y rampas en ascenso, se tendrá el funcionamiento de la máquina como motor. Cuando el sistema es usado en escenarios de movilidad como rampas en descenso y frenado, la máquina entra en funcionamiento como generador.

PRESENTACIÓN

El presente proyecto tiene como objetivo diseñar e implementar un controlador electrónico en cascada de torque y velocidad, así como también un sistema de freno regenerativo, para una plataforma prototipo de un monociclo eléctrico.

Para los objetivos mencionados, se ha dividido el presente trabajo en cinco capítulos, los cuales se describen a continuación:

En el capítulo uno, se presentan los detalles teóricos generales como movilidad eléctrica, motores Brushless DC, Conversores estáticos de Energía y baterías para proporcionar la energía eléctrica.

En el capítulo dos, se realiza una descripción del diseño e implementación del hardware de la parte electrónica del sistema, la misma que se conforma por una etapa de potencia y una etapa de control. Por otro lado, también se realiza una descripción de la batería, el motor eléctrico y el microcontrolador utilizados.

En el capítulo tres, se detalla la descripción del diseño e implementación de la programación desarrollada en el microcontrolador. Se indican los cálculos para la medición de las variables de realimentación de corriente y velocidad. Se explica el desarrollo de los controladores en cascada de torque y velocidad, así como también la etapa de freno regenerativo y la programación de los accesorios adicionales al sistema.

En el capítulo cuatro, se presenta la descripción de las pruebas realizadas y los resultados obtenidos de los controladores de torque y velocidad, así como también la etapa de freno regenerativo. Adicionalmente, se presenta la descripción de las pruebas realizadas con el sistema Plataforma – usuario.

En el capítulo cinco, se detallan las conclusiones y recomendaciones del presente proyecto.

CAPÍTULO 1
MARCO TEÓRICO

En este capítulo, se presentan los detalles teóricos generales relacionados con el presente proyecto como movilidad eléctrica, motores Brushless DC, Conversores estáticos de Energía y baterías como fuentes de energía eléctrica.

1.1 MOVILIDAD ELÉCTRICA

La movilidad eléctrica es la forma con la cual las personas o cargas en general, pueden trasladarse de un lugar a otro usando como fuente de energía la energía eléctrica. Su principio de funcionamiento se basa en el uso de una fuente de energía eléctrica como son las baterías, un medio de conversión estática de dicha energía, un control electrónico para regular la energía que sale del conversor y un motor eléctrico que realiza la fuerza para el movimiento del sistema. Adicionalmente, se debe tener una parte mecánica que conlleva la estructura del sistema y la trasmisión de movimiento hacia los neumáticos. Se puede observar en la Figura 1.1 los elementos de un sistema básico usado para movilidad eléctrica [16].

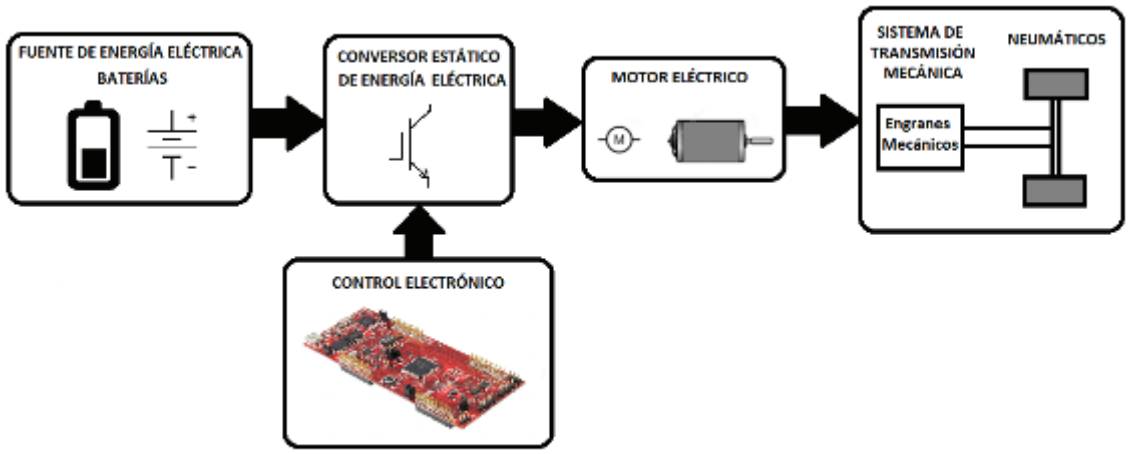


Figura 1.1. Sistema básico de movilidad elétrica.

1.1.1 NECESIDAD DE LA MOVILIDAD ELÉCTRICA

Una de las principales preocupaciones en la actualidad a nivel mundial es la problemática medioambiental, y dentro de este tema, se encuentran los problemas que causan los sistemas de transporte, que según la ONU son la mayor causa de contaminación atmosférica [16].

La necesidad de la movilidad eléctrica surge debido a la creciente contaminación ambiental causada por el uso de vehículos convencionales, cuya fuente de energía proveniente de combustibles fósiles, lo cual causa emisión de CO2. Según un estudio realizado por la Asociación de Empresas Automotrices del Ecuador, la contaminación por vehículos convencionales privados entre antiguos y actuales, es de 4046 Kg de CO2 por año, con una reducción considerable en los vehículos híbridos, cuya emisión es de 37 Kg de CO2 por año. Sin duda alguna estas cifras son perjudiciales para el medio ambiente, motivo por el cual, es de gran interés la incorporación de sistemas de transporte eléctricos cuya emisión de CO2 al ambiente es de 0 Kg [17].

1.1.2 SOLUCIONES DE MOVILIDAD ELÉCTRICA

Según la ONU, mediante la incorporación de la movilidad eléctrica, se lograría reducir aproximadamente 1.4 Giga Toneladas de emisiones de CO2 en Latinoamérica hasta el año 2050. Motivo por el cual se tiene varias soluciones, entre las cuales las más importantes son las indicadas a continuación [16].

Trenes Eléctricos:

Son medios de transporte público masivo, y que están conformados por varios vagones e impulsados por electricidad proveniente principalmente de líneas de transmisión ubicadas en la parte superior del tren. Cuentan también con fuentes de energía secundaria como son baterías y celdas de combustible en caso de contar también con motores a Diesel [18].

Buses Eléctricos:

Son al igual que los trenes eléctricos, medios de transporte masivo, pero de menor capacidad, adaptados a un peso de hasta 15 toneladas. Son autónomos y generalmente utilizan baterías de litio-ferrofosfato (LFP) o litio-titanio (LPO) de gran capacidad de carga como fuente principal de energía [16].

Autos Eléctricos:

Son medios de transporte generalmente de hasta 4 personas, en los cuales su fuente de energía son baterías de iones de litio (Li-ion), lo cual los hace autónomos y muy útiles para zonas urbanas [16].

Sistemas Eléctricos para movilidad personal:

Son todos aquellos sistemas que permiten la movilización de una sola persona o cargas livianas. Se alimentan con baterías de iones de litio y son los más baratos y comercializados en el mercado mundial, en países como Estados Unidos, China, Alemania, Japón, Rusia, entre otros [16].

1.1.2.1 MOVILIDAD ELÉCTRICA PERSONAL

Como se mencionó anteriormente los sistemas para movilidad eléctrica personal, son los más baratos, destacando entre ellos bicicletas eléctricas, scooters eléctricos, monociclos eléctricos, entre otros.

Una de las ventajas de la movilidad eléctrica personal, es reducir uno de los mayores problemas de urbanismo como lo es el tráfico en las vías, mostrado en la Figura 1.2. Se puede evidenciar la ventaja de usar un sistema de movilidad personal cuando la carga del vehículo es una sola persona, ya que generalmente cada persona cuenta con su propio auto para movilizarse.

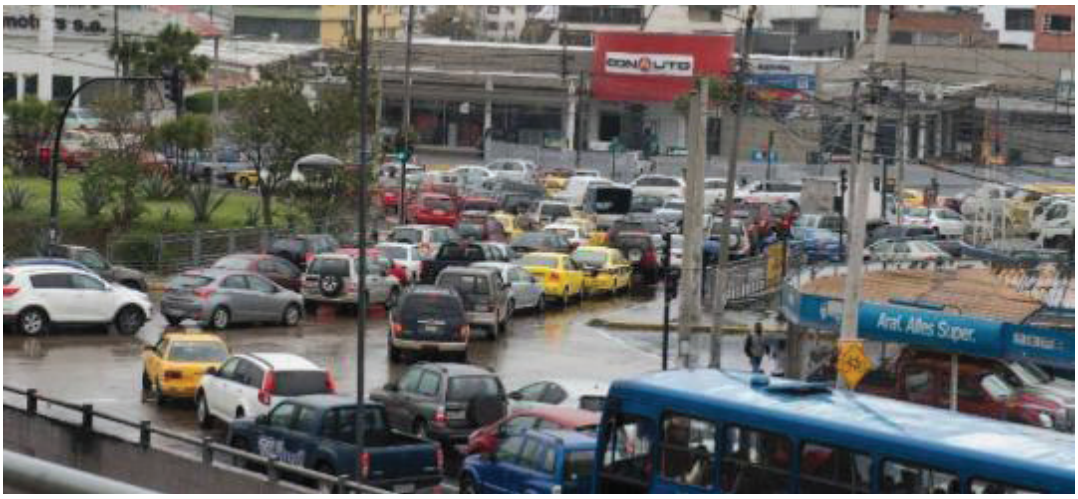


Figura 1.2. Problema de urbanismo en Quito [19].

1.1.2.1.1 PLATAFORMA PARA MONOCICLO ELÉCTRICO

Los monociclos eléctricos son sistemas de movilidad eléctrica personal, desarrollados y comercializados en la actualidad principalmente en países como Alemania, China y Estados Unidos [2].

La plataforma para monociclo eléctrico desarrollada en el presente proyecto se basa en el esquema de movilidad eléctrica de la Figura 1.1, con la diferencia de que el motor eléctrico se encuentra embebido en la llanta y el sistema mecánico de transmisión de movimiento, se lo logra mediante rodamientos en el eje del motor. Dicha plataforma se compone por una batería de iones de litio, un conversor estático de energía eléctrica, un motor eléctrico Brushless DC y un control electrónico conformado por un microcontrolador y sensores para obtener la información necesaria para el control del sistema en lazo cerrado.

Dentro de las condiciones del control electrónico, se tienen dos consideraciones, primero el funcionamiento de la máquina como motor, en donde se envía energía desde la batería para dar movimiento al sistema, según los requerimientos del usuario, y segundo el funcionamiento de la máquina como generador, en donde se aprovecha la energía cinética del sistema para ser inyectada a las baterías en condiciones en las cuales el movimiento se genere principalmente por el peso del

sistema plataforma – usuario, un ejemplo de ello es una rampa en descenso, ya que en ese momento el sistema no necesita energía eléctrica para descender [2].

1.2 MOTOR BRUSHLESS DC O BLDC

El motor brushless DC-BLDC es ampliamente usado en aplicaciones automovilísticas, aeroespaciales, en equipo industrial automático e instrumentación [3].

El motor BLDC es un motor eléctricamente conmutado por elementos de potencia, lo cual es una ventaja desde el punto de vista de eficiencia en comparación a un motor DC o de inducción según los siguientes aspectos [3]:

- Alta eficiencia y confiabilidad
- Bajo sonido acústico
- Pequeño, plano y liviano
- Buena respuesta dinámica
- Buenas características de velocidad y torque
- Alto rango de velocidad
- No necesita mantenimiento continuo
- Mayor durabilidad

Los motores BLDC se los clasifica de la siguiente manera: una sola fuente, dos fases y trifásicos. El motor BLDC trifásico puede ser trapezoidal o sinusoidal dependiendo de los bobinados en el estator y de la distribución de imanes permanentes en el rotor [3].

El presente proyecto utiliza un motor trifásico trapezoidal cuyas características se expondrán más adelante.

El funcionamiento del motor BLDC es convertir la energía eléctrica a energía mecánica usando los principios electromagnéticos. Estos principios de conversión de energía son fundamentalmente los mismos en todos los motores eléctricos [3].

1.2.1 PARTES CONSTITUTIVAS

La principal estructura de un motor BLDC es el estator y rotor como se muestra en la Figura 1.3. En el estator se encuentran las bobinas conectadas en Y y sensores de efecto hall desfasados en 120 grados eléctricos para determinar la posición del motor y determinar la activación de la bobina correspondiente. En el rotor se encuentran los imanes permanentes. La separación entre el rotor y las bobinas se conoce como entrehierro Figura 1.3 [3].

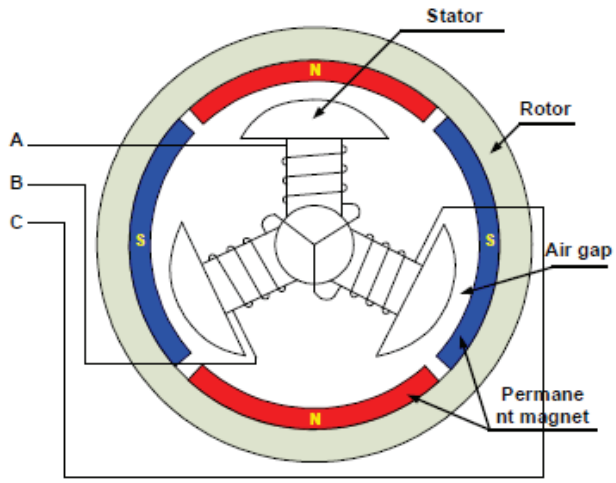


Figura 1.3. Motor trifásico BLDC[20].

1.2.2 PARÁMETROS DEL MOTOR BRUSHLESS DC

1.2.2.1 ECUACIONES DE LOS PARÁMETROS ELÉCTRICOS

1.2.2.1.1 FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ INDUCIDA

El voltaje inducido línea-línea E se puede expresar en función del número de conductores N_s, la densidad de flujo B_f, la longitud del conductor l, el radio r y la velocidad angular Ω [3].

$$E = 2(2N_s B_f l r \Omega) \tag{1.1}$$

Si K_E es la constante de la fuerza contraelectromotriz Fem, se tiene [3]:

$$K_E = 4N_s B_f l r \tag{1.2}$$

Entonces la ecuación (1.1) puede expresarse como:

$$E = K_E \Omega \tag{1.3}$$

La Figura 1.4 es la Fem tipo trapezoidal por fase [3].

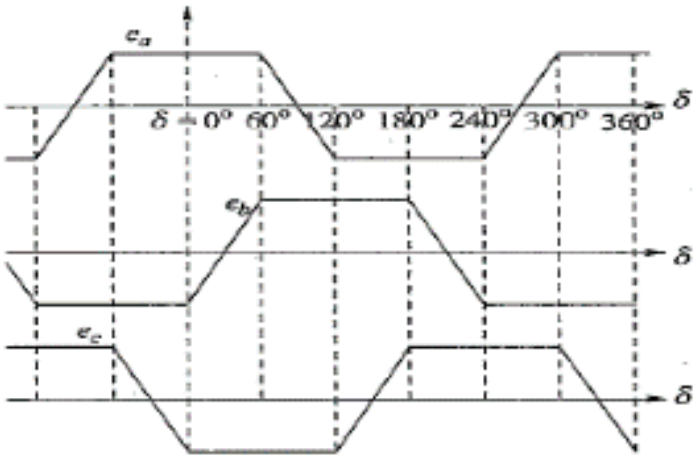


Figura 1.4. Fem por fase [3].

La fuerza contraelectromotriz puede ser trapezoidal o sinusoidal debido a que depende de las características constructivas del motor como las diferentes interconexiones entre bobinas, la distancia del entrehierro y distribución de imanes permanentes [3].

1.2.2.1.2 TORQUE ELECTROMAGNÉTICO

En el motor BLDC se produce un torque electromagnético neto que no fluctúa con la posición del rotor como se indica en la Figura 1.5 a.

Para dichas características de torque, las corrientes en cada fase deben ser controladas como se indica en la Figura 1.5 b con un desfase de 120 grados y con valores máximos de corriente positivos (+I) y negativos (-I) [3].

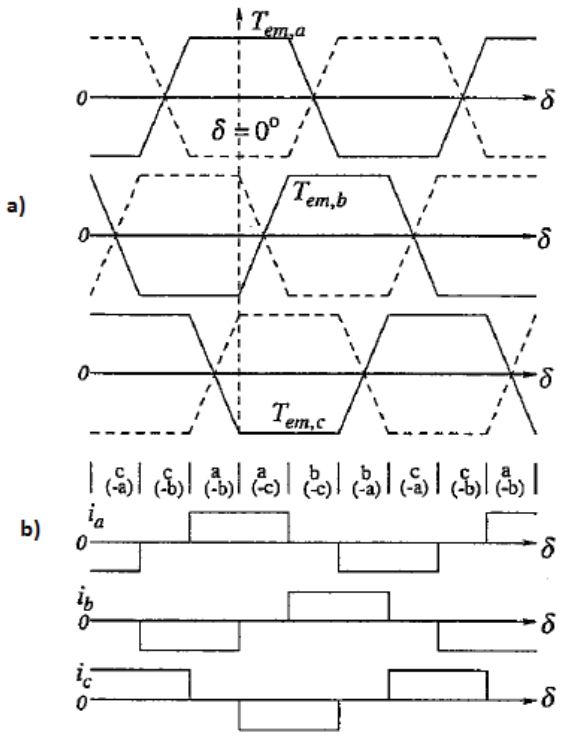


Figura 1.5. a) Formas de onda de torque b) Corrientes en cada fase [3].

El torque neto producido en las dos fases se puede expresar en función del número de conductores N_s, la densidad de flujo B_f, la longitud del conductor l, el radio r y la corriente I [3].

$$M_{em} = 2(2N_s B_f lr)I \tag{1.4}$$

Si K_M es la constante de torque neto y se expresa como [3]:

$$K_M = 4N_s B_f lr \tag{1.5}$$

La ecuación (1.4) puede expresarse como [3]:

$$M_{em} = K_M I \tag{1.6}$$

De la ecuación (1.5) y (1.2) se deduce que la constante de la Fem K_E es similar a la constante de torque K_M [3]:

$$K_M = K_E = K$$

1.2.2.2 ECUACIONES DE LOS PARÁMETROS MECÁNICOS

El torque electromagnético se puede expresar como [3]:

$$\sum M = J\frac{d\Omega}{dt} \tag{1.7}$$

Es decir:

$$M_{em} = J\frac{d\Omega}{dt} + B\Omega + M_f + M_L \tag{1.8}$$

Donde:

M_{em}: Torque electromagnético

J: Inercia del motor

Ω: Velocidad angular

$B\Omega$: Torque de rozamiento viscoso

M_f: Torque de rozamiento seco

M_L: Torque de carga

1.2.3 CARACTERÍSTICAS DE TORQUE Y VELOCIDAD

El voltaje aplicado en los terminales del motor en estado estable es [3]:

$$V = IR + E \tag{1.9}$$

Donde I es la corriente que pasa por bobinas, R es la resistencia de bobinas, E es el voltaje de la Fem y reemplazando las ecuaciones (1.3) y (1.5) en (1.9) se obtiene:

$$V = \frac{M}{K}R + K\Omega$$

Finalmente, despejando M de la ecuación anterior se obtiene:

$$M = \frac{V}{R}K - \frac{\Omega}{R}K^2 \tag{1.10}$$

La ecuación (1.10) es la ecuación característica torque-velocidad y su representación gráfica se observa en la Figura 1.6 [3].**Figura 1.6.**

De la Figura 1.6 se puede observar que un incremento de velocidad implica la disminución de torque electromagnético bajo condiciones de voltaje de alimentación constantes V [21].

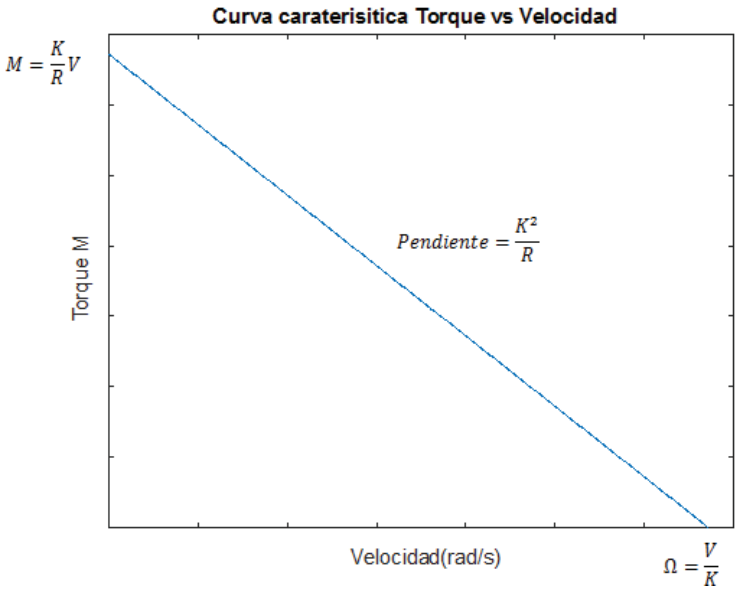


Figura 1.6. Curva ideal característica de un motor BLDC [21]

1.2.4 POTENCIA DEL MOTOR BRUSHLESS DC

La potencia de entrada del motor BLDC es igual a la suma de la potencia mecánica del motor más las potencias de pérdidas [3].

$$P_e = P_m + P_{perdidas} \tag{1.11}$$

La potencia mecánica es [3]:

$$P_m = T\ \ \Omega \tag{1.12}$$

La potencia de pérdidas es [3]:

$$P_{perdidas} = I^2R \tag{1.13}$$

1.2.5 OPERACIÓN EN CUATRO CUADRANTES

La Figura 1.7 indica la operación de la máquina BLDC en los cuatro cuadrantes considerando un plano cartesiano de torque y velocidad angular. En el funcionamiento de la máquina como motor se convierte la energía eléctrica en energía mecánica y en el modo de regeneración la máquina funciona como generador y convierte la energía mecánica en energía eléctrica [15].

En el primer cuadrante la máquina funciona como motor en donde el torque y la velocidad son positivas por lo tanto la potencia desarrollada es positiva. El segundo cuadrante es conocido como frenado. La dirección de la velocidad es positiva y el torque desarrollado por la máquina es negativo y se opone al movimiento, por lo tanto, la máquina opera como generador. En el tercer cuadrante la máquina funciona como motor y gira en sentido inverso, además, la velocidad y el torque son negativos por lo tanto la potencia es positiva. En el cuarto cuadrante, el torque es positivo y la velocidad es negativa por lo tanto la máquina entra en operación como generador [15].

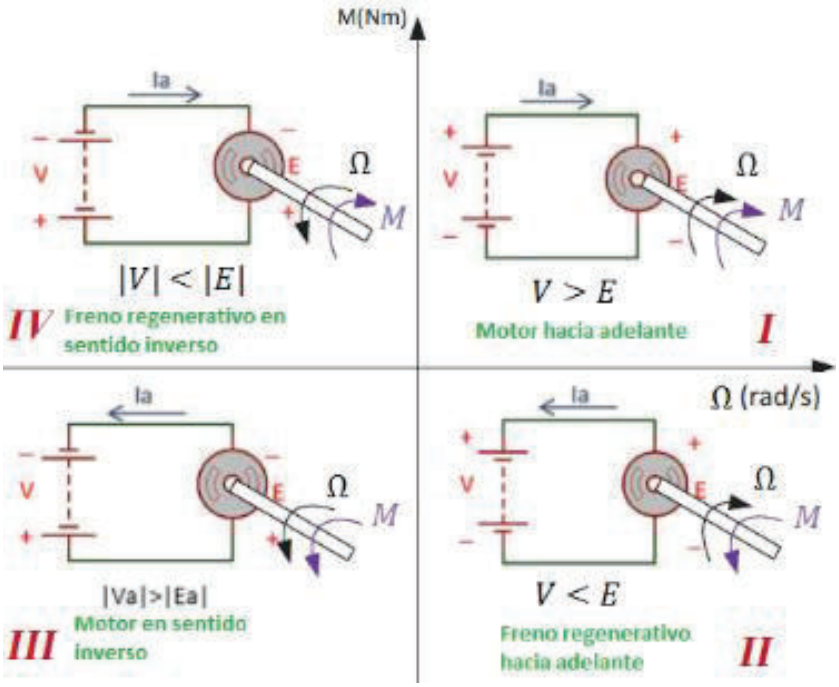


Figura 1.7. Operación de la maquina DC en los cuatro cuadrantes [15].

1.2.5.1 FRENADO REGENERATIVO

Cuando la máquina BLDC funciona en el II y IV cuadrantes, funciona como generador. En este modo de operación, la velocidad mecánica y el torque son opuestos frenando a la máquina, además, el voltaje generado por la fuerza contraelectromotriz (E) es mayor al voltaje aplicado (V) (Figura 1.7). Cuando E>V existe una corriente circulante que entra a la fuente, por lo tanto, existe un suministro de potencia [15].

La corriente debido a la regeneración se calcula como [4]:

$$I_R = \frac{V - E}{R} \tag{1.14}$$

Por lo tanto, la potencia suministrada a la fuente es [4]:

$$P = V * I_R \tag{1.15}$$

1.3 CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGÍA

Los conversores estáticos de energía realizan la conversión de energía eléctrica sin emplear elementos móviles como acoples entre máquinas, sino más bien se emplean dispositivos semiconductores [4].

1.3.1 CONVERSORES DC/DC

1.3.1.1 CONVERSORES DC/DC BOOST

El conversor Boost es un conversor de potencia elevador en cuya salida se obtiene una tensión mayor que en su entrada.

El circuito del conversor DC/DC boost comprende dos semiconductores de potencia: diodo y transistor, una bobina y un capacitor como se muestra en la Figura 1.8 [4].

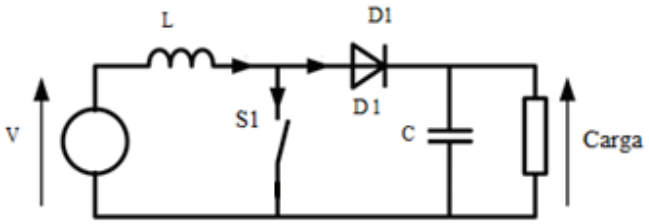


Figura 1.8. Conversor DC/DC Boost [4].

En la Figura 1.8, si el interruptor S1 está cerrado, la bobina L almacena energía y la carga es alimentada por el capacitor C. Cuando S1 está abierto, la corriente circula por D1 y carga el capacitor C y la carga.

El voltaje de salida del elevador está dado por la siguiente ecuación [4]:

$$V_{salida} = \frac{V_{entrada}}{1 - \delta} \tag{1.16}$$

δ es la relación de trabajo y varía de 0 a 1 y de la ecuación (1.16) se puede deducir que [4]:

$$V_{salida} > V_{entrada} \tag{1.17}$$

1.3.1.2 CONVERSORES DC/DC BUCK

Un conversor Buck es un conversor de potencia reductor. Su circuito comprende dos semiconductores de potencia, diodo y transistor, una bobina y un capacitor como se muestra en la Figura 1.9. Si el interruptor S está cerrado, la tensión en la bobina es Vi – Vo y la corriente aumenta y el diodo se polariza inversamente. Con el interruptor cerrado el diodo se polariza directamente y conduce. La tensión en el inductor es -Vo y la corriente disminuye [4].

El voltaje de salida del elevador está dado por la siguiente ecuación [4]:

$$V_{salida} = \delta\, V_{entrada} \tag{1.18}$$

δ es la relación de trabajo y varía de 0 a 1 y de la ecuación (1.18) se puede deducir que [4]:

$$V_{salida} < V_{entrada} \tag{1.19}$$

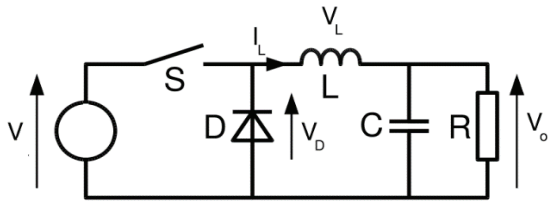


Figura 1.9. Conversor DC/DC Buck [4].

1.3.2 CONVERSOR DC/AC

Un conversor DC/AC o también conocido como inversor, cambia un voltaje de entrada de corriente continua a un voltaje simétrico de corriente alterna cuya magnitud y frecuencia es fijada por el diseñador. Un inversor está conformado por elementos de conmutación (mosfets, transistores, IGBTs) y son usados para alimentar cargas trifásicas como se muestra en la Figura 1.10 [4].

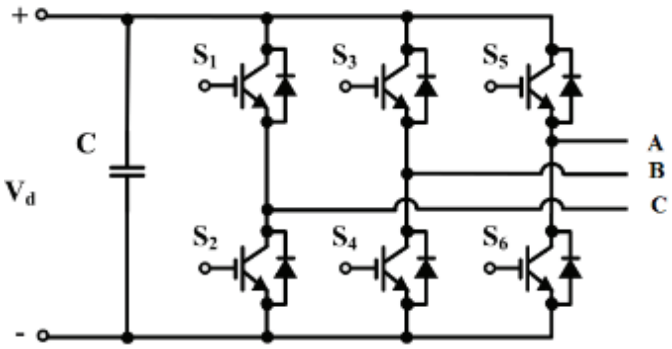


Figura 1.10. Topología de un Inversor [4].

De acuerdo a la técnica de activación de los interruptores del inversor, la forma de onda de salida se puede clasificar por el número de niveles, un ejemplo de dicha clasificación puede ser: dos niveles, tres niveles y multinivel como se puede observar en la Figura 1.11 [4].

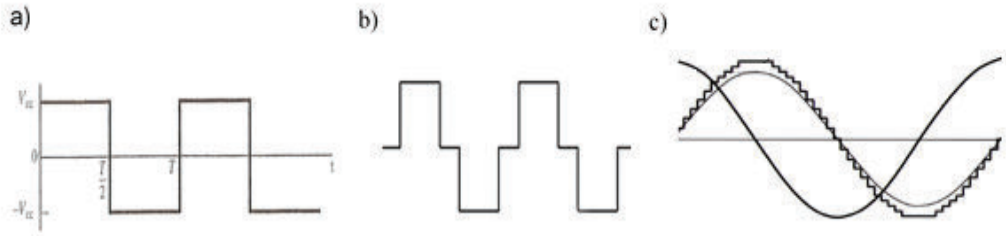


Figura 1.11. a) onda dos niveles b) onda tres niveles c) onda multinivel [4].

1.4 FUENTES DE ENERGÍA ELÉCTRICA

Las fuentes de energía utilizadas para los sistemas de movilidad eléctrica son las Baterías, de las cuales en su gran mayoría tienen la capacidad de recargar su energía cuando esta se termina [23]. Entre ellas se tienen diferentes tipos, los más usados son los que se mencionan a continuación [24].

Baterías de plomo – acido:

Son las más utilizadas en vehículos convencionales, entregan un voltaje de 12 V. Su funcionamiento se basa en el uso de ácido sulfúrico y placas de plomo. Su mayor desventaja es el peso y tamaño con lo cual no son las más adecuadas para vehículos eléctricos, en relación con otras alternativas [24].

Baterías de Níquel – Cadmio:

Su desventaja se da en que su capacidad de carga se ve afectada por el efecto memoria que se genera cuando se recarga dicha batería, pero sin haber sido descargada completamente. Este problema afecta de gran manera a la capacidad de carga de la batería [24].

Baterías de Níquel – Hidruro metálico:

Son mejores que las baterías de níquel – cadmio, ya que estas reemplazan el cadmio con un componente menos contaminante y más barato. Su desventaja sigue siendo el efecto memoria, a pesar de ser menor [24].

Baterías de Iones de Litio:

Tienen elevada capacidad energética y alta resistencia a la descarga. El efecto memoria en dichas baterías es casi nulo. Su tamaño, en relación con su capacidad es reducido, lo cual es ideal para aplicaciones de movilidad eléctrica. Su desventaja es que se necesita de un circuito de protección ya que niveles de carga fuera de los apropiados pueden inutilizar estas baterías e incluso causar accidentes [24].

Baterías de Polímeros de Litio:

Son similares a las baterías de iones de litio, con la diferencia de que estas cuentan con un gel de electrolito en su interior en lugar del líquido de las baterías de Li-ion [24].

Baterías Zebra:

Son alternativas a las baterías de iones de litio para aplicaciones de movilidad eléctrica, pero su desventaja son las altas temperaturas de funcionamiento, ya que esto genera problemas de seguridad, a la vez que tienen un costo más elevado [24].

1.4.1 BATERÍAS DE IONES DE LITIO

Son las baterías de mayor uso para movilidad eléctrica, ya que tienen alta densidad de energía, y con ello se tiene la posibilidad de obtener mayor potencia considerando su peso y tamaño que generalmente es menor a otras baterías. Otra característica importante es que tienen tiempos de vida útil elevados (aproximadamente 5 años) [16].

Los conjuntos de baterías de iones de litio, conformados por varias celdas, suelen tener problemas en cuanto a desequilibrios de carga, ya que existen por lo general factores de influencia como por ejemplo el ensamblaje de cada celda, la temperatura de funcionamiento de la batería, etc. Motivo por el cual los conjuntos de baterías comerciales cuentan con un circuito especial que regula el desequilibrio de voltajes en las celdas [25].

Adicionalmente debido a la forma constructiva de las baterías de iones de litio, se tienen circuitos de protección de niveles de carga peligrosos. Dichos circuitos suelen ser comercializados junto con la batería o conjunto de celdas como se muestra en la Figura 1.12 [26].

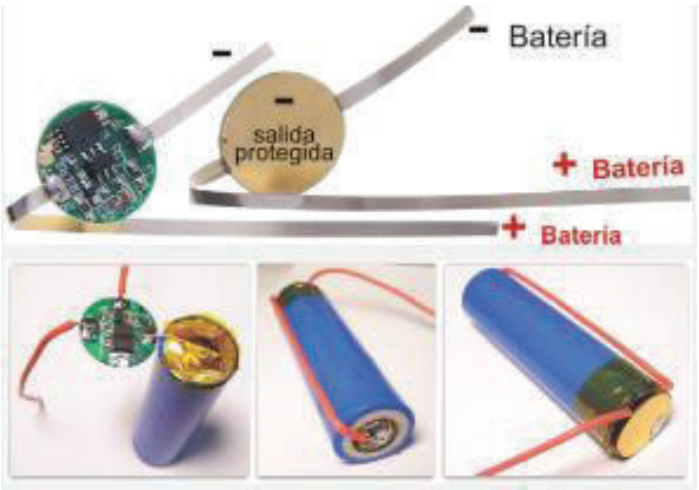


Figura 1.12. Circuito de protección para una celda [26].

CAPÍTULO 2
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL HARDWARE

En este capítulo, se realiza una descripción del diseño e implementación del hardware de la parte electrónica del sistema, la misma que se conforma por una etapa de potencia y una etapa de control. Por otro lado, también se realiza una descripción de la batería, el motor eléctrico y el microcontrolador utilizados.

2.1 DISEÑO DEL HARDWARE PARA LA ETAPA DE POTENCIA

2.1.1 DESCRIPCIÓN DE LA BATERÍA

El tipo de batería utilizada es de Iones de Litio, cuyo voltaje nominal es de 59.2 V y capacidad de almacenamiento de energía 170Wh, como se muestra en la Figura 2.1.

Figura 2.1. Datos técnicos batería comercial Airwheel

La batería está compuesta por 16 celdas NCR18650PF, conectadas en serie como se indica en la Figura 2.2.

Figura 2.2. Estructura Interna de la batería comercial Airwheel

Características más importantes de cada celda:

- Voltaje máximo de 4.2 V.
- Voltaje nominal de 3.7 V
- Capacidad de 2900 mAh.

Con las características antes mencionadas, se tiene un voltaje máximo de 67.2 V, con el cual se dimensionan los elementos de potencia.

Adicionalmente, la batería cuenta con un circuito de protección para carga y descarga, el cual se puede apreciar en la Figura 2.3.

El circuito de protección es conocido como PCM (Protection Circuit Module) o BMS (Battery Management System) y es el encargado de proteger la batería cuando el voltaje de la misma aumenta o disminuye a valores peligrosos, los cuales pueden causar daños irreparables como explosión o pérdida de la capacidad de carga [1].

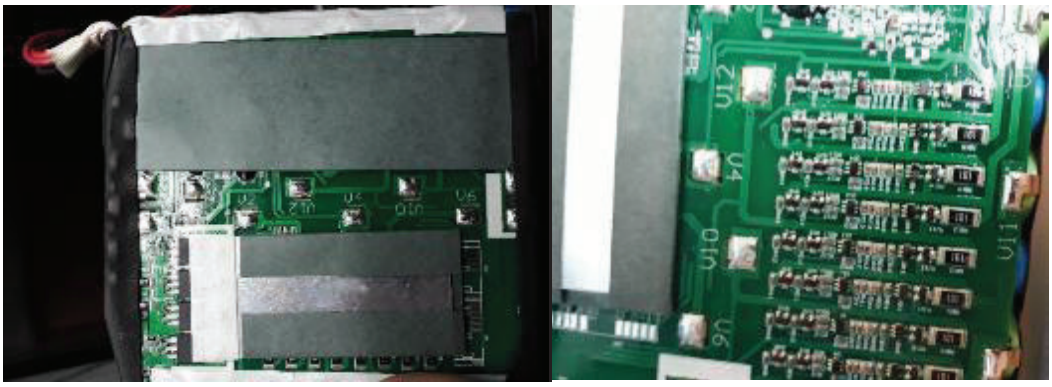


Figura 2.3. BMS Comercial para baterías de litio de 16 celdas

2.1.2 DESCRIPCIÓN DEL MOTOR ELÉCTRICO

Como se mencionó en el capítulo 1, el motor eléctrico utilizado es un motor BLDCo BLDC.

Para el presente proyecto, se adquirió un motor eléctrico BLDC para un monociclo eléctrico comercial, el cual se puede observar en la Figura 2.4.

Figura 2.4. Motor para monociclo eléctrico comercial Airwheel X8.

Las características del motor BLDC se mencionan a continuación:

- El motor se encuentra embebido en la llanta.
- Tiene una configuración en Y con neutro flotante.
- El estator consta de tres fases, cada una formada por 21 bobinas conectadas en serie.
- El rotor está formado por 56 imanes permanentes.
- Consta de tres sensores de efecto hall ubicados a 120 grados eléctricos, los cuales se utilizan para saber la posición del rotor.
- Tiene una potencia activa de 650 W [2].

2.1.2.1 PARÁMETROS DEL MOTOR

Para el diseño, tanto de la parte de potencia como de la parte de control, se determinó los siguientes parámetros:

Inductancia propia de cada fase:

Se utilizó un medidor de inductancias GW-INSTEK-LCR-B21, a una frecuencia de 60 Hz y a una frecuencia de 15 KHz, como se indica en la Figura 2.5., se obtuvieron los siguientes valores:

$$L_{AC} = L_{BC} = L_{AB} = 0.39 \text{ mH} \approx 0.4\text{mH}$$

$$L_A = L_B = L_C = 0.2 \text{ mH}$$

Figura 2.5. Medición de la inductancia a diferentes frecuencias

Resistencia de los bobinados:

Se realizó la medición, en base a pruebas realizadas de voltaje y corriente, y se comprobó el resultado con ayuda del óhmetro digital mostrado en la Figura 2.6.

$$R_{AC} = R_{BC} = R_{AB} = 0.5 \text{ ohm}$$
$$R_A = R_B = R_C = 0.25 \text{ ohm}$$

Figura 2.6. Medición de la resistencia en los bobinados del motor

Constante de la Máquina:

Se tomó valores experimentales de voltaje, corriente y velocidad angular en vacío, es decir, sin considerar el torque de carga, para diferentes ciclos de trabajo, como se indica en la Tabla 2.1. En dicha tabla, se realizó el cálculo del torque, multiplicando voltaje por corriente y dividiendo el resultado para la velocidad angular. Finalmente, para cada ciclo de trabajo, se determinó la constante de la máquina mediante la ecuación (2.1) [3].

$$K_M = \frac{M}{I} \tag{2.1}$$

Donde:

$M =$ torque calculado para cada ciclo de trabajo.

$K_M =$ constante de la máquina.

$I =$ corriente medida en cada ciclo de trabajo.

Tabla 2.1. Cálculo de la constante de la máquina

Duty	VAB [V]	IA [A]	Ω [rpm]	Ω [rad/s]	M [Nm]	K [Nm/A]
20	1,5	0,62	10,8	1,13094	0,8223248	1,32633
40	3,2	0,68	23,2	2,429427	0,8956846	1,317183
60	4,7	0,8	36,4	3,811687	0,9864399	1,23305
80	6,5	0,88	53,5	5,602342	1,0210016	1,160229
90	7,5	0,92	63,6	6,65998	1,0360391	1,12613
100	8,1	1,04	74	7,749033	1,0871033	1,045292
120	10,05	1,08	94,8	9,92714	1,0933663	1,012376
140	11,725	1,16	116	12,14713	1,119688	0,965248
160	13,4	1,28	136,2	14,26241	1,2026018	0,939533
180	15,075	1,32	156	16,3358	1,2181222	0,92282
200	16,75	1,38	175	18,32542	1,2613629	0,914031
220	18,425	1,42	193	20,21032	1,2945616	0,911663
240	20,1	1,48	210	21,9905	1,352766	0,914031
260	21,775	1,56	227	23,77068	1,4290292	0,916044
270	22,6125	1,6	234,4	24,54559	1,4739921	0,921245
					Promedio	1,04168

$$K_M = 1.04\ Nm/A$$

Inercia:

Para determinar la inercia de la máquina se usa la ecuación (2.2), la cual expresa la dinámica mecánica del sistema en función de los torques [3].

$$\sum M = J * \frac{d\Omega}{dt} = M_M - M_L - M_D - M_B \tag{2.2}$$

En donde:

$\sum M$ = Sumatorio de torques del sistema.

J = Inercia de la máquina.

$\frac{d\Omega}{dt}$ = aceleración angular.

M_M = Torque de la máquina necesario para dar movimiento al sistema.

M_L = Torque de carga debido al peso del sistema plataforma-usuario

M_D = Torque dinámico debido al contacto con la superficie de movilidad.

M_B = Torque de viscosidad debido a los rodamientos en el eje.

Considerando el motor girando a una velocidad constante en vacío, es decir, sin carga en su eje, y desconectando la alimentación, se toma el tiempo que demora el motor en detenerse, t_d. En ese instante, el torque de la máquina es cero y la ecuación (2.2) queda simplificada a la ecuación (2.3), en donde, M_B se obtiene multiplicando el coeficiente de viscosidad B por la velocidad angular [15].

$$0 = J * \frac{d\Omega}{dt} + M_D + B * \Omega \tag{2.3}$$

Resolviendo la ecuación diferencial anterior y despejando la inercia, se obtiene la ecuación (2.4).

$$J = \frac{B * t_d}{\ln\left(\frac{B}{M_D} * \Omega_o + 1\right)} \tag{2.4}$$

Con ayuda de los datos de la Tabla 2.1, se realiza el gráfico de la Figura 2.7, el cual relaciona el torque con la velocidad angular, con el objetivo de determinar los valores de M_D y del coeficiente de viscosidad B.

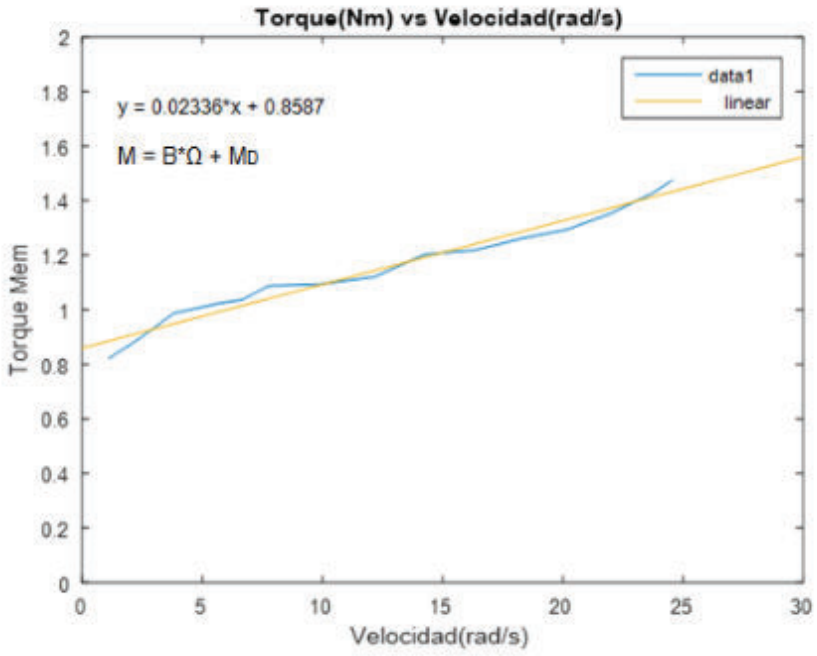


Figura 2.7. Gráfico del toque en función de la velocidad angular experimental

Del gráfico de la Figura 2.7, se obtienen los siguientes datos:

$$B = 0.02336 \text{ Nms}$$
$$MD = 0.85872 \text{ Nm}$$

Reemplazando valores en la ecuación (2.4) se obtiene el valor de la Inercia de la máquina.

$$J = \frac{0.02336 * 2.08}{\ln\left(\frac{0.02336}{0.8587} * 15.87 + 1\right)}$$

$$J = 0.1357\ Kg.m^2$$

2.1.3 CONVERTIDOR DC/AC TRIFÁSICO

El convertidor DC/AC trifásico, también conocido como Inversor trifásico, es el encargado de realizar la conversión del voltaje del bus DC proveniente de la batería a Voltaje AC trifásico controlado, necesario para alimentar al motor BLDC bajo los requerimientos del sistema. El inversor logra el objetivo antes mencionado mediante la matriz de interruptores indicada en la Figura 2.8. Esta topología conocida como TIPO PUENTE, consta de seis interruptores de potencia ubicados de dos en dos, en serie, sobre tres ramales en paralelo [4].

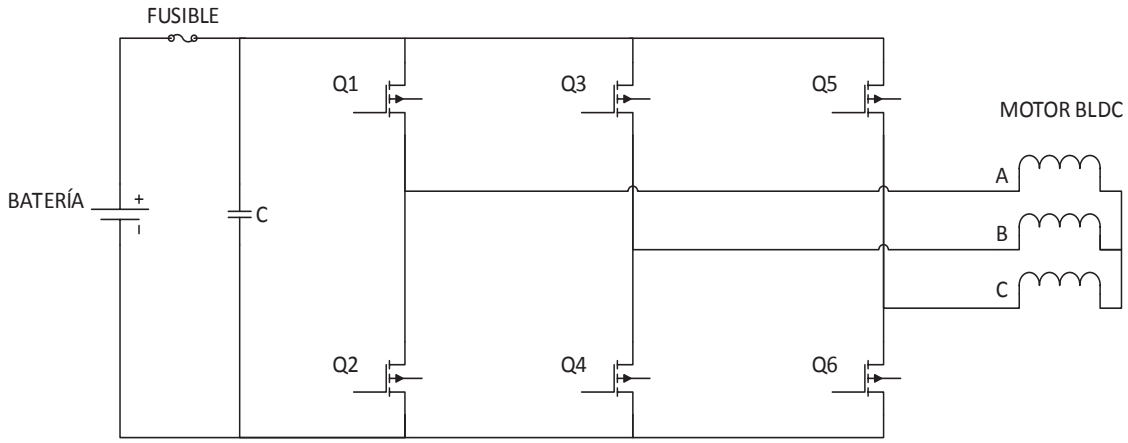


Figura 2.8. Inversor Trifásico Implementado

2.1.3.1 DIMENSIONAMIENTO INTERRUPTORES DE POTENCIA

Se utilizó MOSFETS como interruptores de potencia, debido a su capacidad para trabajar con frecuencias de conmutación altas y su uso en el manejo de potencias medianamente altas.

Es necesario realizar un análisis dinámico del sistema para obtener los valores de torque y potencia mecánicos, con el objetivo de determinar los requerimientos de corriente máxima tanto en el arranque como en estado estable. De esta manera se logra dimensionar los MOSFETS, el fusible de protección del circuito eléctrico y los sensores de corriente.

Los escenarios de movilidad del sistema plataforma – usuario son terrenos planos, rampas en ascenso y rampas en descenso, siendo los dos primeros, los escenarios de mayor interés para el dimensionamiento ya que en esas condiciones se extrae energía de la batería.

En la Figura 2.9, se puede observar un análisis de fuerzas del sistema, en donde el bloque representa la plataforma prototipo desarrollada y la fuerza externa (F_{ext}) representa el peso de la persona.

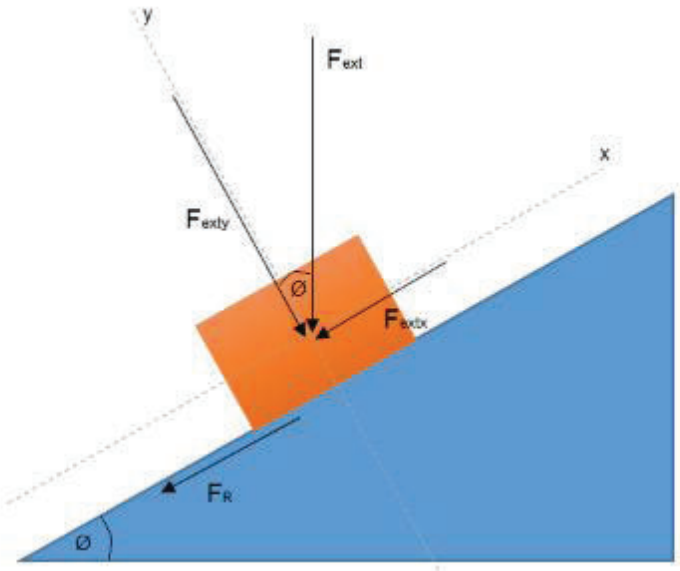


Figura 2.9. Análisis dinámico lineal del sistema.

La ecuación (2.5) expresa el análisis dinámico lineal del sistema de la Figura 2.9.

$$\sum F = m * a = F_M - F_R - F_B - F_{ext} \tag{2.5}$$

Siendo:

F_M = Fuerza del motor eléctrico necesaria para mover al sistema.

F_R = Fuerza de oposición debido rozamiento con la superficie de movilidad.

F_B = Fuerza de oposición debido a los rodamientos en el eje del motor BLDC.

F_{ext} = Fuerza de oposición debida al peso de la persona.

Haciendo una analogía del sistema lineal con un sistema angular, se puede expresar la dinámica angular del sistema mediante la ecuación (2.6).

$$\sum M = J * \frac{d\Omega}{dt} = M_M - M_R - M_B - M_{ext} \tag{2.6}$$

Para calcular los torques de oposición M_R, M_B y M_{ext}, se usan las ecuaciones (2.7), (2.8) y (2.9) respectivamente.

$$M_R = F_R * r \tag{2.7}$$

$$M_B = B * \Omega \tag{2.8}$$

$$M_{ext} = F_{extx} * r \tag{2.9}$$

Para hallar el valor de las fuerzas de oposición al movimiento, se utilizan las ecuaciones (2.10) y (2.11).

$$F_R = \mu * F_{exty} = \mu * m_{ext} * g * \cos(\emptyset) \tag{2.10}$$

$$F_{extx} = m_{ext} * g * \text{sen}(\emptyset) \tag{2.11}$$

Reemplazando en la ecuación (2.6), se obtiene la ecuación (2.12) con la cual se realiza el análisis de los dos escenarios de movilidad de interés para el dimensionamiento como son terrenos planos y rampas en ascenso.

$$M_M = J * \frac{d\Omega}{dt} + \mu * m_{ext} * g * \cos(Ø) * r + B * \Omega + m_{ext} * g * \text{sen}(Ø) * r \quad (2.12)$$

En donde:

M_M = torque del motor necesario para dar movimiento al sistema.

J = Inercia de la máquina obtenida experimentalmente igual a $0.1357\ Kg.m^2$.

$\frac{d\Omega}{dt}$ = aceleración angular.

μ = coeficiente de resistencia a la rodadura, para asfalto defectuoso igual a 0.012 [11].

m_{ext} = masa externa debida al peso promedio de una persona igual a 80 Kg.

g = aceleración de la gravedad, igual a 9.8 m/s^2.

$Ø$ = ángulo de inclinación del escenario de movilidad, valor máximo de 8° según norma INEN [10].

r = radio de la rueda de la plataforma igual a 0.21 m.

B = coeficiente de viscosidad obtenido experimentalmente igual a 0.02336 [Nms].

Ω = velocidad angular.

La aceleración angular se la determina en base al tiempo que demora el sistema en llegar hasta la velocidad máxima de 12 Km/h equivalente a 15.87 rad/s. Dicho tiempo es de 20 segundos, por lo tanto, la aceleración angular se calcula de la siguiente manera:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{15.87\ rad/s}{20s} = 0.79\ rad/s^2$$

Para obtener el valor de corriente que se extrae de la batería en los diferentes escenarios de movilidad, se utiliza la ecuación (2.13).

$$M_M = K * I_{batería} \quad (2.13)$$

Donde:

$K =$ constante de la máquina obtenida experimentalmente igual a $1.04\ Nm/A$.

Finalmente es necesario conocer la corriente que se tiene en las bobinas del motor a la máxima relación de trabajo que para el presente proyecto es de 0.5,

para lo cual se aplica el principio de conservación de la energía mediante la ecuación (2.14).

$$P_{batería} = P_{bobinas} + P_{pérdidas} \quad (2.14)$$

Para rampas en ascenso: Ø = 8°

En el arranque:

$$M_M = J * \frac{d\Omega}{dt} + \mu * m_{ext} * g * \cos(Ø) * r + B * \Omega + m_{ext} * g * \text{sen}(Ø) * r$$

$$M_M = 0.1357 * 0.79 + 0.012 * 80 * 9.8 * \cos(8) * 0.21 + 0.02336 * 15.87 + 80 * 9.8 * \text{sen}(8) * 0.21$$

$$M_M = 25.35\ [Nm]$$

$$\text{I}_{\text{bobinas}} = \frac{M_M}{K} = \frac{25.35\ Nm}{1.04\ Nm/A} = 24.37\ A$$

Reemplazando en la ecuación (2.14) se tiene:

$$P_{batería} = P_{bobinas} + P_{pérdidas}$$

$$67.2 * I_{batería} = (67.2 * 0.5) * I_{bobinas} + I_{bobinas}^2 * 0.5$$

$$67.2 * I_{batería} = (67.2 * 0.5) * 24.37 + 24.37^2 * 0.5$$

$$\text{I}_{\text{batería}} = 16.6\ A$$

De la ecuación cuadrática anterior se obtiene dos valores, de los cuales se descarta el valor negativo, ya que se trabaja con magnitudes positivas.

En estado estable:

$$M_M = J * \frac{d\Omega}{dt} + \mu * m_{ext} * g * \cos(Ø) * r + B * \Omega + m_{ext} * g * \text{sen}(Ø) * r$$

$$M_M = 0 + 0.012 * 80 * 9.8 * \cos(8) * 0.21 + 0.02336 * 15.87 + 80 * 9.8 * \text{sen}(8) * 0.21$$

$$M_M = 25.24\ [Nm]$$

$$\mathrm{I}_{\mathrm{bobinas}} = \frac{M_M}{K} = \frac{25.24\ Nm}{1.04\ Nm/A} = 24.26\ A$$

Reemplazando en la ecuación (2.14) se tiene:

$$P_{batería} = P_{bobinas} + P_{pérdidas}$$
$$67.2 * I_{batería} = (67.2 * 0.5) * I_{bobinas} + I_{bobinas}^2 * 0.5$$
$$67.2 * I_{batería} = (67.2 * 0.5) * 24.26 + 24.26^2 * 0.5$$
$$\mathrm{I}_{\mathrm{batería}} = 16.5\ A$$

Para terrenos planos: Ø = 0°

En el arranque:

$$M_M = J * \frac{d\Omega}{dt} + \mu * m_{ext} * g * \cos(Ø) * r + B * \Omega + m_{ext} * g * \mathrm{sen}(Ø) * r$$
$$M_M = 0.1357 * 0.79 + 0.012 * 80 * 9.8 * \cos(0) * 0.21 + 0.02336 * 15.87 + 80 * 9.8 * \mathrm{sen}(0) * 0.21$$
$$M_M = 2.45\ [Nm]$$

$$\mathrm{I}_{\mathrm{bobinas}} = \frac{M_M}{K} = \frac{2.45\ Nm}{1.04\ Nm/A} = 2.36\ A$$

Reemplazando en la ecuación (2.14) se tiene:

$$P_{batería} = P_{bobinas} + P_{pérdidas}$$
$$67.2 * I_{batería} = (67.2 * 0.5) * I_{bobinas} + I_{bobinas}^2 * 0.5$$
$$67.2 * I_{batería} = (67.2 * 0.5) * 2.36 + 2.36^2 * 0.5$$
$$\mathrm{I}_{\mathrm{batería}} = 1.22\ A$$

En estado estable:

$$M_M = J * \frac{d\Omega}{dt} + \mu * m_{ext} * g * \cos(Ø) * r + B * \Omega + m_{ext} * g * \mathrm{sen}(Ø) * r$$

$$M_M = 0 + 0.012 * 80 * 9.8 * \cos(0) * 0.21 + 0.02336 * 15.87 + 80 * 9.8 * \text{sen}(0) * 0.21$$

$$M_M = 2.34\ [Nm]$$

$$\mathrm{I}_{\mathrm{bobinas}} = \frac{M_M}{K} = \frac{2.34\ Nm}{1.04\ Nm/A} = 2.25\ A$$

Reemplazando en la ecuación (2.14) se tiene:

$$P_{batería} = P_{bobinas} + P_{pérdidas}$$
$$67.2 * I_{batería} = (67.2 * 0.5) * I_{bobinas} + I_{bobinas}^2 * 0.5$$
$$67.2 * I_{batería} = (67.2 * 0.5) * 2.25 + 2.25^2 * 0.5$$
$$\mathrm{I}_{\mathrm{batería}} = 1.16\ A$$

La corriente en bobinas es la que deben soportar los interruptores de potencia, tomando el valor de dicha corriente a la peor condición y considerando un factor de seguridad típico del 25%, la corriente de dimensionamiento de los MOSFETS finalmente es la siguiente:

$$\mathrm{I}_{\mathrm{MOSFET}} = \mathrm{I}_{\mathrm{bobinas}} * 1.25 = 24.37 * 1.25 = 30.46\ A$$

Para el voltaje de dimensionamiento de los MOSFETS, se toma en cuenta el voltaje pico inverso, es decir el máximo valor en polarización inversa que soportan los dos MOSFETS de un mismo ramal cuando el uno se encuentra abierto y el otro cerrado. Se toma dicho valor igual al voltaje del BUS DC en la peor condición, es decir con la máxima relación de trabajo que es 0.5 y se multiplica por un valor típico de seguridad del 25%.

$$\mathrm{V}_{\mathrm{MOSFET}} = (67.2 * 0.5) * 1.25 = 42\ V$$

Los interruptores de potencia utilizados son los MOSFETS STP75NF75, con un voltaje V_{DS} de 75 V, corriente I_{D} de 80 A y soporta frecuencias de conmutación hasta un máximo de 1MHz. Estas características satisfacen los requerimientos analizados anteriormente.

2.1.3.2 CONFIGURACIÓN PARA FRENO REGENERATIVO

Para poder realimentar de energía a las baterías cuando la máquina actúa como generador, uno de los criterios es que el voltaje de regeneración sea mayor al voltaje de las baterías. Se determinó experimentalmente que dicho voltaje es menor, motivo por el cual es necesario la incorporación de un circuito elevador de voltaje al momento de que el sistema se encuentre en condiciones de regeneración. Para ello se utiliza la configuración de un convertidor DC/DC tipo boost [4]. En el presente proyecto se tiene la ventaja de contar con los bobinados de la máquina, así como también MOSFETS y diodos del inversor, con lo cual, mediante la incorporación de un capacitor, se logra obtener la mencionada configuración al momento de activar adecuadamente los MOSFETS Q2, Q4 y Q6 por software.

Finalmente, la configuración de convertidor DC/DC tipo boost utilizada es la indicada en la Figura 2.10.

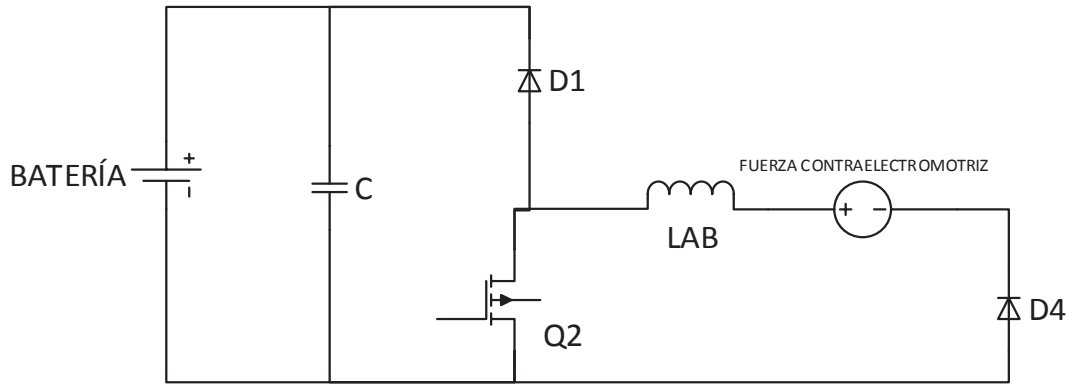


Figura 2.10. Configuración convertidor DC/DC tipo Boost para regeneración de energía

2.1.4 CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR NO AISLADO

Para obtener los voltajes necesarios de alimentación para los dispositivos utilizados en la etapa de potencia, se reduce el voltaje de las baterías mediante el convertidor DC/DC reductor LM2596HVS indicado en la Figura 2.11, el cual es un

regulador de voltaje comercial con un voltaje de entrada máximo de 60 V y una salida regulada a 12 V con una corriente máxima de 3 A.

Figura 2.11. LM2596HVS

Debido a que el voltaje máximo de la batería es de 67.2 V, es necesario incorporar una resistencia en serie con el convertidor, en la cual cae el excedente de voltaje de 7.2 V. Esta resistencia se la calcula con la corriente máxima que debe entregar el convertidor, la cual es aproximadamente de 317.8 mA. Aplicando la Ley de Ohm se obtiene la resistencia en serie con el convertidor de la siguiente manera:

$$R_{BUCK} = \frac{7.2\ V}{317.8\ mA} = 22.66\ ohm$$

Con un valor de resistencia muy bajo, se tiene alta disipación, por lo que se escoge un valor comercial de 100 ohm. La potencia disipada se calcula de la siguiente manera:

$$P = I^2 * R_{BUCK} = (72mA)^2 * 100\ ohm = 0.52\ W$$

Se escoge:

$$R_{BUCK} = 100\ ohm\ @\ 1W$$

Cabe mencionar que este convertidor debe ser no aislado, ya que la referencia para la alimentación de drivers y optoacopladores es la misma del inversor trifásico.

2.1.5 DRIVERS PARA MOSFETS

Los drivers usados en el presente proyecto son los IR2101, los cuales son dispositivos electrónicos que sirven para el manejo de dos MOSFETS conectados en un mismo ramal, ya que estos proporcionan referencias independientes para el disparo del mosfet superior e inferior respectivamente.

El voltaje de alimentación para los drivers utilizados es de 12 V, las entradas HIN y LIN deben tener una amplitud mínima de 3.3 V y se debe conectar un diodo y un capacitor de Bootstrap [6], como se indica en el circuito de la Figura 2.12. Bajo las condiciones mencionadas se logra obtener las salidas HO y LO con una amplitud de 12 V, suficiente para el disparo de los MOSFETS.

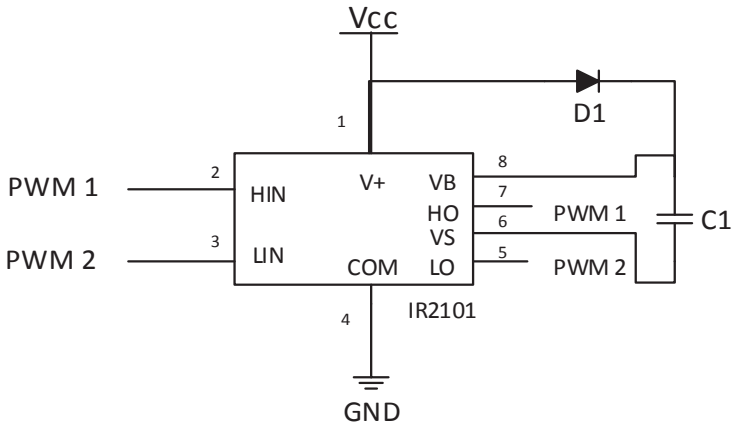


Figura 2.12. Circuito implementado con divers IR2101

El dimensionamiento de los elementos de Bootstrap se lo realiza según los requerimientos especificados por el fabricante.

El valor mínimo para el capacitor C1 se calcula mediante la ecuación (2.15) [7].

$$C \geq \frac{2[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f}]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (2.15)$$

Donde:

Q_g= Carga total de compuerta del mosfet, para los stp75nf75 es igual a 160nC.

Q_{ls}= Cambio de nivel de carga requerido por ciclo, valor típico de 5nC.

$I_{qbs(max)}$= Corriente para la circuitería interna del lado alto del driver, igual a 55uA.

$I_{Cbs(leak)}$= corriente de fuga del capacitor electrolítico de aluminio, igual a 4uA.

f = frecuencia de conmutación, para el presente proyecto es de 15 KHz.

V_{cc} = voltaje de alimentación del driver, se usa 12 V.

V_f = Voltaje del diodo de Bootstrap en polarización directa, igual a 1.3 V.

V_{LS} = Voltaje del mosfet inferior cuyo valor es de 1.5 V.

V_{Min} = Voltaje mínimo entre VB y VS.

Reemplazando valores en la ecuación (2.15), se tiene:

$$C \geq \frac{2[2 * 160nC + \frac{55uA}{15KHz} + 5nC + \frac{4uA}{15KHz}]}{12V - 1.3V - 1.5V - 9V}$$

$$C \geq 3.29uF$$

Se escoge un valor mayor con la ventaja de disminuir el rizado de voltaje.

$$C = 10\ uF@25V$$

El diodo D1 debe soportar el voltaje del ramal de potencia que es igual al voltaje de la batería cuando el MOSFET superior se encuentra encendido, y debe ser lo suficientemente rápido respecto a la frecuencia de trabajo.

Se ha seleccionado los diodos FR107, principalmente porque son ideales para frecuencias altas que en el caso del presente proyecto es de 15 KHz, así también el voltaje que soporta es de 1000 V, lo cual es suficiente para los requerimientos especificados anteriormente.

2.1.6 OPTOACOPLADORES

Los optoacopladores utilizados son los 6N137. Se optó por este tipo de acoplamiento óptico principalmente para proteger la parte de control, aislándola de la parte de potencia. A la entrada del optoacoplador, se envían las señales

PWM del sistema con una resistencia para limitar la corriente del led interno del dispositivo, y a la salida se obtienen las señales de forma invertida ya que internamente el optoacoplador se compone por una compuerta lógica de tipo NAND. El circuito implementado se muestra en la Figura 2.13.

Figura 2.12. Circuito implementado con divers IR2101

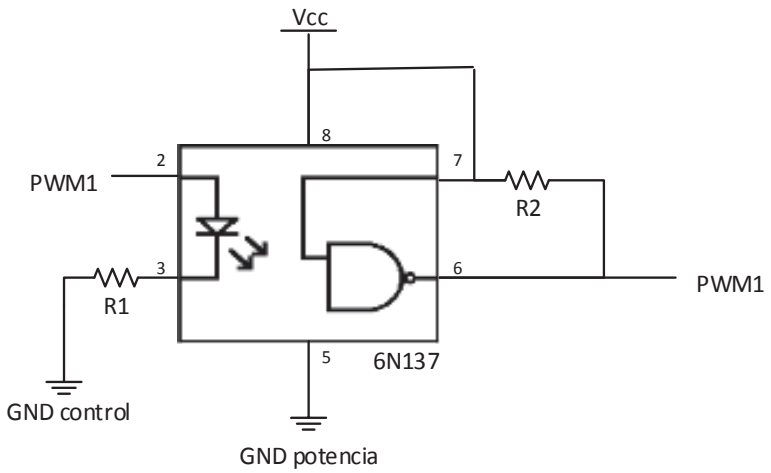


Figura 2.13. Circuito implementado con optoacopladores 6N137

Para el dimensionamiento de la resistencia R1 se usa la Ley de Ohm de la siguiente manera:

$$R1 = \frac{3.3V - V_{LED}}{I_{LED}}$$

$$R1 = \frac{3.3V - 2.2V}{20mA} = 55\ ohm$$

$$P = I^2 * R$$

$$P = (20mA)^2 * 55\ ohm = 0.022\ W$$

Se escoge:

$$R1 = 56\ ohm\ @\ 1/4\ W$$

R2 es la resistencia de pull-up a la salida del optoacoplador, la misma que el fabricante especifica con un valor entre 330 ohm y 4Kohm.

Se escoge:

$$R2 = 1Kohm\ @\ 1/4\ W$$

Se utiliza un circuito integrado 74LS14, indicado en la Figura 2.14, el cual es un Schmitt Trigger usado como compuerta lógica inversora, con el objetivo de reinvertir las señales PWM y de esa forma tener las señales originales enviadas desde el microcontrolador. Adicionalmente se tiene la ventaja de que este circuito integrado ayuda a verticalizar el flanco de las señales.

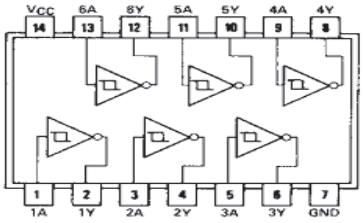


Figura 2.14. Schmitt Trigger 74LS14 [8].

2.1.7 DIMENSIONAMIENTO FUSIBLE DE PROTECCIÓN

Para dimensionar el fusible de protección del circuito electrónico, se considera la corriente extraída de la batería en las peores condiciones, la cual se la determinó mediante el análisis dinámico del sistema, así como también el consumo de corriente de los elementos de la parte electrónica indicado en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2. Consumo de corriente de los elementos de la parte electrónica

DISPOSITIVO	CANTIDAD	CORRIENTE INDIVIDUAL	CORRIENTE TOTAL
Microcontrolador	1	360 mA	360 mA
Optoacopladores	6	5 mA	30 mA
Schmitt trigger	1	37 mA	37 mA
Drivers	3	83 mA	249 mA
Gate mosfet	6	0.6 mA	1.8 mA
Sensores de corriente	3	13 mA	39 mA
Voltímetro	1	15.5 mA	15.5 mA
Leds indicadores	4	20 mA	80 mA
Buzzer	1	30 mA	30 mA
Sensores hall motor	3	80 mA	240 mA
		TOTAL	1.08 A

La corriente de dimensionamiento del fusible de protección será igual a la suma de la corriente de la batería obtenida mediante el análisis dinámico y la corriente de la parte electrónica, multiplicado por un margen de error del 25%.

$$I_{FUSIBLE} = (16.6\ A + 1.08\ A) * 1.25 = 22.1\ A$$

Finalmente, se selecciona el fusible comercial para una corriente de 25 A @250V.

2.1.8 TIEMPO DE AUTONOMÍA

El tiempo de autonomía depende de diferentes condiciones de uso de la plataforma, con lo cual no se puede determinar un valor de tiempo fijo. Sin embargo, se puede calcular un tiempo de autonomía mínimo, tanto para terrenos planos como rampas en ascenso, en base a la potencia mecánica teórica calculada en condiciones estables usando los torques determinados en el análisis dinámico del sistema mediante la ecuación (2.16).

$$P_M = M_M * \Omega \tag{2.16}$$

Considerando que la potencia de la batería según el fabricante es de 170Wh, es decir proporciona 170W en 1 hora, se obtiene lo siguiente:

Tiempo de autonomía en terrenos planos:

$$P_M = 2.34 * 15.87 = 37.14\ W$$
$$t = \frac{170\ W * 1\ h}{37.14\ W} = 4.58\ h$$
$$t_{autonomía_plano} = 4h\ 34'\ 48''$$

Tiempo de autonomía en rampas en ascenso:

$$P_M = 25.24 * 15.87 = 400.56\ W$$
$$t = \frac{170\ W * 1\ h}{400.56\ W} = 0.42\ h$$
$$t_{autonomía_rampa} = 25'12''$$

2.2 DISEÑO DEL HARDWARE PARA LA ETAPA DE CONTROL

2.2.1 CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR AISLADO

Para la alimentación de la parte de control, es necesario reducir el voltaje de las baterías y así obtener los voltajes necesarios para alimentar tanto el microcontrolador como a los sensores utilizados.

En este caso para proteger la parte de control, se debe utilizar un convertidor aislado. Para ello se ha seleccionado el convertidor DC/DC reductor aislado RPA50S, el cual es un convertidor comercial, indicado en la Figura 2.15, cuya entrada va desde 18V hasta 75V y se tiene una salida de 12 V fijos. La corriente máxima que puede suministrar es de 4.2 A.

Figura 2.15. Convertidor DC/DC Buck comercial RPA50S

2.2.2 DESCRIPCIÓN DEL MICROCONTROLADOR

El microcontrolador utilizado es el DELFINO TMS320F28377S dispuesto en una placa de desarrollo de la gama C200 de Texas Instrument, como se indica en la Figura 2.16.

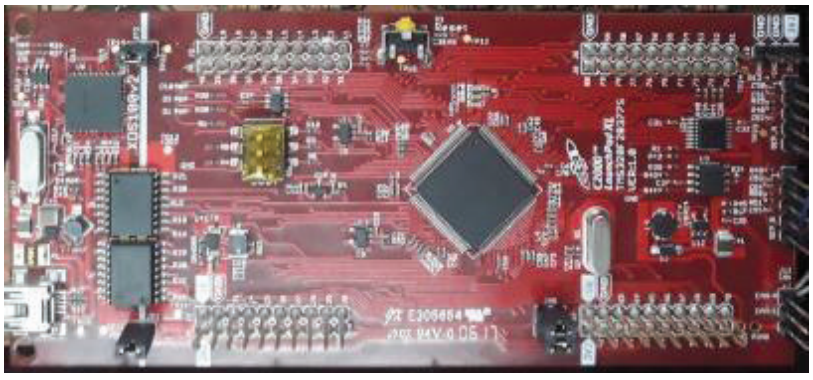


Figura 2.16. Tarjeta de Desarrollo TMS320F28377S

El TMS320F28377S es de bajo costo y una buena opción para aplicaciones que demandan altas velocidades de procesamiento y alto rendimiento para control digital, como es el caso del presente proyecto, ya que al trabajar con máquinas eléctricas rotativas y al controlar variables rápidas como lo son variables eléctricas de corriente y voltaje, el microcontrolador debe ser capaz de tomar decisiones de control en el menor tiempo posible. Así también, la incorporación del sistema de frenado regenerativo demanda una mayor cantidad de recursos y velocidad de procesamiento.

A continuación, se detallan las características más importantes [12].

- Alta velocidad de procesamiento con frecuencia del CPU de hasta 200 MHz
- Capacidad de procesamiento del CPU de 32 bits.
- Capacidad de memoria Flash de1024 kB.
- Capacidad de memoria RAM de 164 kB.
- Trabaja con niveles de voltaje LVTTL (0 - 3.3V).
- Salida de señales PWM de 15 canales.
- Conversor ADC con resolución de 12 bits y 16 bits de 14 canales.
- 80 pines digitales I/O para propósito general de 0 a 3.3 V (LVTTL).
- Posee 3 TIMERS de 32 bits.
- Comunicación USB 2.0.

En la Figura 2.17 se muestra la distribución de pines. La asignación de recursos utilizados para el presente proyecto se detalla en el capítulo 3.

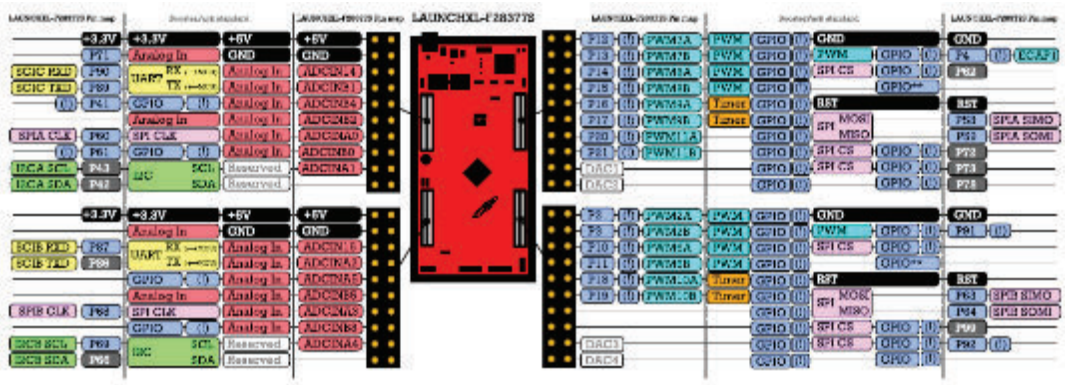


Figura 2.17. Distribución de pines de la tarjeta de desarrollo TMS320F28377S [9].

2.2.3 MEDICIÓN DE VARIABLES

Para realizar un control en lazo cerrado, es necesario tener una realimentación con la información de las variables necesarias como lo son voltaje, corriente y velocidad angular. A continuación, se detalla el diseño del hardware para dichos propósitos.

2.2.3.1 MEDICIÓN DE CORRIENTE

Para la medición de corriente se utiliza tres sensores ACS712T, uno para cada fase, indicados en la Figura 2.18, los cuales son sensores de corriente de efecto hall que entregan un voltaje de salida proporcional a la corriente de medición.

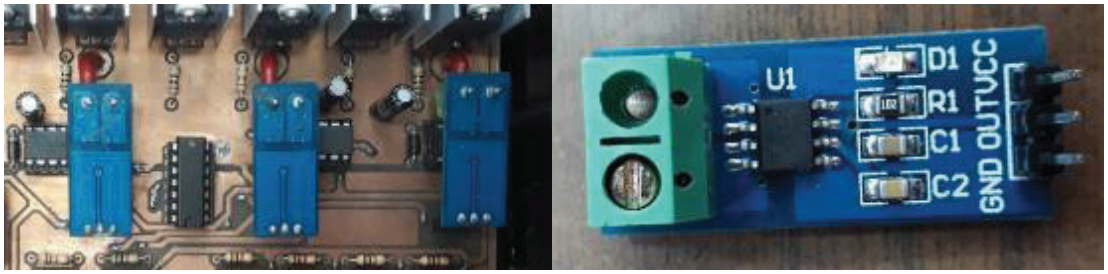


Figura 2.18. Sensores de corriente ACS712T

La corriente máxima determinada en el análisis dinámico del sistema es de 24.37 A, motivo por el cual se eligen los sensores ACS712T-30A, los cuales tienen un rango de medición de -30 a 30 amperios. El voltaje de alimentación de dichos sensores es de 5 V. Entregan una salida de 2.5 V con una corriente de 0 A, conforme aumenta o disminuye la corriente se tienen valores de voltaje mayores y menores, dentro del rango de 0 a 5 V [13].

Debido a que el voltaje máximo a la entrada del ADC del microcontrolador debe ser de 3.3V, es necesario añadir una etapa de acondicionamiento entre los sensores y el microcontrolador, esto se lo hace mediante el circuito integrado LM324, con el cual se puede usar una configuración de amplificador operacional diferencial como se indica en la Figura 2.19.

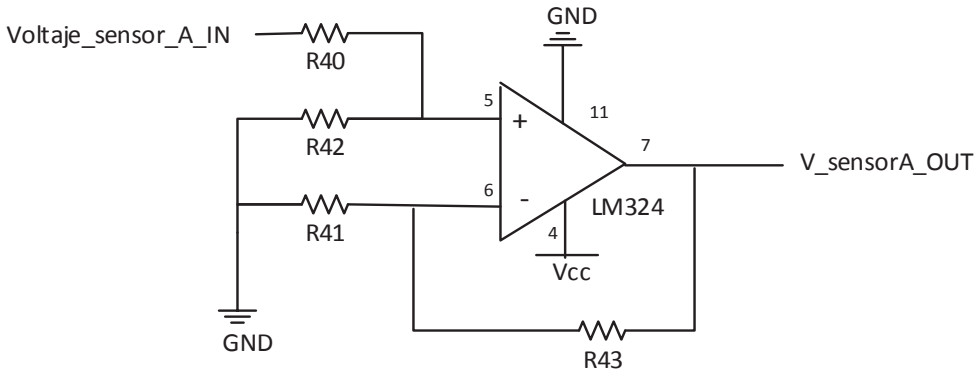


Figura 2.19. Acondicionamiento sensores de corriente.

Se calcula la ganancia del amplificador en base a los voltajes de entrada y salida.

$$G = \frac{Vo}{Vi} = \frac{3.3V}{5V} = 0.66 = \frac{R43}{R41}$$

Asumiendo: R41 = 18 Kohm

R43 = 11.88 Kohm

Se escoge:

R43 = 12 Kohm

Por lo tanto, se tiene los siguientes valores para las resistencias del amplificador:

R43 = R42 = 12 Kohm @ 1/4W

R41 = R40 = 18 Kohm @ 1/4W

Con ello se tiene un rango de voltaje de 0 a 3.3 V para corrientes de -30 A a 30 A, donde la corriente de 0 A equivale a un voltaje de 1.65 V a la salida del acondicionamiento.

2.2.3.2 MEDICIÓN DE VOLTAJE

Para la medición de voltaje se realizó la implementación utilizando el circuito integrado HCPL-7840 mostrado en la Figura 2.20, el mismo que es un amplificador analógico aislado.

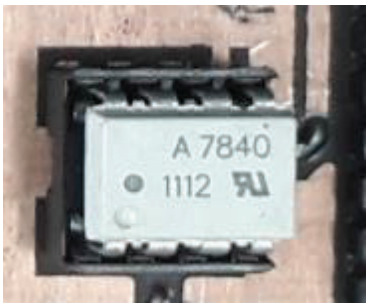


Figura 2.20. Amplificador analógico aislado HCPL-7840

Según las especificaciones del fabricante, el voltaje máximo de entrada al amplificador aislado no debe superar los 200mV [14], debido a ello se implementó un divisor de tensión, como se especifica en el circuito de la Figura 2.21.

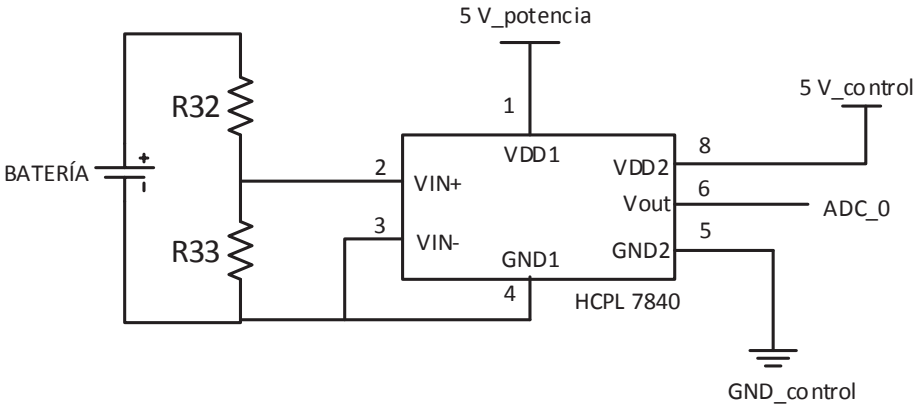


Figura 2.21. Sensor de voltaje

El cálculo de las resistencias del divisor de tensión se lo realizó mediante la ecuación (2.17).

$$V_{R33} = V_{BATT} * \frac{R33}{R32 + R33} \tag{2.17}$$

Siendo:

V_{R33} = Voltaje en la resistencia R33, el cual es el voltaje de entrada al amplificador aislado (máximo de 200mV).

V_{BATT} = Voltaje máximo de la batería (67.2 V).

$R33, R32$ = Resistencias del divisor de tensión.

Asumiendo R32 = 100 KΩ y despejando de la ecuación (2.17) se tiene:

$$R33 = \frac{V_{R33} * R32}{V_{BATT} - V_{R33}} = 298.5\ ohm$$

Se escoge un valor menor:

$$R33 = 270\ ohm\ @1/4\ W$$

Con ello recalculando, se tiene un voltaje de entrada al amplificador aislado de 0 a 181mV, lo cual es menor al valor máximo especificado por el fabricante.
La ganancia especificada por el fabricante es de 8 [14], con lo cual a la salida del amplificador aislado se tiene un voltaje de 0 a 1.44 V, voltaje que es enviado a una entrada ADC del microcontrolador y procesado mediante software.

2.2.3.2.1 INDICADORES NIVEL DE CARGA DE BATERÍA

Para visualizar el nivel de carga de la batería, se lo hace mediante 4 leds, los mismos que dan información de carga completa, carga media, carga baja y carga muy baja. Mediante software se los enciende según el nivel de voltaje que tenga la batería. Adicionalmente, se incorpora un buzzer para el nivel de carga muy bajo, esto con el objetivo de alertar al usuario de que se encuentra en condiciones peligrosas de uso de la plataforma, con el objetivo de que suspenda el uso y cargue la batería del sistema inmediatamente. El circuito implementado se muestra en la Figura 2.22.

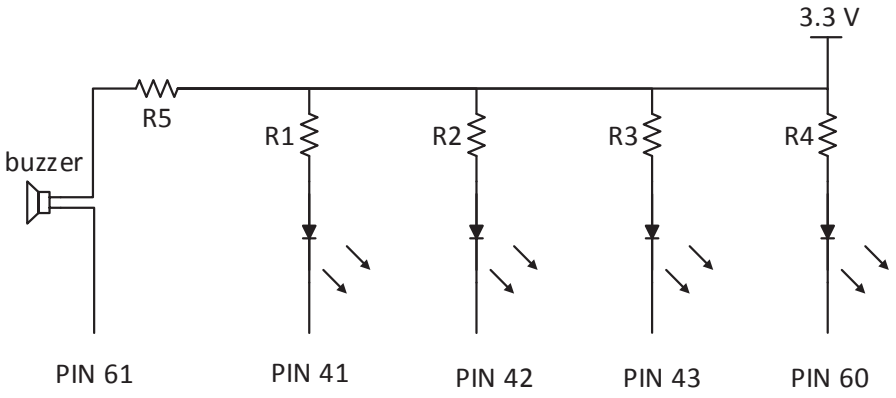


Figura 2.22. Circuito implementado para indicadores de nivel de carga

Para la activación tanto de los leds como del buzzer, se lo hace mediante software enviando un 0 lógico al pin de conexión de los cátodos y del pin negativo del buzzer, de esta manera mediante resistencias se conectan los ánodos a la fuente de alimentación, para de esta manera lograr extraer energía de la fuente y no del microcontrolador.

Las resistencias se dimensionan de acuerdo al voltaje que cae en ellas y a la corriente, en el caso de los leds es de 20mA y en el caso del buzzer debe ser menor o igual a 30mA. Para ello se usa la Ley de Ohm de la siguiente manera:

$$R1 = \frac{3.3V - V_{LED}}{I_{LED}}$$

$$R1 = \frac{3.3V - 2.2V}{20mA} = 55\ ohm$$

$$P = I^2 * R1$$

$$P = (20mA)^2 * 55\ ohm = 0.022\ W$$

Se escoge:

$$R1 = R2 = R3 = R4 = 56\ ohm\ @\ 1/4\ W$$

$$R5 = \frac{3.3V - V_{BUZZER}}{I_{BUZZER}}$$

$$R1 = \frac{3.3V - 3V}{30mA} = 10\ ohm$$

$$P = I^2 * R$$

$$P = (30mA)^2 * 10\ ohm = 0.009\ W$$

Se escoge:

$$R5 = 10\ ohm\ @\ 1/4\ W$$

2.2.3.3 MEDICIÓN DE VELOCIDAD

Para realizar la medición de velocidad, se aprovechan los tres sensores de efecto hall que se encuentran embebidos en el neumático, como se puede apreciar en la Figura 2.23.

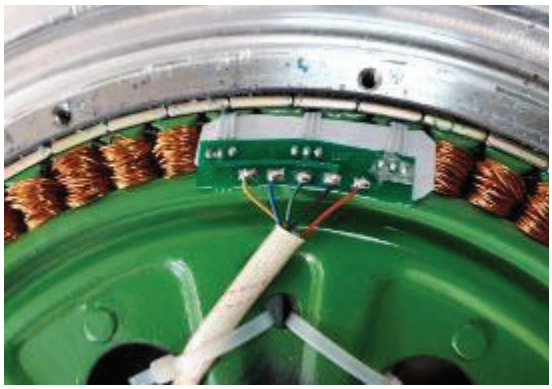


Figura 2.23. Sensores de efecto hall embebidos en la llanta del sistema

Los sensores de efecto hall usados para aplicaciones con motores BLDC son los AH41, los cuales se encuentran dispuestos a 120 grados eléctricos, son alimentados con 5 V y proporcionan una salida de voltaje máxima de 0.3 V cada uno. Debido a que el voltaje de salida es muy bajo para que el microcontrolador lo reconozca como un 1 lógico, es necesario configurar mediante software las entradas del microcontrolador como configuración pull-up, con lo cual se logra obtener pulsos de 3.3 V. Los pulsos obtenidos de dichos sensores sirven para dos funciones, primero para obtener información sobre la posición del rotor con lo cual se puede enviar la secuencia adecuada de activación de los MOSFETS, y segundo para realizar la medición de velocidad.

Estos sensores al estar ubicados muy cerca del motor se ven afectados por ruido como se aprecia en la Figura 2.24.

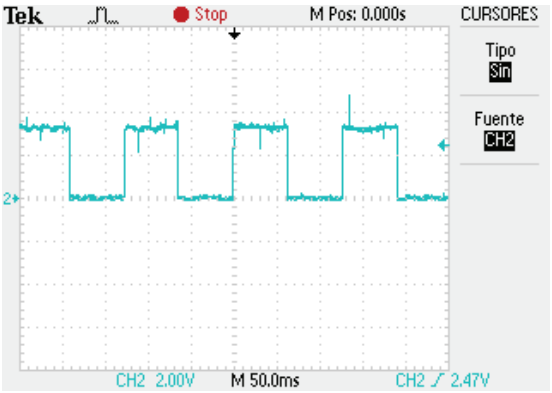


Figura 2.24. Señal Digital de los sensores Hall del motor

Debido a este problema se implementó un filtro pasivo RC pasabajos y se logró reducir el efecto del ruido como se muestra en la Figura 2.25.

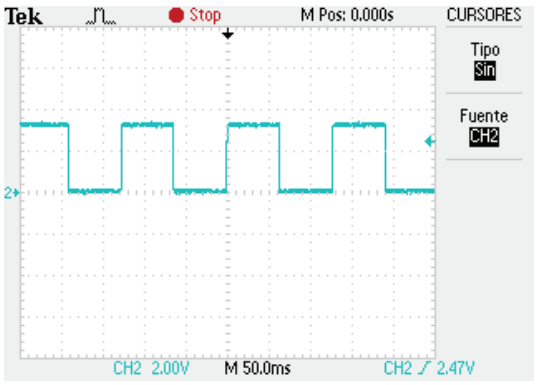


Figura 2.25. Señal Digital a la salida de los filtros RC pasabajos

Para los filtros pasabajos, se implementó el circuito mostrado en la Figura 2.26 y mediante la ecuación (2.18) se obtiene el valor de los elementos.

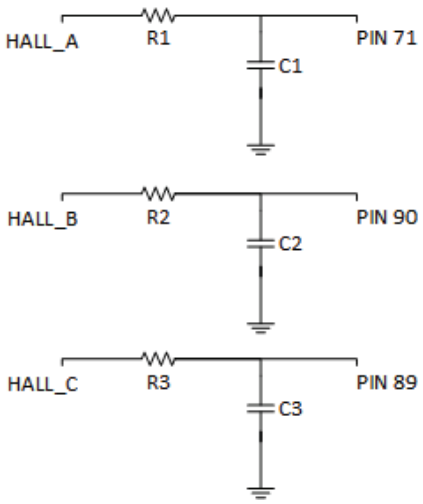


Figura 2.26. Circuito implementado de los Filtros Pasabajos

$$fc = \frac{1}{2 * \pi * R * C} \tag{2.18}$$

Siendo:

fc = frecuencia de corte

R,C = elementos pasivos del filtro

Para la frecuencia de corte se debe hallar la máxima frecuencia de los sensores, para ello se considera el número de pulsos por revolución de cada sensor y la velocidad máxima del sistema.

$$f_{sensores_hall} = \frac{56pulsos}{rev} * \frac{150rev}{min} * \frac{1min}{60s} = 140\frac{pulsos}{s} = 140Hz$$

Para el diseño la frecuencia de corte debe ser mucho mayor que la frecuencia de los sensores de efecto hall. Generalmente se toma un valor 10 veces mayor con lo cual se tiene:

$$fc = 10 * f_{sensores_{hall}} = 1400Hz$$

Asumiendo R=330 ohm y reemplazando valores en la ecuación (2.18) se obtiene el valor del capacitor.

$$C = \frac{1}{2 * \pi * R * fc} = 0.34\ uF$$

Por lo tanto, los valores de los elementos de los filtros son:

$$R_1 = R_2 = R_3 = 330\ ohm$$
$$C_1 = C_2 = C_3 = 0.34uF$$

2.2.4 MANDO MANUAL

Con el objetivo de facilitar el uso de la plataforma para el usuario se implementó un mando manual, el mismo que sirve para dar las referencias de velocidad hacia adelante o hacia atrás y así mismo para frenar y parar el sistema.

Las funciones mencionadas se las implementa mediante software y el circuito es el mostrado en la Figura 2.27.

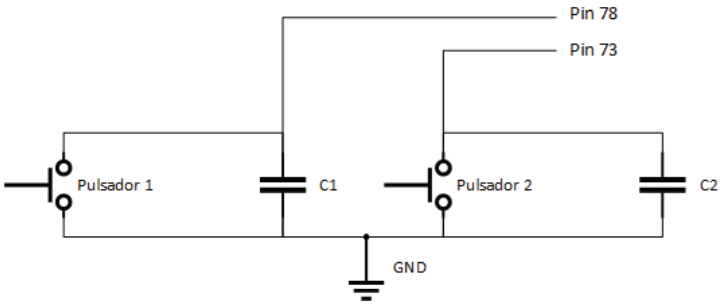


Figura 2.27. Circuito implementado para mando manual

El circuito consta de dos pulsadores con capacitores en paralelo para disminuir el efecto de rebotes. Un valor típico usado es de 0.1uF.

CAPÍTULO 3

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE

En este capítulo, se realiza la descripción del diseño e implementación de la programación desarrollada en el microcontrolador, según los requerimientos del sistema. Se indican los cálculos para la medición de las variables de realimentación de corriente y velocidad implementadas. Se explica el desarrollo de los controladores en cascada de torque y velocidad, así como también la etapa de freno regenerativo y la programación de los accesorios adicionales al sistema.

3.1 GENERALIDADES

Para la activación del motor BLDC se utiliza la técnica PWM, la cual convierte el voltaje DC de la fuente en voltaje modulado permitiendo controlar torque y velocidad.

Para el control en cascada, es importante medir adecuadamente corriente y velocidad. Para la medición de corriente, se emplea sensores de efecto hall que se encuentran conectados en cada bobina del estator y para la medición de velocidad se utilizan los sensores de efecto hall embebidos en el motor.

En el control de torque, se emplea un lazo de control de corriente, debido a la relación directa que existe entre el torque y la corriente. El segundo lazo externo de control es el controlador de velocidad que se conecta en cascada con el controlador de corriente.

Finalmente, se detalla la programación de los accesorios incluidos al sistema como el sensor de voltaje, los indicadores de nivel de carga de la batería, el control manual y pedales.

3.2 MODELAMIENTO DEL MOTOR BRUSHLESS DC

Para modelar el motor BLDC se considera la activación de dos fases A y B. El modelo eléctrico de la fase A se presenta en la Figura 3.1.

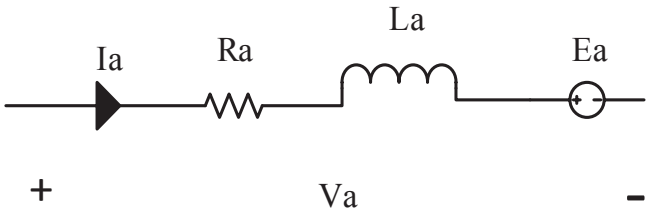


Figura 3.1. Modelo eléctrico por fase para un motor brushless dc.

El voltaje en las fases A y B se pueden determinar de la siguiente manera:

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di}{dt} + E_a$$

$$V_b = R_b i_b + L_b \frac{di}{dt} + E_b$$

Si $L_a = L_b$, $R_a = R_b$, $i_a = -i_b = i$, $E_a = -E_b$

Entonces el voltaje de línea V_{ab} es:

$$V_{ab} = V_a - V_b$$
$$V_{ab} = 2R_a i + 2L_a \frac{di}{dt} + 2E_a \qquad (3.1)$$

Si $V_{ab} = V$, $2L_a = L$, $2R_a = R$ y $2E_a = E$ entonces la ecuación (3.1) se puede expresar como:

$$V = Ri + L\frac{di}{dt} + E \qquad (3.2)$$

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación (3.2) se obtiene lo siguiente:

$$I(s) = \frac{1/R}{1 + \frac{L}{R}s}(V(s) - E(s))$$

$\frac{L}{R}$ es la constante de tiempo eléctrica indicada en la ecuación (3.3).

$$\tau_e = \frac{L}{R} \tag{3.3}$$

Por otro lado $E(s) = K_E\Omega(s)$, $M_{em}(s) = K_T I(s)$ y M_L es el torque de carga, entonces:

$$\sum M = J\frac{d\Omega}{dt} = M_{em} - B\Omega - M_L \tag{3.4}$$

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación (3.4) se obtiene lo siguiente:

$$\Omega(s) = \frac{M_{em}(s) - M_L(s)}{J \cdot s + B}$$

Finalmente, en base a las funciones de transferencia del sistema eléctrico y del sistema mecánico, el modelo matemático del motor BLDC se lo puede representar como se muestra en la Figura 3.2.

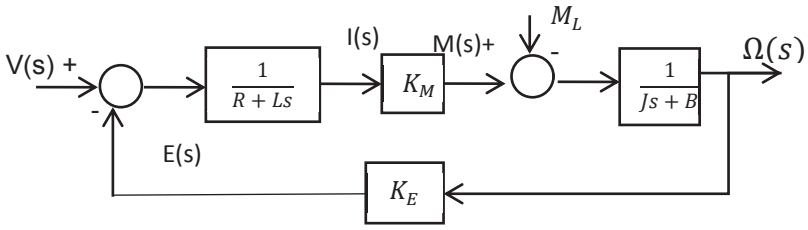


Figura 3.2. Modelo del sistema.

3.3 SECUENCIA DE ACTIVACIÓN DEL MOTOR BRUSHLESS DC

El motor BLDC trifásico tienen tres sensores de efecto hall a, b y c, cada señal tiene los estados lógicos de 1_L ó 0_L y desfasadas 120° como se observa en la Figura 3.3.

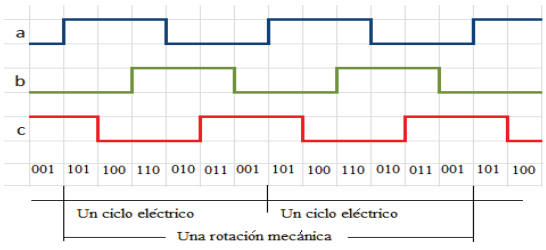


Figura 3.3. Señales lógicas de los sensores de efecto hall [20]

De la Figura 3.3 se obtienen seis secuencias por cada ciclo eléctrico, resultado de los estados lógicos de los tres sensores de efecto hall, siendo estas 001,101,100,110,010,011,001 para la activación de la bobina correspondiente.

En la Figura 3.4 se indica la activación de un motor BLDC y la lógica de activación de los MOSFETS del inversor. Los sensores de efecto hall están ubicados en el estator y separados 120 grados. Para cada 60 grados de rotación uno de los sensores de efecto hall cambia de estado tomando 6 pasos para completar un ciclo eléctrico completo.

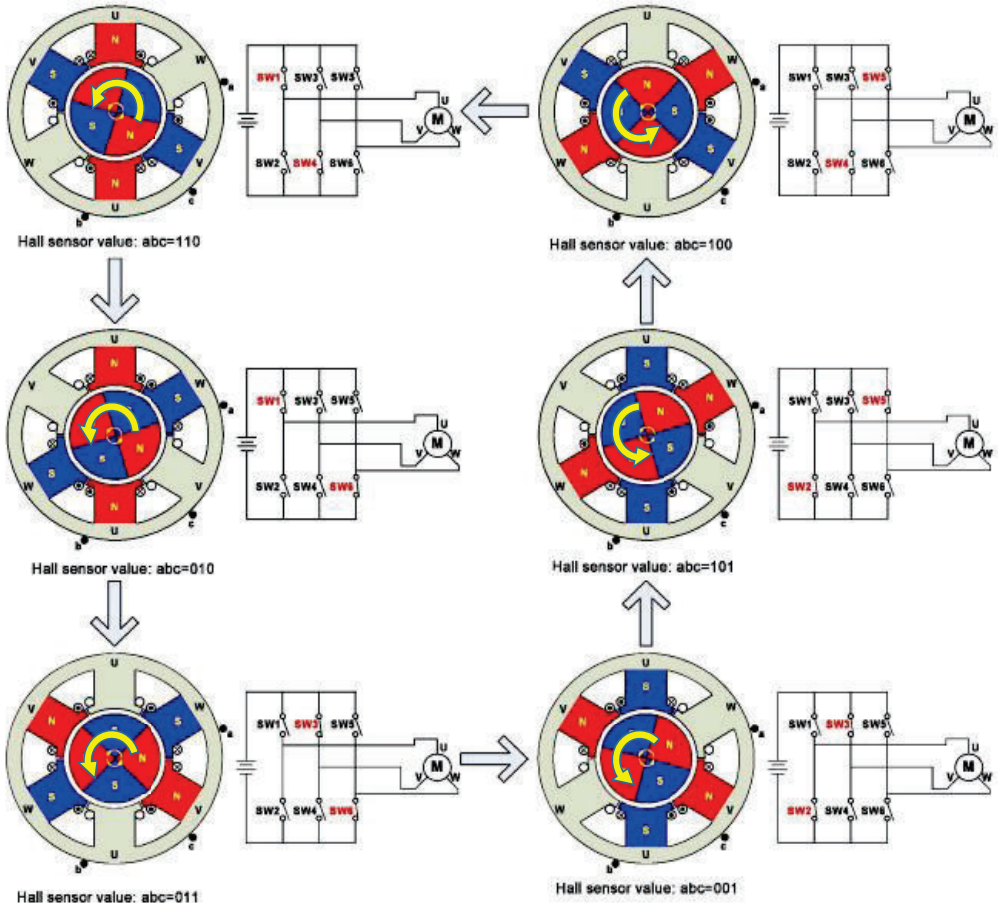


Figura 3.4. Secuencia de activación de un motor trifásico BLDC [20]

3.4 MEDICIÓN DE CORRIENTE

Como se detalla en el capítulo 2, para la medición de corriente se emplea 3 sensores de efecto hall ACS712T-30A, conectados en serie con las bobinas del

motor brushless DC. Se configuran 3 pines del microcontrolador en modo analógico-digital (ADC) de 12 bits (0 equivale a 0V y 4095 equivale a 3.3V), en donde ingresan las señales de provenientes de la parte de acondicionamiento.

Para expresar el voltaje de entrada en función de bits en el microcontrolador (Vin_micro) se emplea la siguiente ecuación:

$$Vin_{micro} = \frac{ADC}{4095} * 3.3\ V \tag{3.5}$$

Para obtener los valores de corriente en el microcontrolador, se determina la ecuación de la recta de la Figura 3.5 considerando los puntos de la Tabla 3.1., como se detalla a continuación.

$$\frac{I - I_1}{V - V_1} = \frac{I_1 - I_2}{V_1 - V_2}$$

$$\frac{I - 30}{V - 2.97} = \frac{30 - (-30)}{2.97 - 0.33}$$

$$I = 20.72 * V - 37.47$$

Finalmente, se implementa en el microcontrolador la ecuación 3.4.6.

$$I = 20.72 * Vin_{micro} - 37.47 \tag{3.6}$$

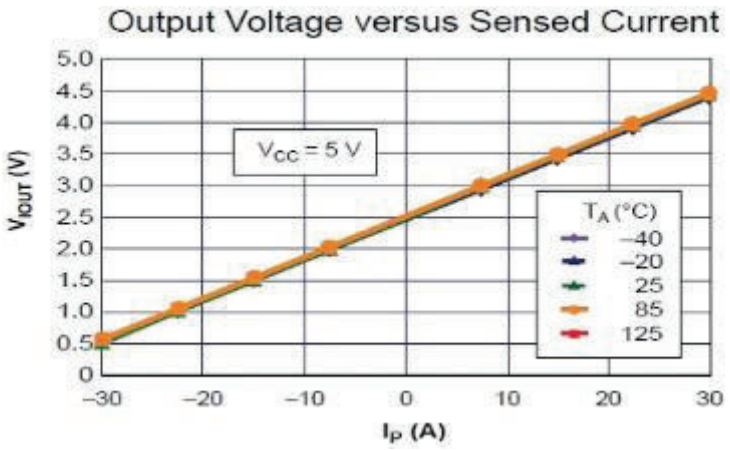


Figura 3.5. Curva de voltaje vs corriente del sensor ACS712-30 [13]

El voltaje Vin_{micro} se calcula multiplicando el valor Vout_sensor por la ganancia de la parte de acondicionamiento, cuyo valor es de 0.66.

Tabla 3.1. Puntos en base a los valores de la curva del sensor de corriente

Puntos	Vout_sensor [V]	Vin_micro [V]	Corriente [A]
1	4.5	2.97	30
2	0.5	0.33	-30

3.5 MEDICIÓN DE VELOCIDAD

El motor trifásico BLDC cuenta con tres sensores de efecto hall, como se mencionó en el capítulo 2, estos sensores se emplean para la activación de cada bobina de acuerdo a su respectiva secuencia y también para la medición de velocidad.

El motor BLDC trifásico empleado es un motor de imanes permanentes síncrono, por lo tanto, cumple con la ecuación (3.7), donde Ω es la velocidad de sincronismo en rpm, fe es la frecuencia eléctrica en Hz y p es el número de polos [27].

$$\Omega = \frac{120 * fe}{p} \tag{3.7}$$

De la ecuación (3.7) se conoce que p es igual a 56. Para encontrar la frecuencia eléctrica (fe) se mide el periodo (T) de los sensores de efecto hall, es decir el tiempo en alto más el tiempo en bajo de la onda, este tiempo corresponde a un ciclo de la forma de onda de corriente, y mediante la ecuación (3.8) se determina la frecuencia síncrona.

$$fe = \frac{1}{T} \tag{3.8}$$

Una vez conocidos todos los parámetros de la ecuación (3.7) se determina la velocidad de sincronismo.

3.5.1 CÁLCULOS PARA DETERMINAR LA VELOCIDAD SINCRÓNICA

Para calcular la frecuencia eléctrica, en el microcontrolador se programa un timer cuya interrupción es cada 40 us. Para medir el tiempo alto y bajo de los sensores de efecto hall se programa dos contadores, uno para medir el tiempo en alto (cont_1L) y otro para medir el tiempo en bajo (cont_0L) como se indica en la Figura 3.6. Finalmente, se suman los contadores y se multiplican por el tiempo del timer de 40 us como se indica en la ecuación (3.9).

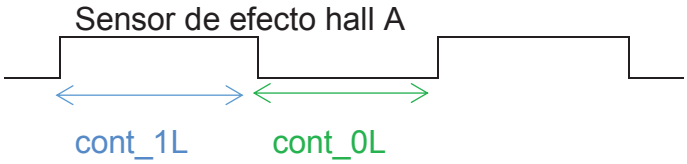


Figura 3.6. Señal del sensor de efecto hall A.

$$T = (cont_1L + cont_0L) * 40us \tag{3.9}$$

Para determinar la frecuencia eléctrica se utiliza la ecuación (3.8) y con la ecuación (3.7) se calcula la velocidad síncrona. El mismo proceso se repite para los dos sensores de efecto hall restantes y finalmente se calcula un promedio para los tres resultados de velocidad síncrona como se muestra en la ecuación (3.10).

$$\Omega = \frac{\Omega_a + \Omega_b + \Omega_c}{3} \tag{3.10}$$

3.6 REGULADORES DE TORQUE Y VELOCIDAD

Para el control de torque y velocidad se requiere sensar las mismas variables de salida, se calcula su error respecto a una referencia y se toma una acción de control para luego ser enviada a un sistema electrónico de potencia y corregir este error. A este proceso se lo conoce como control en lazo cerrado, cuyo esquema general se observa en la Figura 3.7.

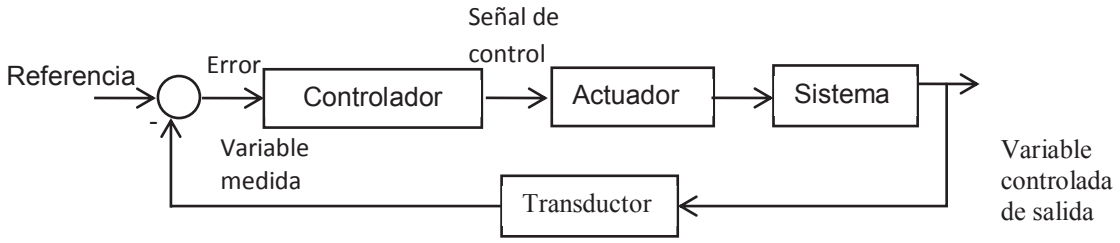


Figura 3.7. Esquema general de control en lazo cerrado

Cuando el motor tiene una fuerza contra electromotriz trapezoidal se puede aplicar la técnica de control de corriente por amplitud, controlando de este modo torque neto.

En la Figura 3.8 se representa el esquema de control de torque y velocidad implementado en este proyecto.

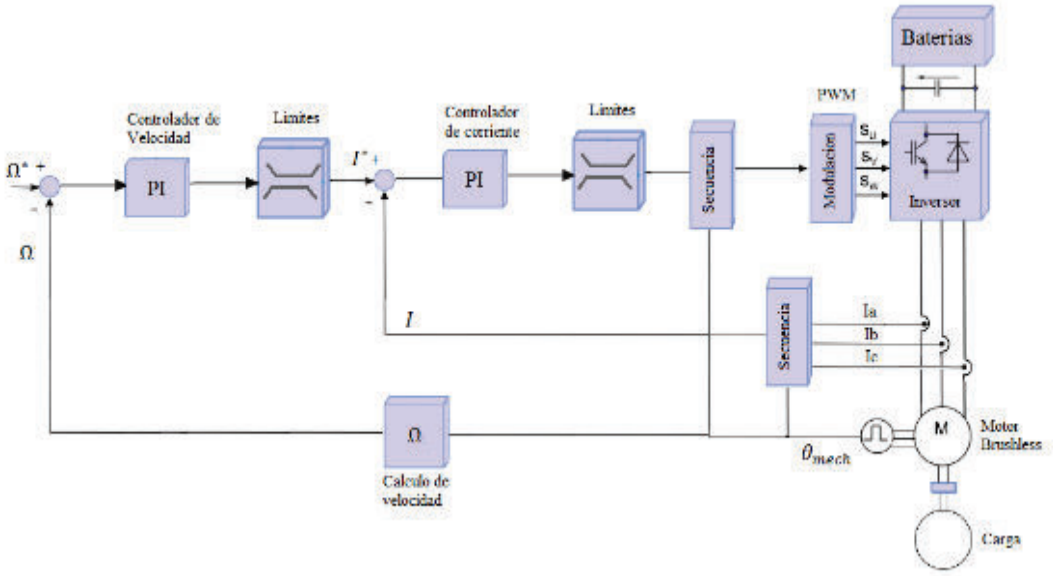


Figura 3.8. Control de torque y velocidad del motor brushless dc.

En la Figura 3.8, se observa la corriente I y su valor de amplitud que se mide en la bobina que corresponde según la secuencia de activación. Ω es la velocidad del motor, y se la calcula en base a la velocidad síncrona.

3.6.1 CONTROLADOR DE TORQUE

Al controlar corriente se controla torque debido a que el torque electromagnético es directamente proporcional a la corriente.

3.6.1.1 CONTROLADOR DE CORRIENTE

El lazo de control de corriente se representa en la Figura 3.9, donde PI es el regulador de corriente con constates proporcional k_{pi} e integral k_{ii} y τ_i la constante de tiempo integral.

$$PI(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} = k_{pi}(\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s}) \tag{3.11}$$

La función de transferencia de la electrónica de potencia G_P (ecuación (3.12)(3.11)) se puede representar como un retardo donde T_{PWM} es el periodo de la PWM:

$$G_P = e^{-sT_{PWM}} \tag{3.12}$$

Mediante la aproximación por series de Taylor $G_P = e^{-sT_{PWM}}$ se puede representar como:

$$G_P \cong \frac{1}{1 + T_{PWM} s} \tag{3.13}$$

Para sintonizar el controlador PI de corriente se realizan pruebas a rotor bloqueado $(\Omega(s) = 0)$ por lo cual la fem E(s)=0, véase la Figura 3.9 b, simplificándose de este modo el diagrama de bloques de la Figura 3.9 a.

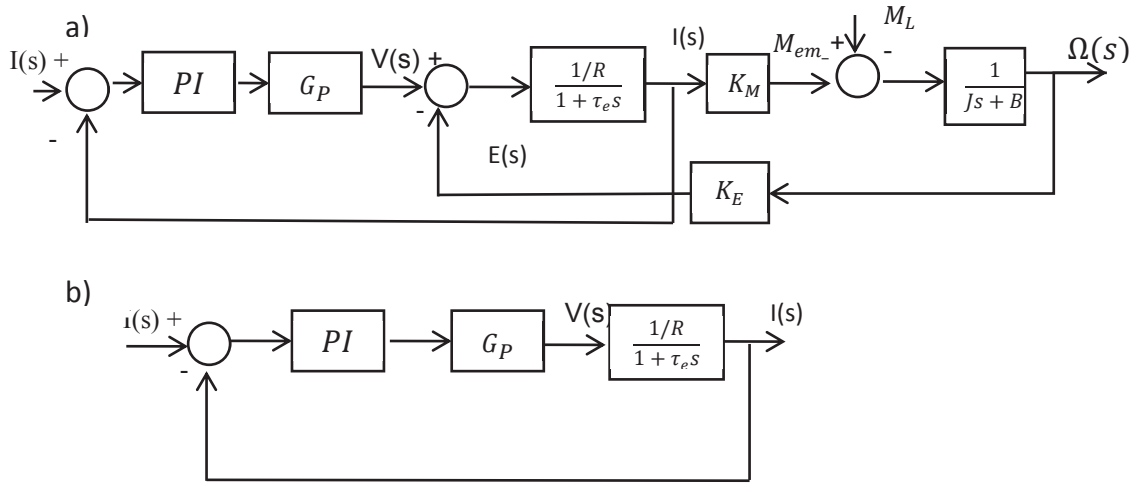


Figura 3.9. a) Esquema de control del lazo de corriente [3] b) Esquema de control del lazo de corriente a rotor bloqueado.

La función de transferencia en lazo abierto del motor y de la electrónica de potencia es:

$$G_{ia_1} = \frac{\frac{1}{R}}{1+\tau_e s} * \frac{1}{1+T_{PWM}s} \tag{3.14}$$

La función de transferencia en lazo abierto del motor, electrónica de potencia y controlador es:

$$G_{iaT} = k_{pi}(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}) * \frac{\frac{1}{R}}{1+\tau_e s} * \frac{1}{1+T_{PWM}s} \tag{3.15}$$

Para determinar los constantes k_{pi} y τ_i se utiliza el criterio de optimización de magnitud, cuyo objetivo principal es que una función de transferencia G_{iaT} en lazo cerrado sea aproximadamente igual a uno ($T \approx 1$) [33]. k_{pi} y τ_i están determinados por tablas de optimización [33] y en base a la función en lazo abierto Gia_1 se calculan las constantes de la siguiente manera:

$$k_{pi} = \frac{\tau_e}{2T_{PWM}1/R} \tag{3.16}$$

$$\tau_i = 4\,T_{PWM} \tag{3.17}$$

Reemplazando valores en las ecuaciones (3.16) y (3.17)se tiene:

$$k_{pi} = \frac{0.0008}{2 * 6.41 * 10^{-5} * 1/0.5} = 3.12$$

$$\tau_i = 2.56 * 10^{-4}$$

Como $k_{ii} = k_{pi}/\tau_i$ se tiene que $k_{ii} = 12187.5$

Finalmente, se determina la función de transferencia en lazo cerrado.

$$G_{ic_T} = \frac{G_{iaT}}{1+G_{iaT}}$$

$$G_{ic_T} = \frac{k_{pi}(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}) * \frac{\frac{1}{R}}{1+\tau_e s} * \frac{1}{1+T_{PWM}s}}{1 + k_{pi}(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}) * \frac{\frac{1}{R}}{1+\tau_e s} * \frac{1}{1+T_{PWM}s}}$$

$$G_{ic_T} = \frac{k_p(\tau_i s + 1)/R}{\tau_i s + T_{PWM}\tau_i s^2 + \tau_i^2 s^2 + T_{PWM}\tau_i^2 s^3 + \frac{k_p \tau_i}{R} s + \frac{k_p}{R}} \quad (3.18)$$

Como $T_{PWM}\tau_i = 1.64 * 10^{-8} \approx 0, \tau_i\tau_e = 2.048 * 10^{-7} \approx 0, T_{PWM}\tau_i\tau_e = 1.31 * 10^{-11} \approx 0$, por lo tanto la ecuación (3.18) se puede expresar como:

$$G_{ic_T} = \frac{(\tau_i s + 1)}{(\frac{R\tau_i}{K_p} + \tau_i)s + 1} = \frac{2.56 * 10^{-4} s + 1}{2.97 * 10^{-4} s + 1} \approx 1$$

Por lo tanto, el lazo de corriente es aproximadamente 1 por el criterio de sintonización del PI mediante el método de optimización de magnitud [33].

3.6.1.1.1 DISCRETIZACIÓN DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE

Para poder implementar el controlador proporcional integral PI (ecuación (3.11)) en el microcontrolador se debe transformar del dominio de Laplace al dominio de Z para finalmente deducir a una ecuación en diferencias. Para la discretización del controlador se utiliza la regla rectangular o en adelanto [30] como se indica en la ecuación (3.19), donde T es el tiempo de muestreo.

$$s \rightarrow \frac{z-1}{T} \quad (3.19)$$

Reemplazando la ecuación (3.19) en (3.11) se tiene:

$$PI(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \rightarrow PI(z) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{\frac{z-1}{T}}$$

Como $PI(z) = u(z)/e(z)$ donde u(z) y e(z) son la salida y entrada del controlador se tiene:

$$\frac{u(z)}{e(z)} = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{\frac{z-1}{T}}$$

Despejando $u(z)$ se tiene:

$$u(z) = z^{-1}u(z) + k_{pi}e(z) + (k_{ii}T - kp_i)z^{-1}e(z) \quad (3.20)$$

A la ecuación (3.20) se le aplica la transformada inversa Z para obtener la ecuación en diferencias como se indica en la ecuación (3.21).

$$u(n) = u(n-1) + kp_i e(n) + (k_{ii}T - kp_i)e(n-1) \quad (3.21)$$

Como $k_{pi} = 3.12,\ k_{ii} = 12187.5\ y\ T = 15.6kHz$ la ecuación implementada en el microcontrolador es:

$$u(n) = u(n-1) + 3.12(n) - 2.338e(n-1) \quad (3.22)$$

3.6.2 CONTROLADOR DE VELOCIDAD COMO MOTOR

El controlador de velocidad es el lazo externo y se conecta en cascada con el lazo de corriente (lazo interno). El lazo de corriente es aproximadamente 1 por el criterio de sintonización del PI mediante el método de optimización de magnitud [33]. El esquema de control para el lazo de velocidad se indica en la Figura 3.10.

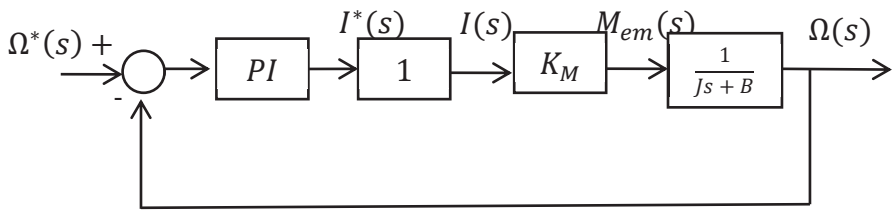


Figura 3.10. Lazo cerrado para el control de velocidad [3]

La función de transferencia en lazo abierto de velocidad es:

$$G_{\Omega a}(s) = \left(k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s}\right) \frac{k_M}{Js + B}$$

La función de transferencia $G_{\Omega a}(s)$ en lazo cerrado es:

$$G_{\Omega c}(s) = \frac{k_M/J(k_{p\Omega} + k_{i\Omega})}{s^2 + (B + k_{p\Omega}k_M)/J\ s\ + k_{i\Omega}k_M} \tag{3.23}$$

$G_{\Omega a}$ es una función de transferencia de segundo orden por lo cual se puede expresar como:

$$G_{\Omega a} = \frac{K w_n^2}{s^2 + 2\,\zeta w_n s + w_n^2} \tag{3.24}$$

Donde w_n es la frecuencia natural, ζ es el índice de amortiguamiento y ζw_n es coeficiente de amortiguamiento. Igualando los términos de las ecuaciones (3.23) y (3.24), y despejando las constantes $k_{p\Omega}$ y $k_{i\Omega}$ se tiene:

$$k_{p\Omega} = \frac{2\zeta w_n J - B}{k_M} \tag{3.25}$$

$$k_{i\Omega} = \frac{w_n^2 J}{k_M} \tag{3.26}$$

Las ecuaciones de sobrepico y el tiempo de establecimiento son [31]:

$$M_p = e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\pi} \tag{3.27}$$

$$T_s = \frac{4}{\zeta w_n} \tag{3.28}$$

Con las ecuaciones (3.27) y (3.28) se determina el índice de amortiguamiento y la frecuencia natural para las siguientes condiciones de diseño: $M_p < 30\%$ entonces $M_p = 10\%$ y $T_s = 8(\tau_{mech})$.

La constante de tiempo mecánica τ_{mech} se calcula en base a la ecuación (3.29) [15].

$$\tau_{mech} = \frac{JR}{k_M k_E} \tag{3.29}$$

$$\tau_{mech} = \frac{(0.1357)0.5}{(1)(1)} = 0.0678$$

Dados los parámetros de diseño se obtiene ζ y w_n de las ecuaciones (3.27) y (3.28) se tiene $\zeta = 0.5912$ y $w_n = 12.47$.

A continuación, se calcula $k_{p\Omega}$ y $k_{i\Omega}$ con las ecuaciones (3.25) y (3.26).

$$k_{p\Omega 0} = \frac{2(0.5912)(12.47)(0.1357) - 0.023363}{1} = 1.977$$

$$k_{i\Omega 0} = \frac{12.47^2(0.1357)}{1} = 21.08$$

Con estas constantes se implementó en el controlador de velocidad y se realizaron pruebas bajo diferentes condiciones de superficie como de rampas, concluyéndose que el sistema se comporta de forma no lineal, es decir que para diferentes condiciones se tiene diferente linealización, por lo tanto, es necesario rediseñar un controlador PI por tramos para ajustarse a la no linealidad de la planta o proceso.

Primeramente, para sintonizar el controlador de velocidad por tramos es necesario conocer la variación $k_{p\Omega}$ y $k_{i\Omega}$. Para el desarrollo de este análisis se trabaja con la ecuación característica siguiente:

$$s^2 + (B + k_{p\Omega}k_M)/J\ s\ + k_{i\Omega}k_M = s^2 + (0.172 + 7.36k_{p\Omega})s\ + k_{i\Omega} \tag{3.30}$$

Criterio de estabilidad de Ruth-Hurwitz

s^2	1	$k_{i\Omega}$
s^1	$0.172 + 7.36k_{p\Omega}$	0
s^0	$k_{i\Omega}$	

Por lo tanto, del criterio de estabilidad de Ruth-Hurwitz se tiene que $k_{p\Omega}$ y $k_{i\Omega}$ puede variar desde $k_{p\Omega} > -0.0233$ y $k_{i\Omega} > 0$.

El siguiente paso es graficar y analizar del lugar geométrico de las raíces con la función de transferencia $G_{\Omega a}(s)$ en lazo abierto.

$$G_{\Omega a}(s) = K\left(1.977 + \frac{21.10}{s}\right) * \frac{1}{0.1357s + 0.023}$$

La Figura 3.11 a1 es el lugar geométrico de las raíces con K=1 con una frecuencia natural $w_n = 12.4$ y un índice de amortiguamiento es $\zeta = 0.591$. La Figura 3.11 a2 es la respuesta en frecuencia por bode para K=1 en donde el margen de fase es positivo $PM = 58.7$ por tanto el sistema es estable. La Figura 3.11 a3 es la respuesta a una entrada paso con K=1 con un sobrepico del 25% y un tiempo de establecimiento de 0.434.

Para mejorar la respuesta de velocidad se incrementa la ganancia K desplazándola hacia la izquierda en el lugar geométrico de las raíces como se indica en la Figura 3.11 b hasta un $K = 1.87$.

En la Figura 3.11 b1 se puede observar que con un $K = 1.87$ aumenta el índice de amortiguamiento $\zeta = 0.805$ y disminuye la frecuencia natural $w_n = 22$, esto involucra la disminución del sobrepico $M_P = 17.6$ y disminución del tiempo de establecimiento $T_s = 0.23$ concluyéndose que la respuesta de velocidad es más rápida (Figura 3.11 b3). En la gráfica de bode Figura 3.11 b2 se observa que el margen de fase es positivo e igual a $PM = 70.2$ por lo tanto el sistema se mantiene estable. De esta forma se realizó la sintonización de los diferentes PI para los respectivos tramos de velocidades dando como resultado la Tabla 3.2.

Las constantes k_P y k_i que están en función de la ganancia K y se calculan de la siguiente manera:

$$k_P = K * k_{P\Omega o} \tag{3.31}$$

$$k_i = K * k_{i\Omega o} \tag{3.32}$$

De esta forma se determinan las constantes del controlador con pequeños ajustes en base a las pruebas en realizadas en campo como se indica en la Tabla 3.2.

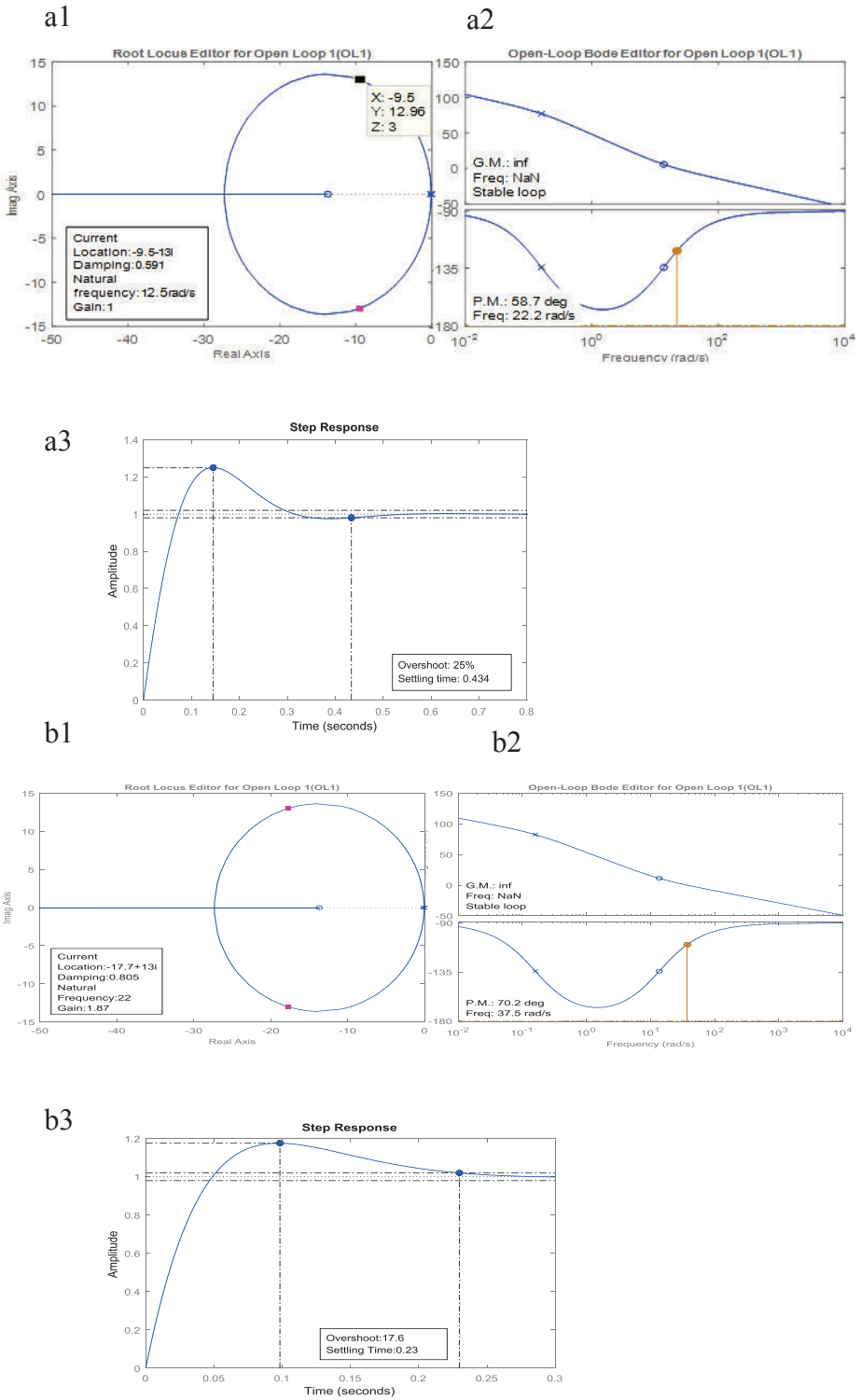


Figura 3.11. a1) Lugar geométrico de las raíces con K=1 a2) Diagramas de bode con K=1. a3) Repuesta paso unitario con K=1. b1) Lugar geométrico de las raíces con K=1.87 b2) Diagramas de bode con K=1.87. b3) Repuesta paso unitario con K=1.87.

Tabla 3.2. Constantes $k_{p\Omega}$ y $k_{i\Omega}$ implementadas en el controlador.

Velocidad (rpm)	$\boldsymbol{k_{p\Omega}}$	$\boldsymbol{k_{i\Omega}}$
0 a 10	1.97	21.08
10 a 20	2.364	25.296
20 a 30	2.688	29.512
30 a 40	3.349	35.836
40 a 50	3.456	37.944
50 a 60	3.94	42.16
60 a 70	4.224	46.376
70 a 80	4.728	50.592
80 a 90	4.8	52.7
90 a 100	5.122	54.808
100 a 110	5.376	59.024
110 a 120	5.713	61.132
120 a 130	5.76	63.24
130 a 140	6.304	67.456
140 a 150	6.72	73.78

Para implementar en el microcontrolador se emplea la ecuación de diferencias (3.21) y a una frecuencia de 15.6 KHz. Como ejemplo se toma las constantes para el rango de velocidad de 50 a 60 rpm como se indica en las ecuaciones (3.33) y (3.34).

$$u(n) = u(n-1) + k_{p\Omega}e(n) + \left(k_{i\Omega}T - k_{p\Omega}\right)e(n-1) \tag{3.33}$$

$$u(n) = u(n-1) + 3.94\, e(n) - 3.937e(n-1) \tag{3.34}$$

3.6.2.1 CONTROL ADAPTATIVO DE VELOCIDAD PARA FUNCIONAMIENTO COMO MOTOR

Al diseñar el control automático del prototipo se determina que su dinámica es variable y no lineal. Por esta razón, un solo regulador PI convencional no es capaz de satisfacer las necesidades de funcionamiento en todo el rango de operación, por lo cual se llega a una técnica de ganancias por rangos.

Ha esta técnica de control se la llama control adaptativo, ya que permite ajustar los parámetros de control por tramos o trozos. El control adaptativo es un tipo especial de control no lineal y es capaz de adaptar sus parámetros de control manteniendo un buen control del proceso [32].

Los tipos más comunes de control adaptativo son: control adaptativo programado, control adaptativo modelo de referencia (MRAC) y control adaptativo autosintonizable. El modelo implementado en este proyecto que más se aproxima es el control adaptativo modelo de referencia (MRAC) Figura 3.12.

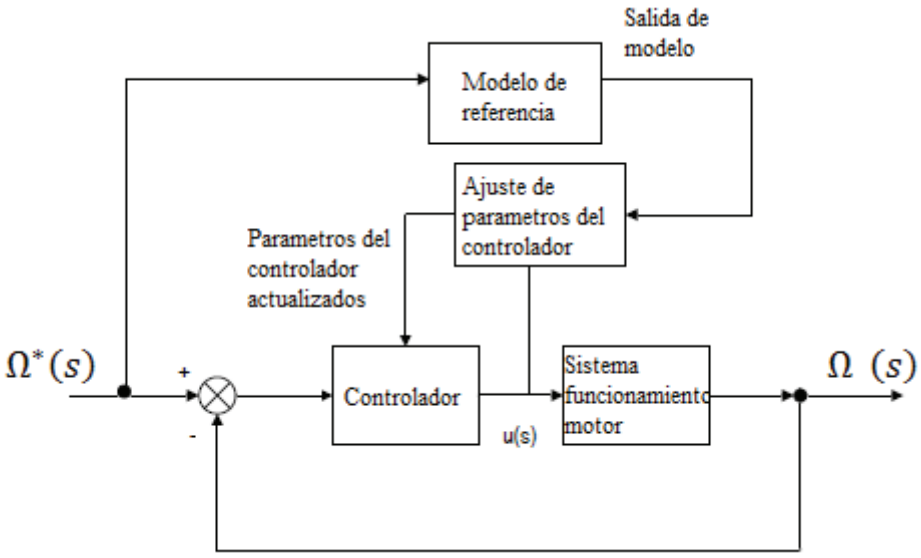


Figura 3.12. Esquema de control adaptativo implementado [32].

En un MRAC, el componente clave es el modelo de referencia. Cada modelo de referencia (rangos predeterminados Tabla 3.2) debe reflejar como el sistema debe responder a los cambios que se produzca. En el programa desarrollado se sintonizan los parámetros de control de forma automática para mejorar la respuesta de velocidad del sistema.

3.6.2.2 RAMPAS DE ACELERACIÓN Y DESACELERACIÓN

Para un cambio suave de aceleración y desaceleración es necesario implementar rampas. Cuando el usuario setea un valor de setpoint, este incrementa en pasos de 0.0075 cada 1ms para alcanzar una velocidad máxima de 150rpm en 20s y

desacelera en pasos de 0.015 cada 1ms para alcanzar una velocidad de 0 en 10s desde una velocidad máxima de 150 rpm, como se indica en la Figura 3.13.

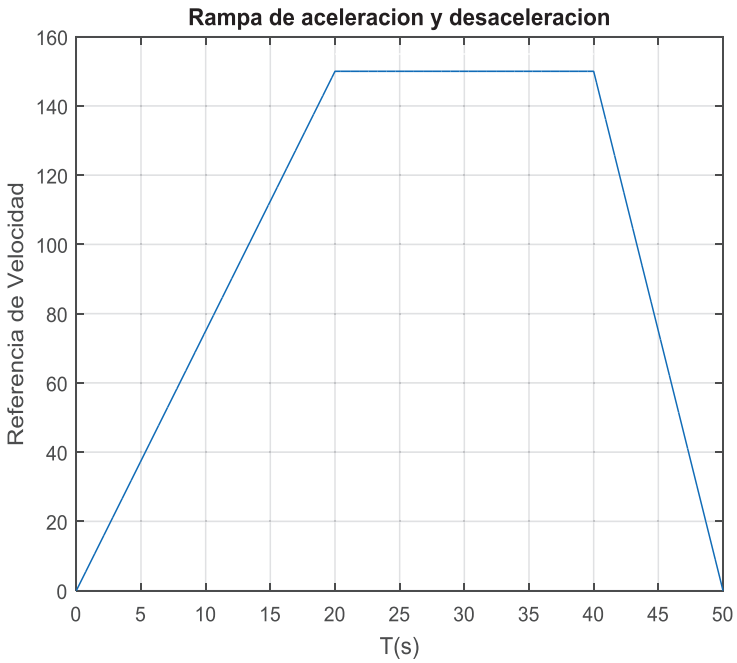


Figura 3.13. Rampa de aceleración y desaceleración.

3.7 CONTROL PARA FRENO REGENERATIVO

En esta sección se estudia la forma de conmutación y control de velocidad para el funcionamiento del sistema en la etapa de freno regenerativo.

3.7.1 MODO DE SWITCHEO PARA FRENO REGENERATIVO

Para implementar el sistema de freno regenerativo se realiza el análisis en dos ramales 1 y 2 del inversor trifásico y en las fases AB en modo de regeneración como se indica en la Figura 3.14 a. A continuación, se conmuta los MOSFETs de la parte inferior del inversor S2 y S4. Esta configuración es similar a la de un conversor elevador Boost, Figura 3.14 b. De esta maneara se obtiene el voltaje y la corriente necesaria para la condición de regeneración.

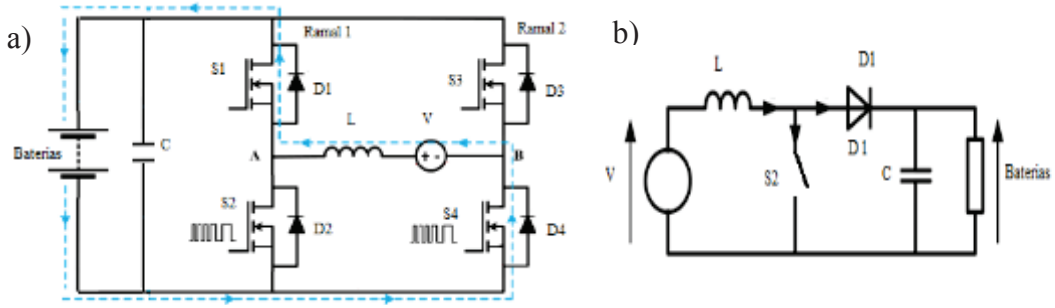


Figura 3.14. a) Activación de los mosfets para el freno regenerativo b) Equivalente a un conversor elevador Boost.

3.7.2 CONTROL DE VELOCIDAD EN MODO DE FRENO REGENERATIVO

Las constantes del controlador de velocidad para el modo de freno regenerativo se tienen que recalcular y resintonizar debido a que la maquina pasa a funcionar en el cuadrante de regeneración.

En la sección 3.6.2 se indicó que la operación del sistema es no lineal, lo mismo sucede en el funcionamiento de la máquina en el modo de freno regenerativo por lo tanto se necesita realizar la sintonización de la máquina por tramos como se indica en la Tabla 3.3, en base al mismo criterio de diseño empleando en la sección 3.6.2 en el funcionamiento de la máquina como motor.

Tabla 3.3. Constantes $k_{p\Omega}$ y $k_{i\Omega}$ para freno regenerativo

Velocidad(rpm)	$k_{p\Omega}$	$k_{i\Omega}$
30 a 40	16.942	181.288
40 a 50	17.336	185.504
50 a 60	17.73	189.72
60 a 70	18.124	193.936
70 a 80	18.518	198.152
80 a 90	18.912	202.368
90 a 100	19.306	206.584
100 a 110	19.7	210.8
110 a 120	20.094	215.016
120 a 130	20.488	219.232
130 a 140	20.882	223.448
140 a 150	21.276	227.664

En la Tabla 3.3, se observa que el rango de velocidades empieza desde 30rpm, esto debido a que para velocidades menores se desea mantener la velocidad de referencia mediante frenado a contratorque.

Para implementar en el microcontrolador se emplea la ecuación de diferencias. Como ejemplo se toma las constantes para el rango de velocidad de 30 a 40 rpm.

$$u(n) = u(n-1) + k_{p\Omega}e(n) + \left(k_{i\Omega}T - k_{p\Omega}\right)e(n-1) \tag{3.35}$$

$$u(n) = u(n-1) + 16.942\, e(n) - 16.93(n-1) \tag{3.36}$$

3.7.3 CONTROL ADAPTATIVO DE VELOCIDAD PARA EL MODO FRENO REGENERATIVO

En la sección 3.6.2.1, se explicó el control adaptativo con el modelo de referencias (MRAC) para el funcionamiento de la maquina como motor y con el mismo criterio se desarrolla un controlador adaptativo MRAC para el modo de freno regenerativo como se indica en la Figura 3.15.

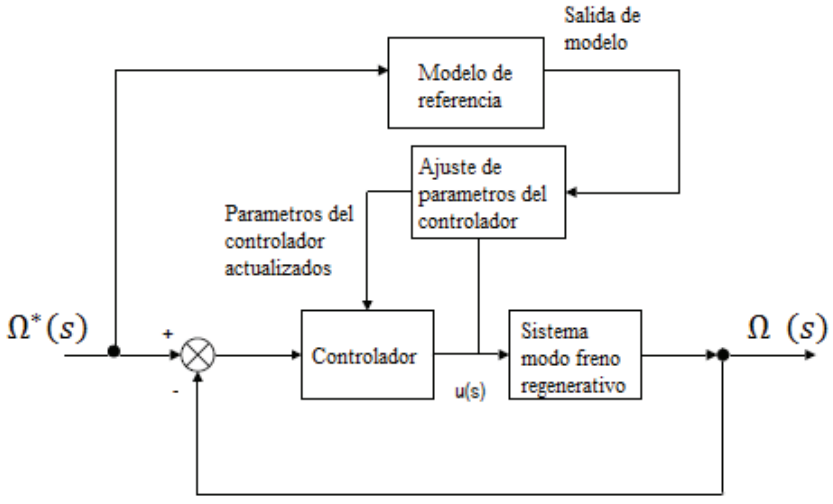


Figura 3.15. Control adaptativo modo freno regenerativo.

3.8 CONTROL DE VELOCIDAD PARA VALORES DE REFERENCIA MENORES A 30 RPM.

Una vez que el usuario configura una referencia de velocidad menor a 30rpm y si a la vez la máquina tiene una velocidad mayor a 30 rpm, la máquina pasa a la

condición de freno regenerativo, luego de alcanzar un valor menor a los 30 rpm, pasa a frenar a contra torque hasta alcanzar la velocidad de referencia. El freno a contra torque es notorio cuando el usuario configura una velocidad de 0 rpm al subir o bajar una pendiente con lo cual el sistema no resbala y se mantiene fijo.

El controlador de velocidad se configura con las constantes de la Tabla 3.2 para el rango de 0 a 30 rpm. A modo de ejemplo se toman las constantes del rango de 0 a 10 rpm donde $k_{p\Omega} = 1.97$ y $k_{i\Omega} = 21.08$ y la ecuación en diferencias implementada en el microcontrolador es la siguiente:

$$u(n) = u(n-1) + 1.97e(n) - 1.9686e(n-1) \tag{3.37}$$

3.9 MEDICIÓN Y ACCESORIOS ADICIONALES

En esta sección se explica la medición de voltaje en la batería mediante el uso del sensor de voltaje. Se incorporó 4 leds para indicar la carga de la batería, uno para indicar el modo freno regenerativo y otro para indicar el encendido o apagado del sistema. El prototipo también cuenta con un control manual construido con pulsadores para setear una velocidad de referencia según las necesidades del usuario. En los pedales del prototipo también se incorporó pulsadores para detectar la presencia del usuario.

3.9.1 SENSOR DE VOLTAJE

El voltaje de salida del integrado HCPL-7840 entra por un canal ADC del microcontrolador. Esta señal ADC pasa por un filtro digital RC para quitar ruido debido a interferencias. El algoritmo del filtro digital RC implementado es el siguiente:

$$u_{filtro}(n) = a\, u_{filtro}(n-1) + b\, adc(n-1) \tag{3.38}$$

Donde:

$$a = 1 - \frac{T}{RC} \tag{3.39}$$

$$b = \frac{T}{RC} \tag{3.40}$$

T es el tiempo de muestreo, R y C son los valores de resistencia y capacitancia.

La ecuación (3.38) y sus constantes se la obtuvo de la función de transferencia de Laplace para un filtro RC, luego discretizando por el método de adelanto y finalmente mediante la transformada inversa Z se obtiene la ecuación en diferencias (3.41). Para el caso en estudio se seleccionó una frecuencia de corte de 100 Hz, para lo cual R=330 y C=33uF, el tiempo de muestro T=1ms. Calculando las constantes a y b resulta $a = 0.9081$ y b=0.0918. La ecuación final del filtro digital es:

$$u_{filtro}(n) = 0.9081\, u_{filtro}(n-1) + 0.0918\, adc(n-1) \tag{3.41}$$

Para calcular el voltaje de la batería en el microcontrolador, multiplicamos la ecuación (3.41) por una constante K=0.082, como se indica en la ecuación (3.42).

$$V_{sensor} = k\, u_{filtro}(n) \tag{3.42}$$

3.9.2 INDICADORES

En el prototipo se implementó 6 leds, cada uno se lo detalla en la Tabla 3.4.

Tabla 3.4. Funciones de los leds indicadores.

LED	Color	Función
1	Blanco	Indicador nivel de carga de la batería (Alto)
2	Blanco	Indicador nivel de carga de la batería (Medio)
3	Blanco	Indicador nivel de carga de la batería (Bajo)
4	Blanco	Indicador nivel de carga de la batería (Muy bajo)
5	Verde	Indicador de etapa freno regenerativo
6	Rojo	Prototipo encendido

Los leds indicadores de la batería se van apagando consecutivamente según el nivel de voltaje de la batería. El nivel de carga de la batería está determinado por el sensor de voltaje en los rangos de voltaje indicados en la Tabla 3.5.

Tabla 3.5. Rangos de voltaje de los leds indicadores.

LED	Color	Función	Voltaje(V)
1	Blanco	Nivel Alto	64-67.2
2	Blanco	Nivel Medio	61-64
3	Blanco	Nivel Bajo	58-61
4	Blanco	Nivel Muy Bajo	55-58

Adicionalmente se implementó un buzzer que suena cada vez que el nivel de voltaje es menor a 55V. El buzzer informa al usuario que se debe realizar la carga inmediata del prototipo.

3.9.3 PULSADORES DEL CONTROL MANUAL Y PEDALES

Los pulsadores se los utiliza en los en el control manual y en los pedales. En el control manual se tiene dos pulsadores PControl1 Y PContro2, uno para desplazarse hacia adelante y otro para desplazarse hacia atrás (Figura 3.16), si se presionan al mismo tiempo PC1 Y PC2 el monociclo se detiene. En la Tabla 3.6 se observa la lógica y la acción a tomar cuando se presionan los pulsadores (Ω es la velocidad de referencia).

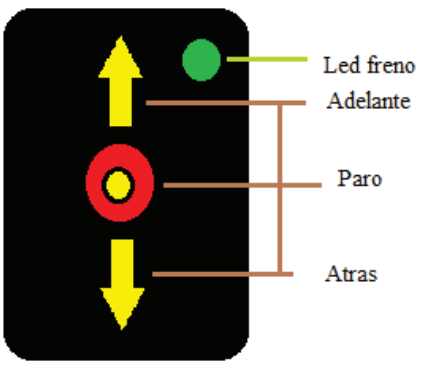


Figura 3.16. Control manual

La función de los pulsadores en los pedales (Ppedal D(derecha) y Ppedal I (izquierda)) es de detectar si el usuario está o no subido en el prototipo para luego tomar una acción de control como se muestra en la Tabla 3.6.

La probabilidad de presionar los pulsadores ya sea del control o en los pedales son $2^n = 2^4 = 16$.

Tabla 3.6. Acción de control a tomar al presionar los pulsadores (1 pulsador no presionado y 0 pulsador presionado).

Pb	PControl1	PControl2	PedalD	PedalI	Acción si Ωo=0	Acción si Ωo>0	Acción si Ωo<0
1	0	0	0	0	Ω=0	Ω+=disminuye	Ω-=disminuye
2	0	0	0	1	Ω=0	Ω+=disminuye	Ω-=disminuye
3	0	0	1	0	Ω=0	Ω+=disminuye	Ω-=disminuye
4	0	0	1	1	Ω=0	Ω=0	Ω=0
5	0	1	0	0	Ω+=aumenta	Ω+=aumenta	Ω-=disminuye
6	0	1	0	1	Ω+=aumenta	Ω+=aumenta	Ω-=disminuye
7	0	1	1	0	Ω+=aumenta	Ω+=aumenta	Ω-=disminuye
8	0	1	1	1	Ω=0	Ω=0	Ω=0
9	1	0	0	0	Ω-=aumenta	Ω+=disminuye	Ω-=aumenta
10	1	0	0	1	Ω-=aumenta	Ω+=disminuye	Ω-=aumenta
11	1	0	1	0	Ω-=aumenta	Ω+=disminuye	Ω-=aumenta
12	1	0	1	1	Ω=0	Ω=0	Ω=0
13	1	1	0	0	Ω=0	Ω+=anterior	Ω-=anterior
14	1	1	0	1	Ω=0	Ω+=anterior	Ω-=anterior
15	1	1	1	0	Ω=0	Ω+=anterior	Ω-=anterior
16	1	1	1	1	Ω=0	Ω=0	Ω=0

3.10 ASIGNACIÓN DE ENTRADAS Y SALIDAS EN EL MICROCONTROLADOR

Como se menciona en el capítulo 2, el microcontrolador utilizado es un Texas TMS320F28377S.

En la Tabla 3.7, se especifica la configuración y distribución de pines con su respectiva función para el sistema.

Tabla 3.7. Distribución y asignación de pines (Texas TMS320F283)

Pines	Configuración	Función
P71	Entrada	Sensores de efecto hall motor
P90	Entrada	Sensores de efecto hall motor
P89	Entrada	Sensores de efecto hall motor
PWM2A	PWM(salida)	Inversor-Mosfet inferior 15.6KHz
PWM2B	PWM(salida)	Inversor-Mosfet superior 15.6KHz
PWM6A	PWM(salida)	Inversor-Mosfet inferior 15.6KHz
PWM6B	PWM(salida)	Inversor-Mosfet superior 15.6KHz
PWM8A	PWM(salida)	Inversor-Mosfet inferior 15.6KHz
PWM8B	PWM(salida)	Inversor-Mosfet superior 15.6KHz
ADCINA1	ADC(entrada)	Sensores de corriente
ADCINA2	ADC(entrada)	Sensores de corriente
ADCINA3	ADC(entrada)	Sensores de corriente
P20	Entrada	Pulsador pedal derecha
P21	Entrada	Pulsador pedal izquierda
P73	Entrada	Pulsador control derecha
P78	Entrada	Pulsador control izquierda
P21	Salida	Led freno regenerativo
P41	Salida	Led carga de batería alto
P61	Salida	Led carga de batería medio
P43	Salida	Led carga de batería bajo
P60	Salida	Led carga de batería muy bajo
P42	Salida	Buzzer alarma batería baja

3.11 DIAGRAMAS DE FLUJO

3.11.1 CONFIGURACIÓN INICIAL DEL PROGRAMA PRINCIPAL

En la Figura 3.17 se indica la configuración inicial realiza la tarjeta embebida Texas. Primeramente, se realiza la declaración de variables necesarias para controlar corriente y velocidad. Se configura las entradas y salidas digitales para los pulsadores de los pedales y control manual, y para los sensores de efecto hall. Se configura las PWMS a una frecuencia de 15.6kHz. Se configuran los timers para las rampas de aceleración y desaceleración y cálculos de voltaje de la

batería. Finalmente se configuran los canales ADC para la medición de corriente y voltaje de la fuente.

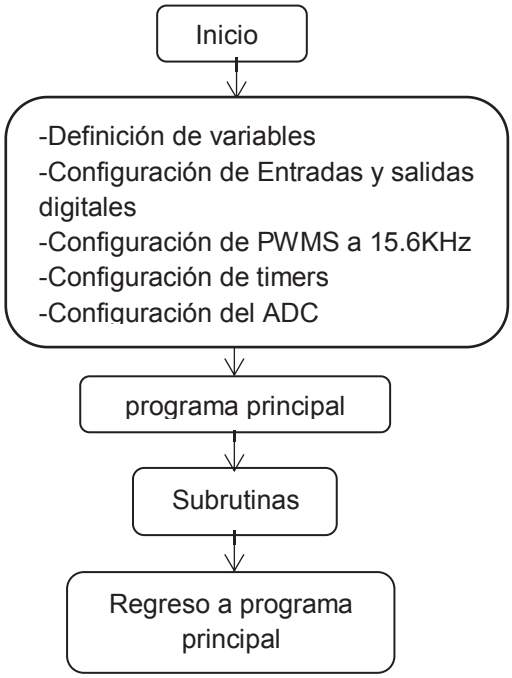


Figura 3.17. Inicio y programa Principal.

3.11.2 SUBRUTINA MEDICIÓN DE CORRIENTE

En la Figura 3.18 se indica la lectura de los canales ADC para determinar la corriente según la secuencia de activación de bobinas. A continuación, se convierte el valor de ADC a corriente según las ecuaciones desarrolladas en la sección 3.4.

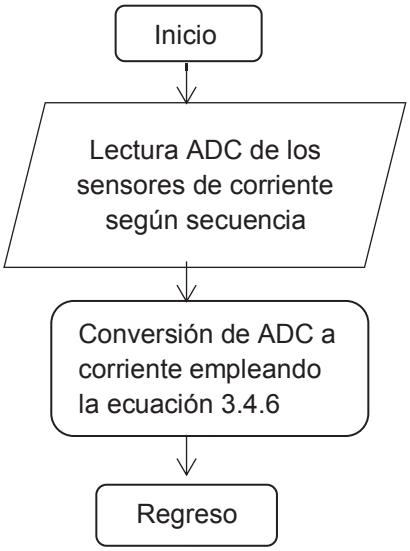


Figura 3.18. Subrutina medición corriente.

3.11.3 SUBRUTINA MEDICIÓN DE VELOCIDAD

En la Figura 3.19 se indica la medición de velocidad, en la cual se realiza la lectura de los sensores de efecto hall a,b,c y se determinan el tiempo alto y bajo con un contador. Si el contador es mayor al límite máximo (limax=1500) significa que el motor se detuvo por lo tanto $\Omega = 0$.

Se calcula la velocidad síncrona $\Omega_a, \Omega_b, \Omega_c$ y se realizando un promedio de las tres velocidades. Cuando el motor se mueve en sentido horario la velocidad tiene signo positivo y cuando se mueve en sentido contrario la velocidad es negativa.

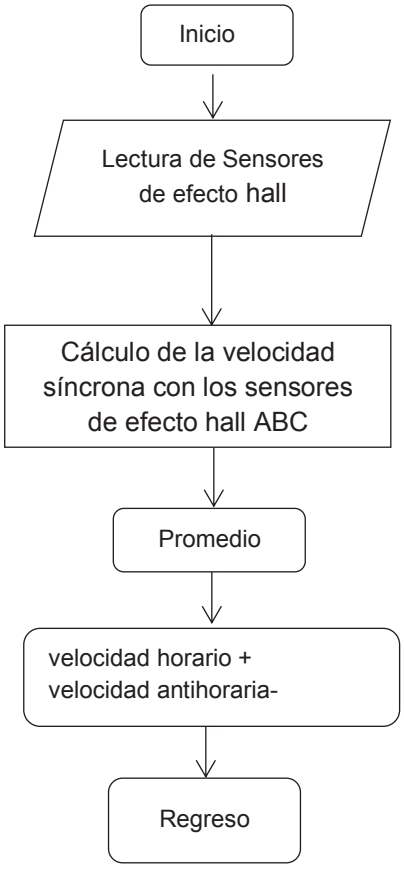


Figura 3.19. Subrutina medición de velocidad.

3.11.4 SUBRUTINA DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD Y CORRIENTE

La Figura 3.20 es la subrutina para el controlador de corriente y velocidad en donde el error del controlador de velocidad se calcula con la diferencia entre la velocidad de referencia Ω^* y la velocidad síncrona medida Ω. Este error de velocidad pasa por un algoritmo de control PI.

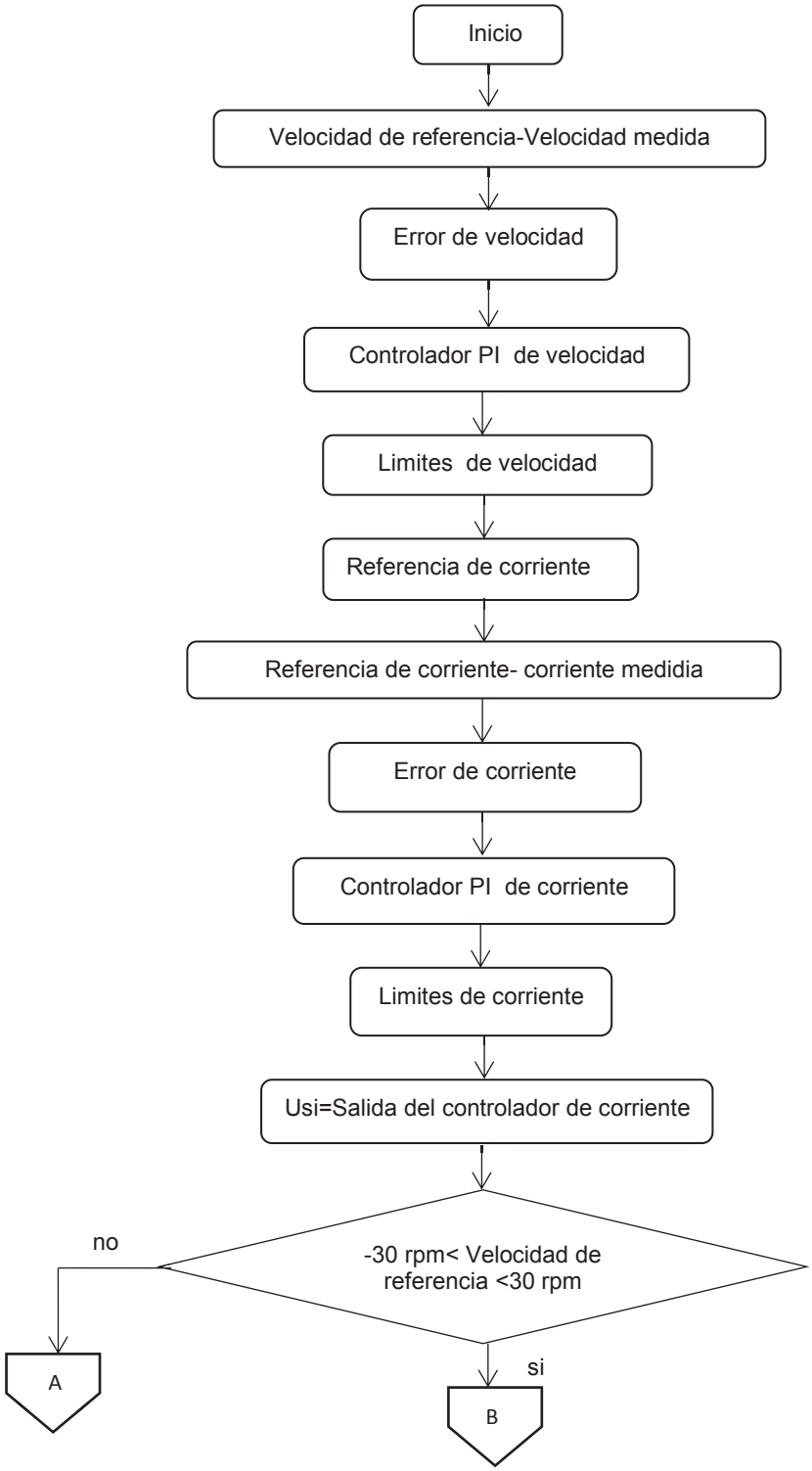
La salida del controlador de velocidad pasa por sus respectivos límites y se lo utiliza como referencia de corriente I^* . El error para el lazo de corriente se calcula de la diferencia entre I^* y la corriente medida I y este error sirve como entrada del controlador PI de corriente.

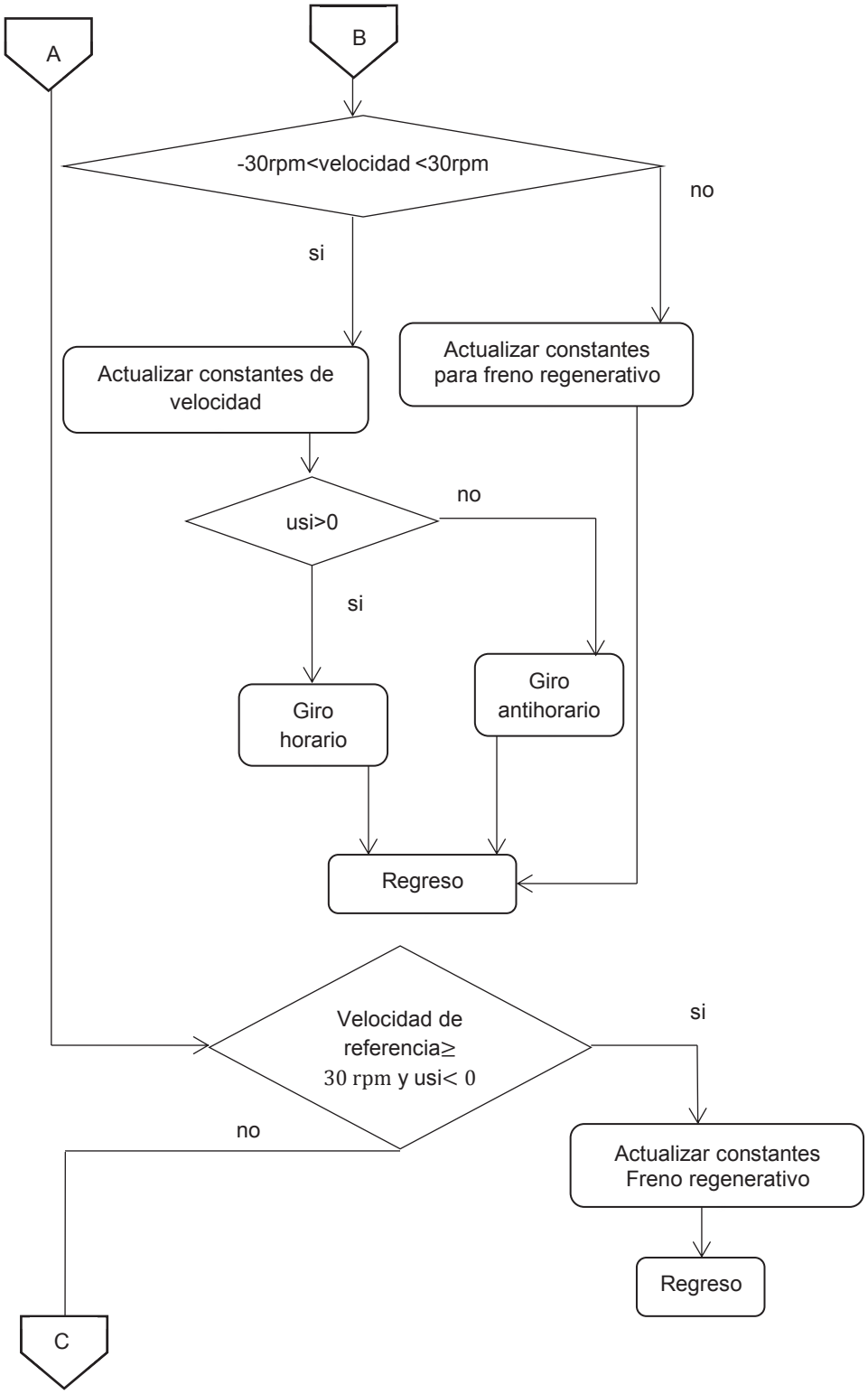
La salida del controlador de corriente pasa por sus respectivos límites. Si el prototipo tiene una velocidad de referencia Ω^* cercana a cero igual a cero se emplea el criterio de la sección 3.8 y se procede a frenar a contra torque.

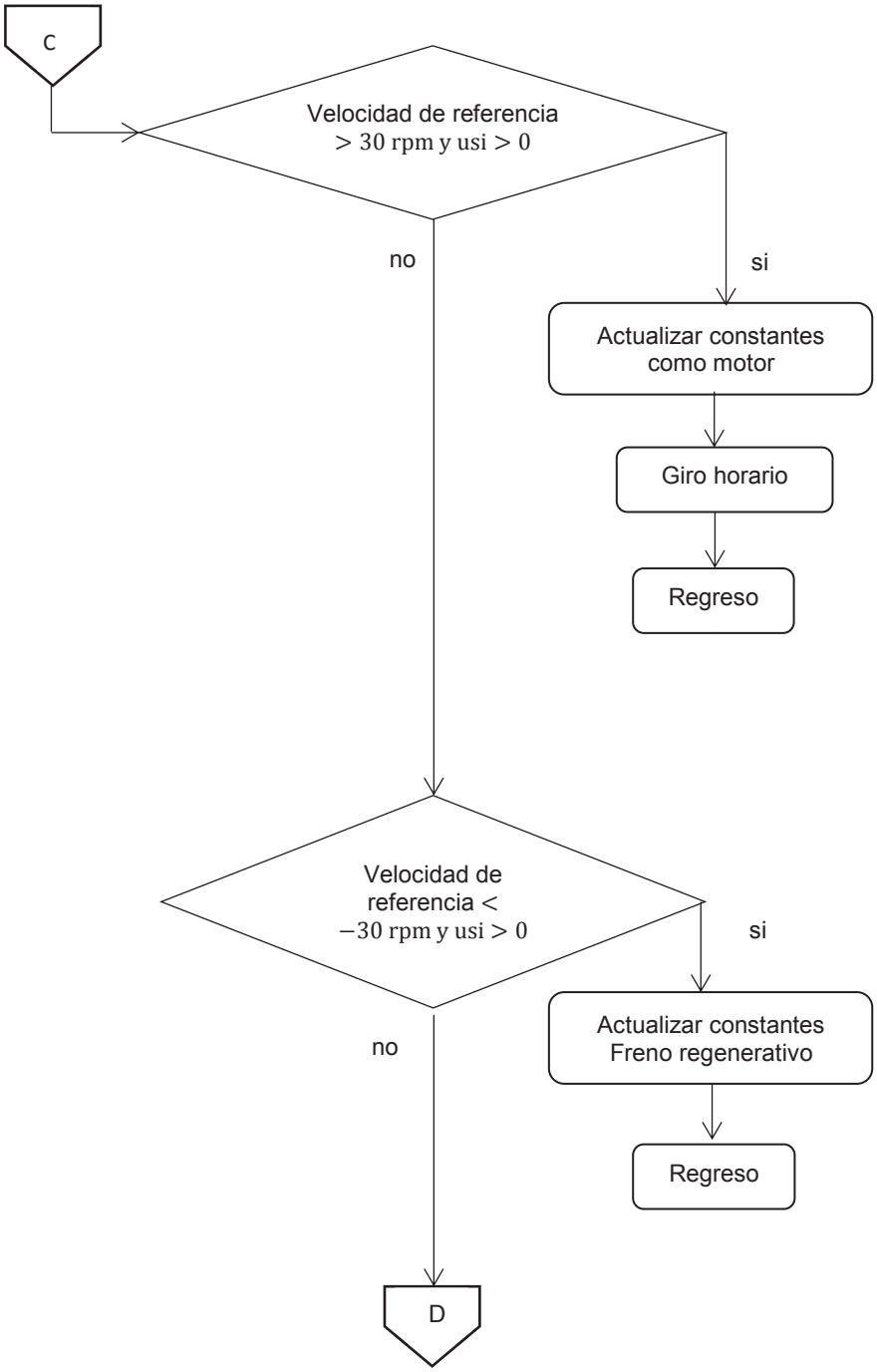
Si la velocidad de referencia Ω^* no es cero ni cercana a cero se realiza la comparación con la salida del controlador de corriente para determinar el funcionamiento como motor o freno regenerativo sea en sentido horario o antihorario.

Una vez identificado el modo de funcionamiento de la maquina se actualizan las constantes Kp y Ki del controlador de velocidad según la Tabla 3.2 y la Tabla 3.3 para modo motor o freno regenerativo.

Finalmente, la salida del controlador de corriente corresponde a la relación de trabajo de la PWM.


Inicio
Velocidad de referencia-Velocidad medida
Error de velocidad
Controlador PI de velocidad
Limites de velocidad
Referencia de corriente
Referencia de corriente- corriente medidia
Error de corriente
Controlador PI de corriente
Limites de corriente
Usi=Salida del controlador de corriente
-30 rpm< Velocidad de referencia <30 rpm
no
si
A
B


A
B
-30rpm<velocidad <30rpm
no
si
Actualizar constantes de velocidad
Actualizar constantes para freno regenerativo
usi>0
no
si
Giro horario
Giro antihorario
Regreso
Velocidad de referencia≥ 30 rpm y usi< 0
si
no
Actualizar constantes Freno regenerativo
Regreso
C


C
Velocidad de referencia
> 30 rpm y usi > 0
no
si
Actualizar constantes
como motor
Giro horario
Regreso
Velocidad de
referencia <
−30 rpm y usi > 0
si
no
Actualizar constantes
Freno regenerativo
Regreso
D

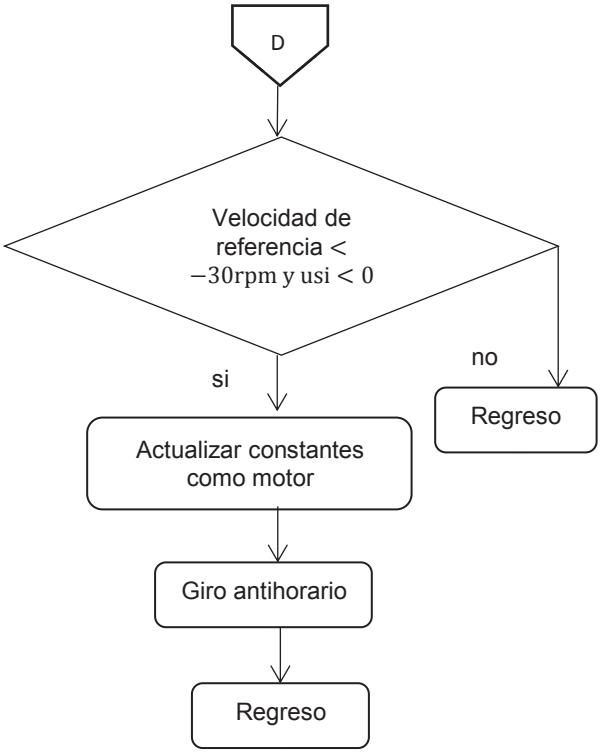
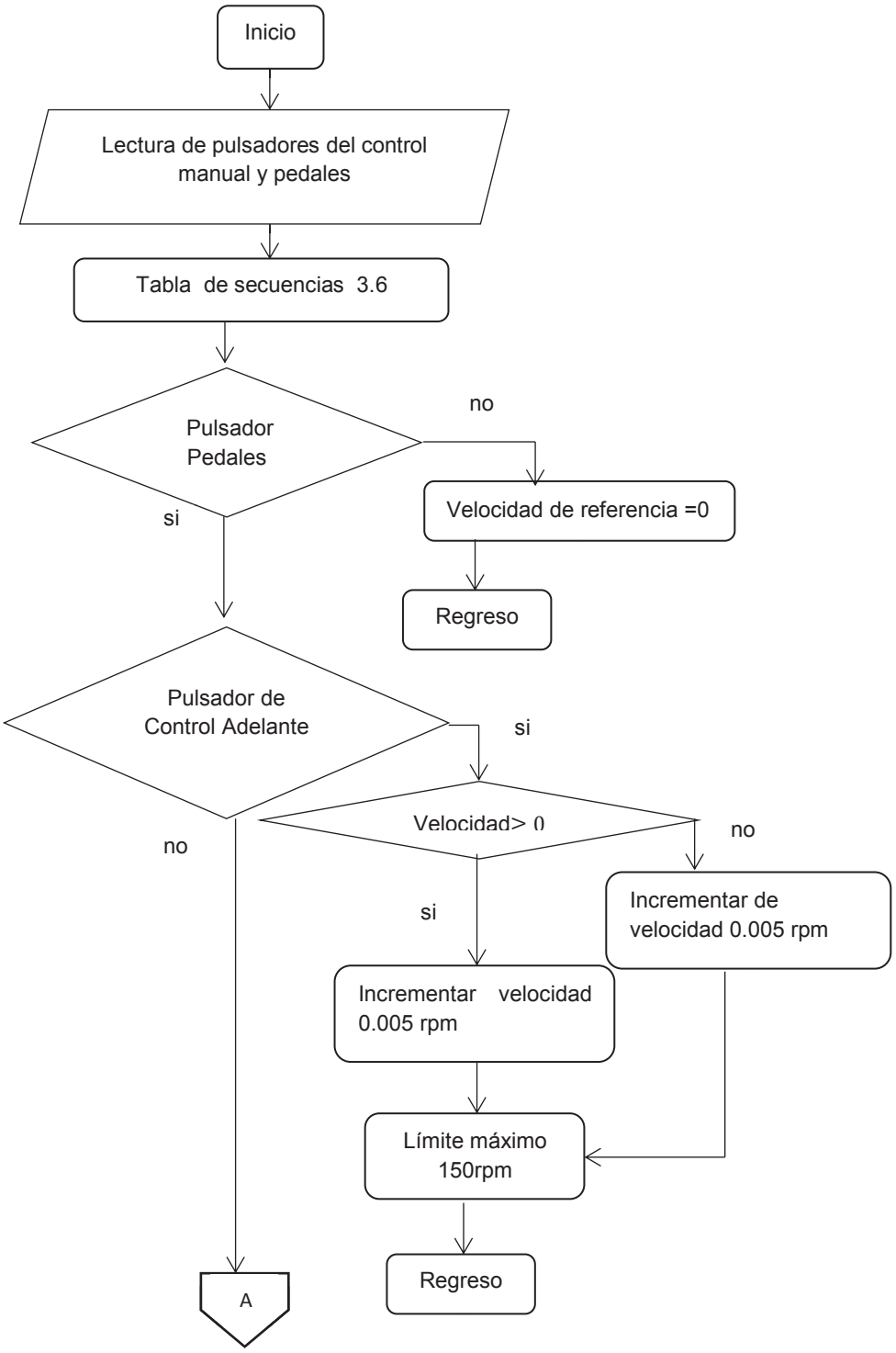


Figura 3.20. Diagrama de flujo del control de velocidad y corriente

3.11.5 SUBRUTINA PARA EL CONTROL MANUAL Y PEDALES

El control manual y los pedales están conformados por pulsadores. De acuerdo a la activación de cada pulsador se procede a tomar una acción de control según la Tabla 3.6.

En la Figura 3.21 se realiza la lectura de los pulsadores de control manual y pedales. Si los pulsadores de los pedales no están presionados la velocidad es cero. Si los pulsadores de los pedales están presionados y si el pulsador hacia adelante o atrás del control manual está presionados el movimiento es hacia adelante o atrás con incrementos de velocidad en pasos de 0.007. Si se presionan los pulsadores adelante y atrás al mismo tiempo significa reducción de velocidad en pasos de 0.015 hasta detenerse ($\Omega^* = 0$.)


Inicio
Lectura de pulsadores del control manual y pedales
Tabla de secuencias 3.6
Pulsador Pedales
no
si
Velocidad de referencia =0
Regreso
Pulsador de Control Adelante
si
no
Velocidad> 0
no
si
Incrementar de velocidad 0.005 rpm
Incrementar velocidad 0.005 rpm
Límite máximo 150rpm
Regreso
A

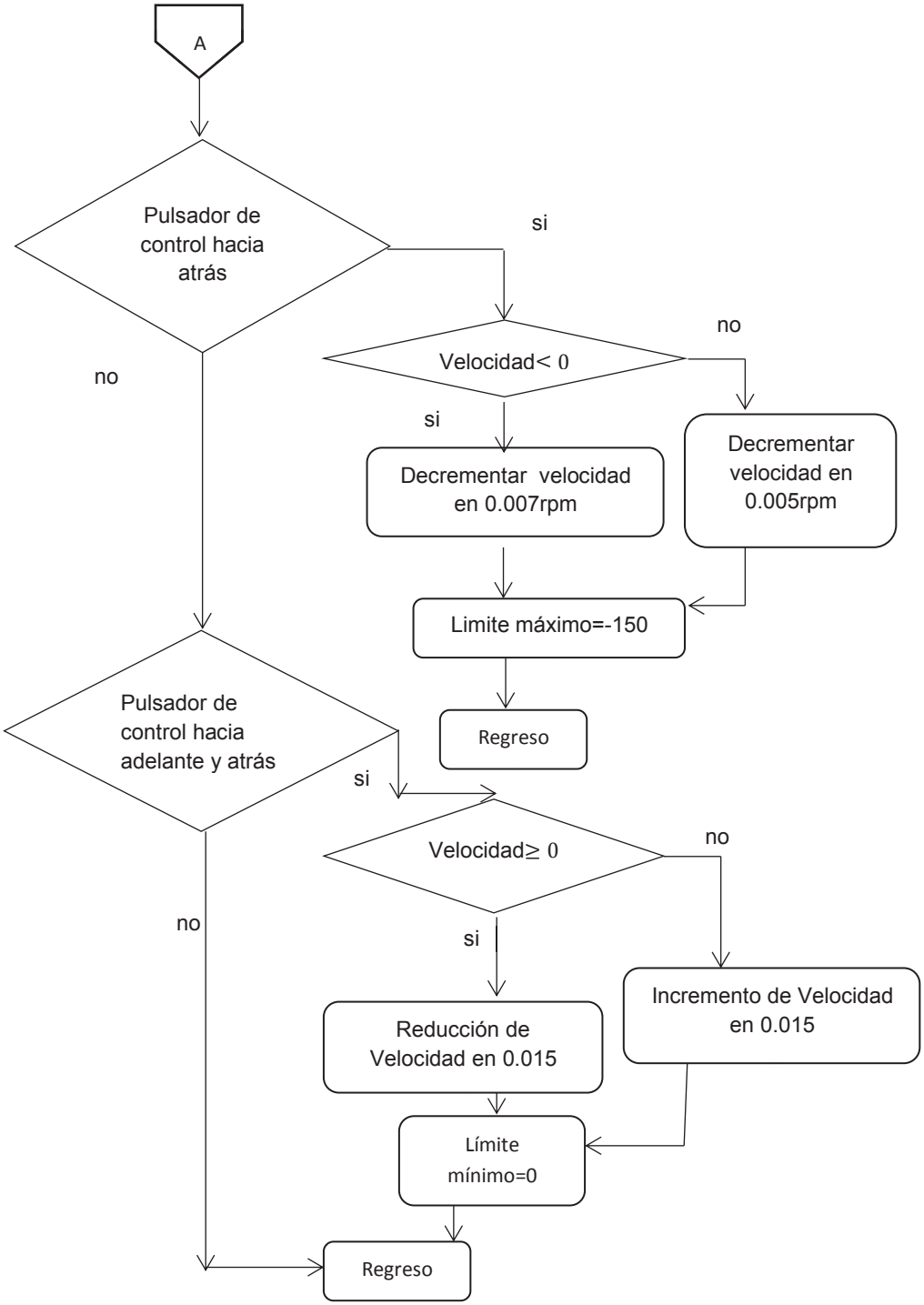


Figura 3.21. Diagrama de flujo para activación de pulsadores pedales y control manual

3.11.6 SUBRUTINA PARA EL SENSOR DE VOLTAJE E INDICADORES

La Figura 3.22 es la subrutina para el sensor de voltaje e indicadores para el nivel de batería. De acuerdo al nivel de voltaje de la batería se procede a activar los

leds que corresponden de acuerdo a la Tabla 3.5. Si el voltaje de la batería es menor a 55 voltios se enciende el buzzer y los leds de carga de forma intermitente indicando la carga inmediata de las baterías.

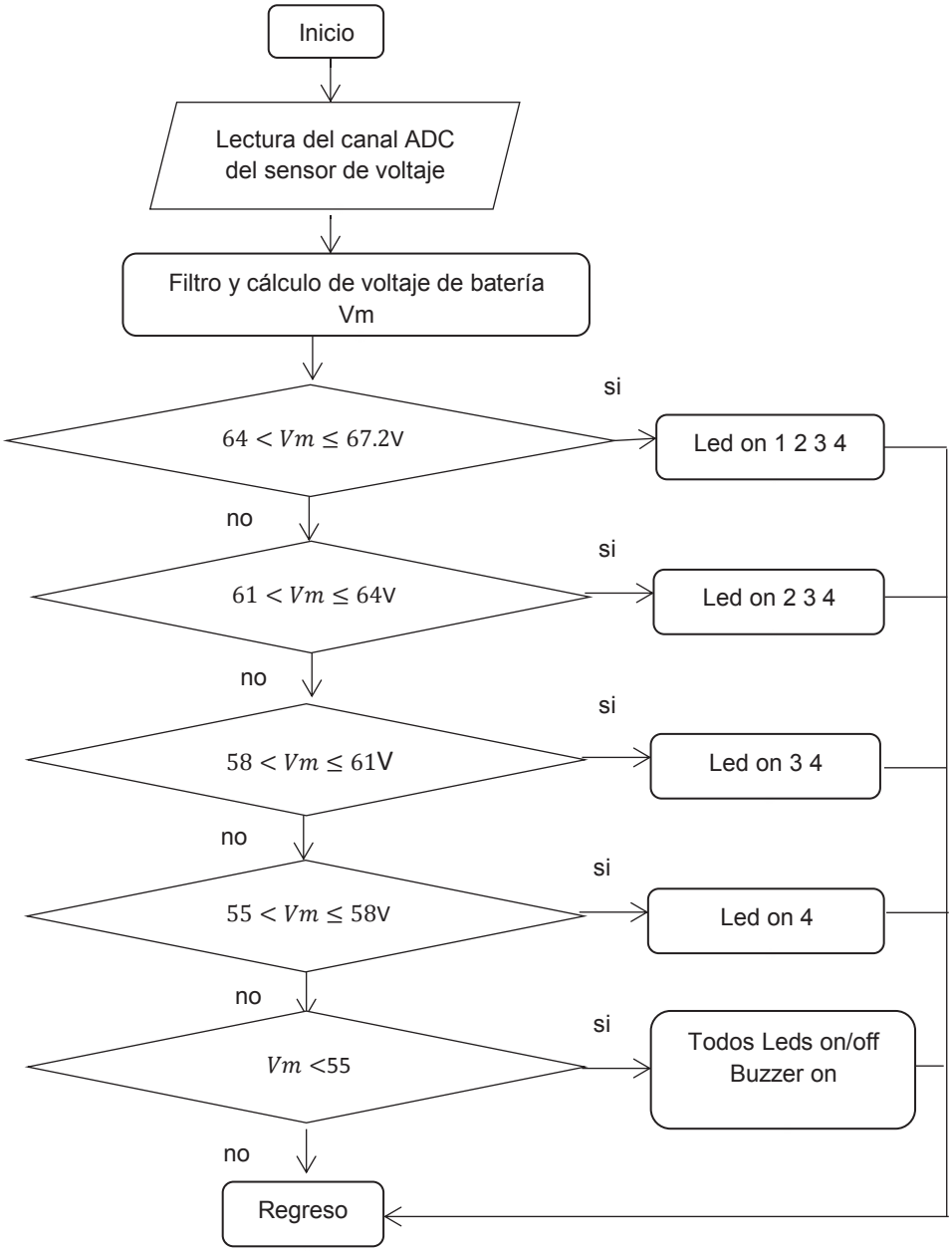


Figura 3.22. Diagrama de flujo indicares de carga de la batería.

CAPÍTULO 4
PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo, se realiza la descripción de las pruebas realizadas y los resultados obtenidos de los controladores de torque y velocidad, así como también la etapa de freno regenerativo. Adicionalmente, se presenta la descripción de las pruebas realizadas con el sistema Plataforma – usuario.

4.1 PRUEBAS DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE

Las pruebas en lazo abierto y en lazo cerrado se realizaron a rotor bloqueado, empleando una pinza de corriente FLUKE 80i-110s AC/DC y un osciloscopio digital Tektronix TDS2022C.

4.1.1 PRUEBA DE LA RESPUESTA DE CORRIENTE EN LAZO ABIERTO

La Figura 4.1 es la respuesta de corriente en lazo abierto medida en la bobina A, tiene un tiempo de establecimiento de 500ms y alcanza una amplitud de 10A.

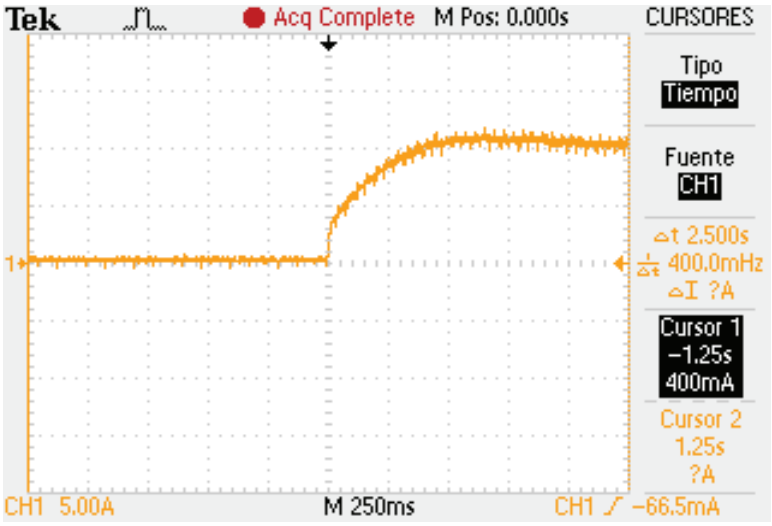


Figura 4.1. Respuesta de corriente en lazo abierto

4.1.2 PRUEBA DE LA RESPUESTA DE CORRIENTE EN LAZO CERRADO

La Figura 4.2 es la respuesta de corriente en lazo cerrado medida en la bobina A. Tiene un sobrepico del 20%, un error en estado estable menor al 2% y un tiempo de establecimiento de 300ms, lo cual conlleva a una repuesta más rápida en comparación a la medición de corriente en lazo abierto de la Figura 4.1. Esto indica el correcto funcionamiento del controlador de corriente ya que mejora la respuesta en lazo abierto y cumple con los parámetros de respuesta dinámica y estable.

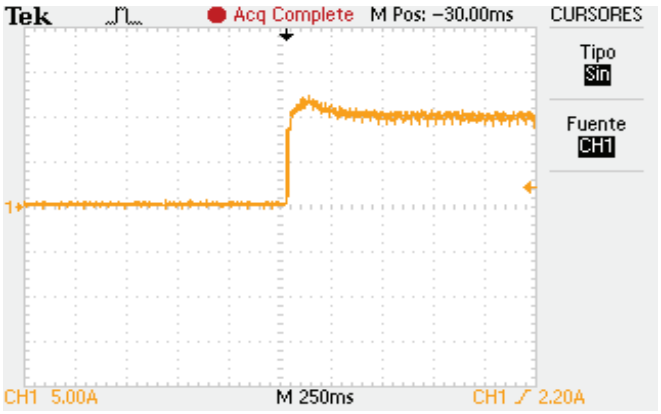


Figura 4.2. Respuesta de corriente en lazo cerrado

Se realizaron las pruebas para diferentes valores de referencia de corriente y se obtuvo los resultados indicados en la Figura 4.3, en donde ese puede observar un Mp<30% y un error<5%.

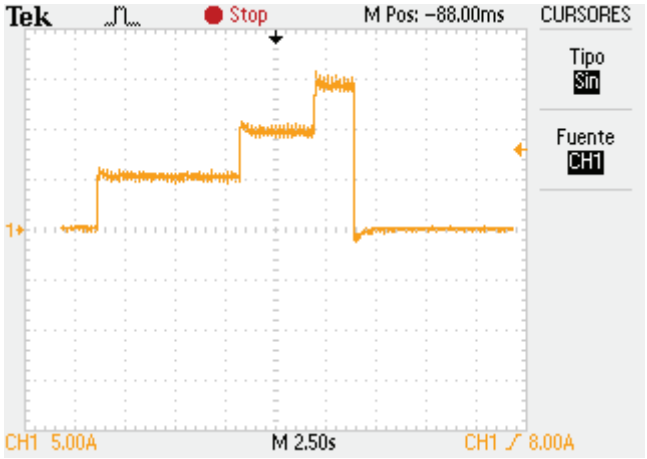


Figura 4.3. Respuesta de corriente en lazo cerrado para 5/10/15 A.

4.2 PRUEBAS DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD

Para realzar las pruebas del controlador de velocidad se integra el lazo interno de corriente con un lazo externo de velocidad, obteniéndose así el controlador en cascada.

Para conocer la respuesta de velocidad y poder observarla en el osciloscopio, se programa una PWM, cuya relación de trabajo es igual a la variable de la velocidad mecánica, es decir, la velocidad a la que se encuentra girando el motor. Posteriormente esta señal PWM sirve como entrada a un filtro pasa bajos de primer orden RC, cuya salida es un voltaje DC (Vout_filtroRC) que varía de acuerdo al ancho de la PWM. La ecuación (4.1), representa la velocidad en rpm en función del voltaje de la salida del filtro RC.

$$\Omega = K * V \tag{4.1}$$

La constante K se la obtiene en base a la Tabla 4.1 y a la Figura 4.4.

Tabla 4.1. Valores experimentales de velocidad y voltaje de salida del filtro RC

Vout_filtroRC	Velocidad [rpm]
0	0
0.40	20
0.77	40
1.14	60
1.52	80
1.89	100
2.28	120
2.65	140
2.84	150

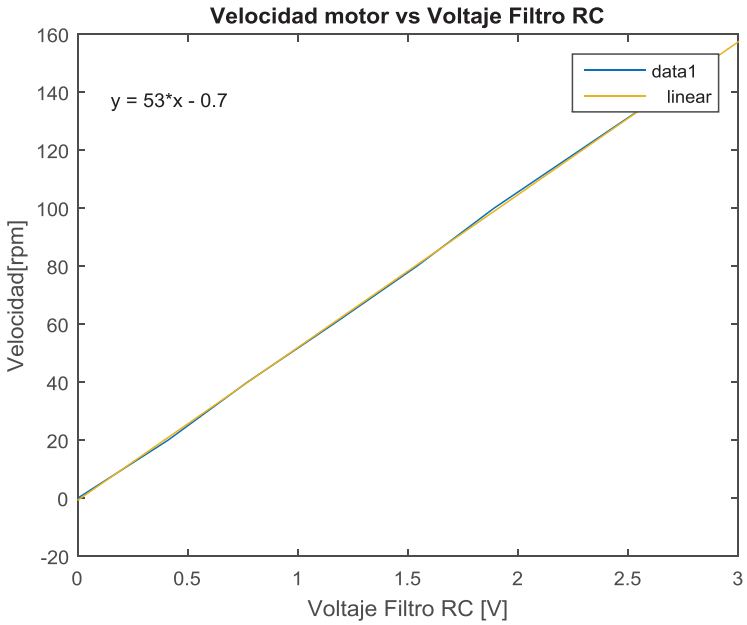


Figura 4.4. Velocidad Motor vs Voltaje Filtro RC

De la Figura 4.4 se determina que la constante K tiene un valor de 53.

4.2.1 PRUEBA DE LA RESPUESTA DE VELOCIDAD EN LAZO ABIERTO

La Figura 4.5 es la respuesta de velocidad en lazo abierto. Tiene un tiempo de establecimiento de 2 segundos y alcanza una amplitud de 1.89V equivalente a una velocidad de 100 rpm obtenida con la ecuación (4.1).

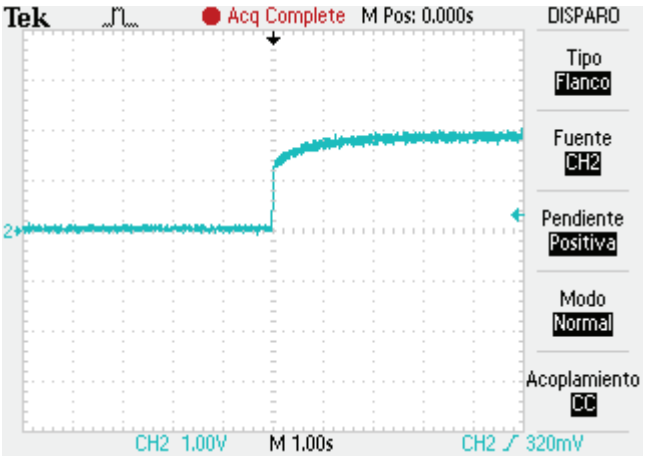


Figura 4.5. Repuesta de velocidad en lazo abierto

4.2.2 PRUEBA DE LA RESPUESTA DE VELOCIDAD EN LAZO CERRADO

La Figura 4.6, es la respuesta de velocidad en lazo cerrado. Tiene un sobrepico menor al 10%, un error en estado estable menor al 2% y un tiempo de establecimiento de 500ms. Se puede apreciar que dicha respuesta es más rápida en comparación a la respuesta de velocidad en lazo abierto de la Figura 4.4. Esto indica el correcto funcionamiento del controlador en cascada, ya que mejora la respuesta en lazo abierto y cumple con los parámetros de respuesta dinámica y estable.

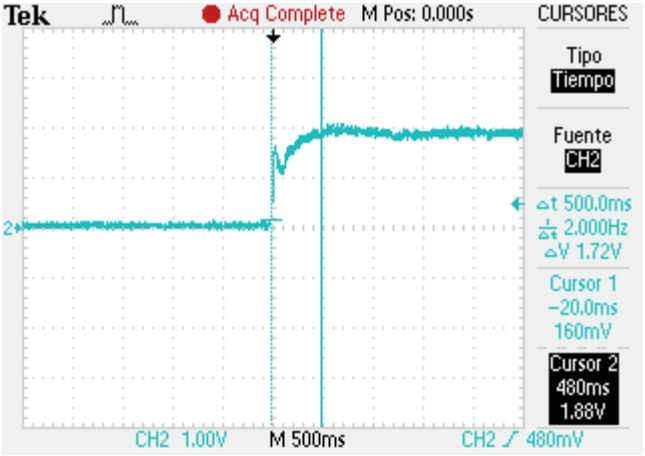


Figura 4.6. Repuesta de velocidad en lazo cerrado

Se realizaron las pruebas para diferentes valores de referencia de velocidad y se obtuvo los resultados indicados en la Figura 4.7, en donde ese puede observar un Mp<30% y un error<5%.

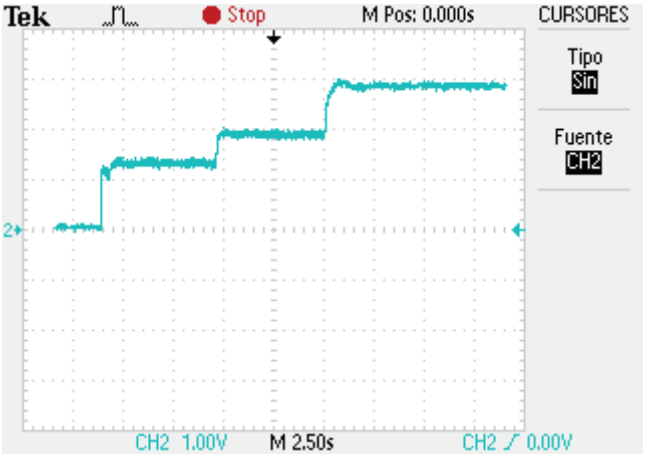


Figura 4.7. Repuesta de velocidad en lazo cerrado

Bajo perturbaciones se obtuvo los resultados indicados en la Figura 4.8, donde se observa que el controlador responde adecuadamente manteniendo la referencia de velocidad de 70 rpm.

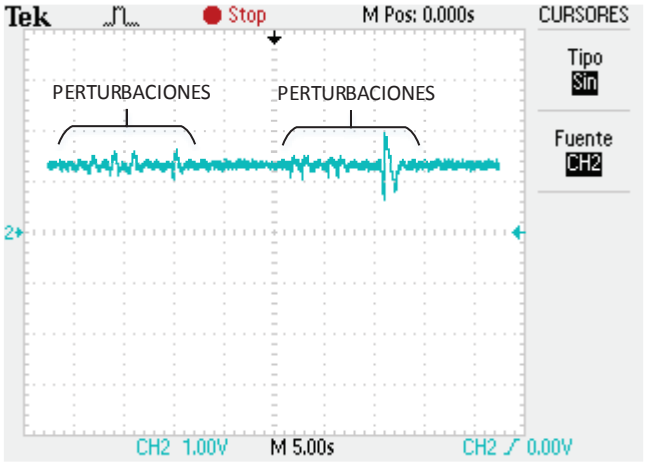


Figura 4.8. Repuesta de velocidad en lazo cerrado bajo perturbaciones

4.2.2.1 PRUEBA DE CONTROL DE VELOCIDAD A CONTRATORQUE

Las pruebas de control de velocidad a contratorque se realizan para cumplir dos funciones. Primeramente, para mantener el sistema con velocidad de cero en caso de una bajada, de esta forma se logra que el sistema no se deslice hacia abajo. La segunda función es para mantener velocidades bajas en donde el freno regenerativo no es suficientemente fuerte para dicho propósito.

4.2.2.1.1 PRUEBA A 0 RPM

Cuando el usuario desea mantenerse sin movimiento en una bajada, es decir con velocidad de 0 rpm, el sistema funciona con la condición de freno a contratorque.

Dicha prueba se la emuló en laboratorio, como se indica en la Figura 4.9, en la cual se da un movimiento en sentido antihorario, intentando mover el neumático como si se estuviera en una bajada. Se obtuvo los resultados indicados en la Figura 4.10, en la cual se puede observar que durante 1 segundo la velocidad cambia de 0 rpm a un valor mínimo, el cual indica un pequeño deslizamiento en una bajada y entra en funcionamiento el controlador a contratorque para estabilizar nuevamente la velocidad en

0 rpm. Así también, se puede observar en la Figura 4.10, que la corriente aumenta para mantener el sistema sin movimiento en la bajada.

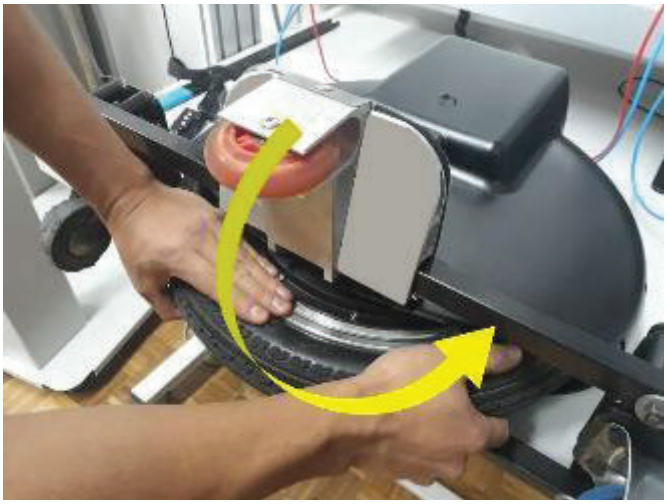


Figura 4.9. Prueba de velocidad a contratorque a 0 rpm.

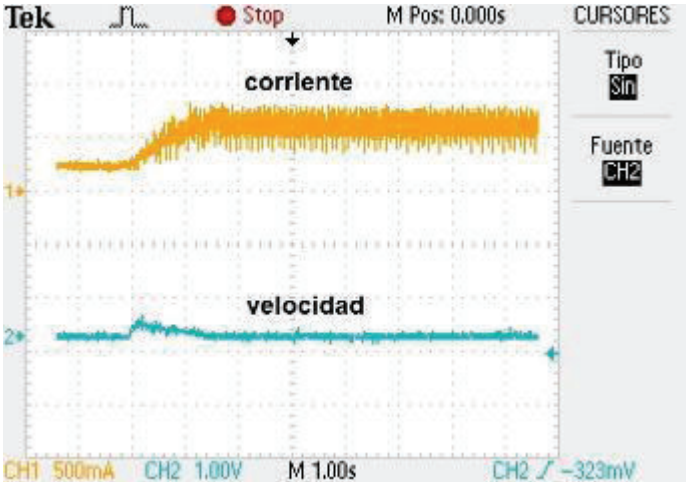


Figura 4.10. Prueba de velocidad a contratorque a 0 rpm.

4.2.2.1.2 PRUEBA PARA VELOCIDADES BAJAS

A velocidades bajas en una rampa en descenso, el sistema de frenado regenerativo no es suficiente para realizar un control de velocidad en velocidades bajas, motivo por el cual, para estas velocidades, entra en funcionamiento el sistema de frenado a contratorque. El rango de velocidades en estas condiciones tiene un valor máximo de 30 rpm.

Se puede observar la prueba realizada en la Figura 4.11, en donde se tiene una velocidad de referencia de 10 rpm en plano, luego al entrar en una bajada, la velocidad incrementa, pero el controlador a contratorque la estabiliza. Se observa que la corriente aumenta, manteniendo así la velocidad deseada.

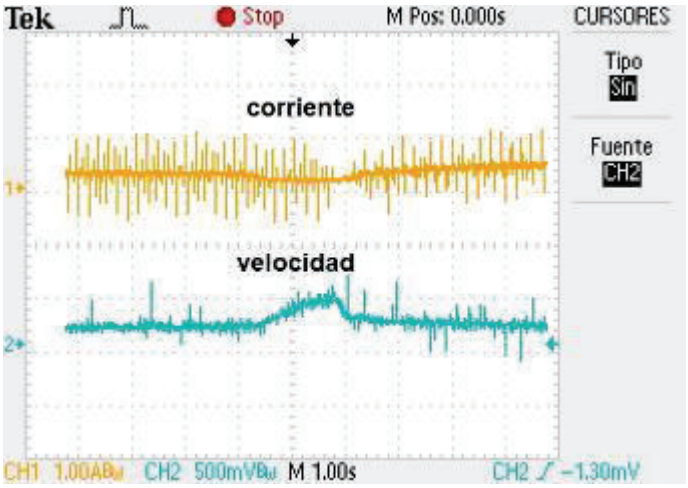


Figura 4.11. Prueba de velocidad a contratorque para velocidades bajas.

4.2.2.2 PRUEBA DE LAS RAMPAS DE ACELERACIÓN Y DESACELERACIÓN

La Figura 4.12 indica las pruebas de las rampas de aceleración y desaceleración, las cuales se realizaron a la velocidad máxima de 150rpm. Se puede observar que la rampa de aceleración demora un tiempo de 20 segundos y la rampa de desaceleración demora un tiempo de 10 segundos.

Figura 4.12. Rampas de aceleración y desaceleración.

4.3 PRUEBAS DE REGENERACIÓN DE ENERGÍA

Se realizaron pruebas de regeneración de energía, midiendo corriente en la batería y velocidad mecánica.

Las pruebas se las realizó en laboratorio emulando los diferentes escenarios de operación indicados en la Figura 4.13, en donde se observa los cambios entre terrenos planos y rampas en descenso, con el objetivo de verificar la regeneración de energía.

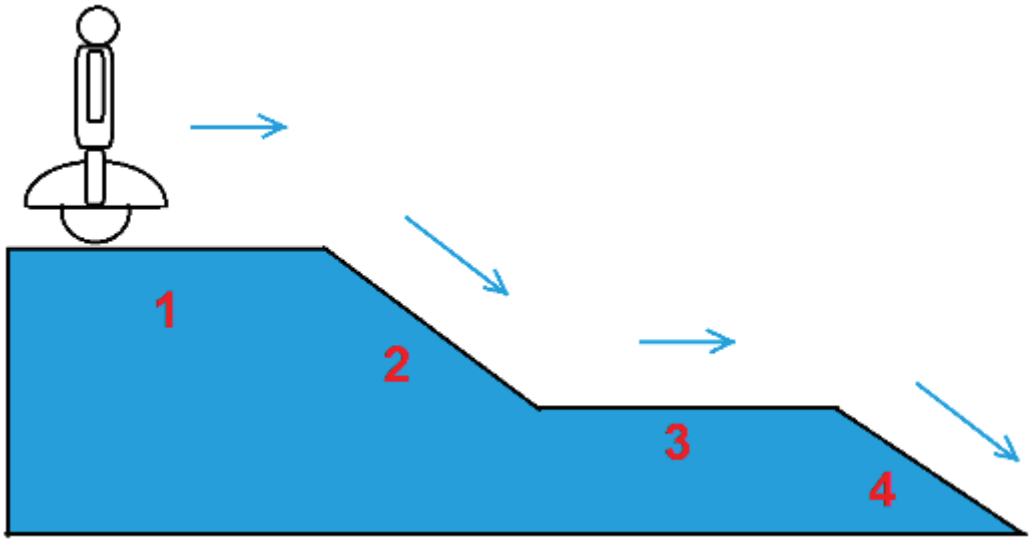


Figura 4.13. Escenarios de movilidad.

A 62 rpm de referencia, se obtuvo los resultados indicados en la Figura 4.14. Se puede observar en correlación con la Figura 4.13 que los intervalos 1 y 3 indican los resultados de las pruebas en terrenos planos y los intervalos 2 y 4 indican los resultados de las pruebas en rampas en descenso. Para terrenos planos se puede observar que el sistema consume corriente de la batería y cuando hay un cambio de escenario hacia rampas en descenso, el sistema entra en modo de regeneración de energía y la corriente es inyectada hacia la batería, es decir corriente de valores negativos. Al pasar del punto 1 al punto 2, es decir de plano a bajada, se observa un aumento de velocidad, pero el controlador estabiliza el sistema manteniendo la velocidad de referencia de 62 rpm.

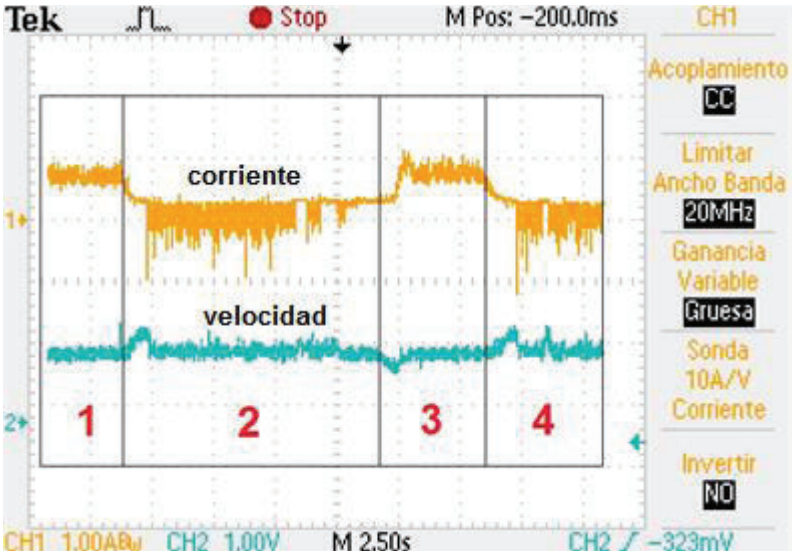


Figura 4.14. Prueba de regeneración de energía a 62 rpm.

Se realizó una segunda prueba a 80 rpm de referencia, obteniéndose los resultados indicados en la Figura 4.15. Se puede observar en los intervalos 1 y 3 existe consumo de corriente de la batería y en los intervalos 2 y 4, el sistema entra en modo de regeneración.

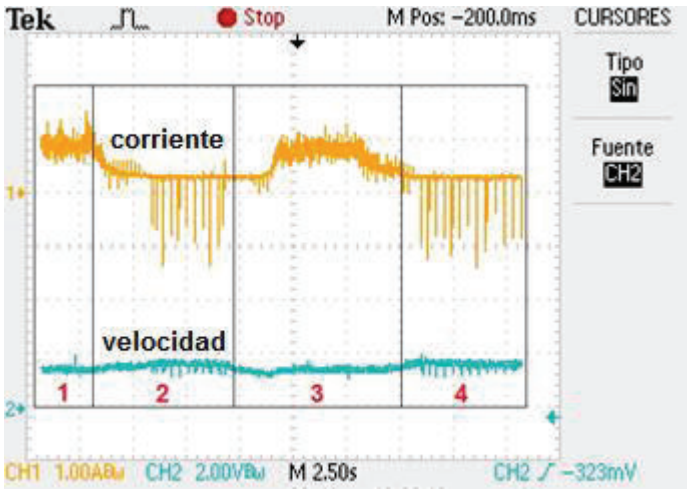


Figura 4.15. Prueba de regeneración de energía a 80 rpm.

CAPÍTULO 5
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

- Se diseñó e implementó un controlador en cascada de torque y velocidad con sistema de frenado regenerativo para una plataforma prototipo de un monociclo eléctrico, cumpliendo así con el objetivo principal del presente proyecto. De acuerdo con los objetivos específicos, se utilizó la instrumentación adecuada, se analizó la tecnología y prestaciones del motor brushless-DC utilizado y se comprobó el correcto funcionamiento del sistema plataforma-usuario bajo diferentes condiciones de movilidad como rampas y terrenos planos.

- Al realizar un control en cascada se identifica la variable más rápida del sistema para empezar con el diseño del lazo más interno, ya que este lazo es el más importante debido a que es el primero en compensar y enviar una relación de trabajo al siguiente lazo. En el caso del presente proyecto se miden dos variables como son corriente y velocidad, de las cuales la más rápida es la corriente y por este motivo se diseña e implementa el controlador de corriente como lazo interno.

- El controlador en cascada de torque y velocidad funciona correctamente bajo diferentes condiciones de carga y perturbaciones. El lazo interno de corriente tiene un error menor al 2% en estado estable, sobrepico del 20% y tiempo de establecimiento de 300ms, y el lazo externo de velocidad tiene un error menor al 5% en estado estable, sobrepico menor al 10% y tiempo de establecimiento de 500ms.

- El sistema de regeneración de energía hacia las baterías funciona correctamente, mediante la configuración del conversor DC/DC tipo boost implementada cuando la máquina se encuentra funcionando bajo condiciones

de generador. La energía de regeneración hacia las baterías es mínima en pequeños intervalos de tiempo, sin embargo, el sistema es eficiente por el bajo consumo de corriente en el modo de regeneración.

- El algoritmo de control utilizado para el funcionamiento de la máquina como motor y como generador es el mismo. Este se basa en una lógica de control adaptativo MRAC, la cual es utilizada en sistemas no lineales. Con esto se logra un correcto control de velocidad para diferentes rangos de operación. Adicionalmente se implementaron rampas de aceleración y desaceleración, como medidas de protección para el usuario al momento de cambios de referencia de velocidad.

- Los circuitos de instrumentación adecuados para los propósitos del presente proyecto logran obtener la información necesaria de las variables de corriente y velocidad, con el objetivo de realizar un control en lazo cerrado.

- Los accesorios incorporados facilitan el manejo del sistema, como el control manual, el cual permite dar la referencia de velocidad según los requerimientos del usuario, así también, el sistema que detecta la presencia del usuario sobre los pedales, para detener el prototipo y evitar su uso innecesario. De igual forma, los leds indican el nivel de carga de la batería y el buzzer alerta al usuario del nivel de batería bajo, para su recarga inmediata.

- El sistema implementado resulta una de las mejores opciones para aplicaciones de movilidad eléctrica personal, disminuyendo así la congestión vehicular en las vías. Además, es evidente su no emisión de CO2 al ambiente, ayudando de esta manera a reducir los niveles de contaminación.

5.2 RECOMENDACIONES

- Debido a la no linealidad del sistema, se recomienda utilizar controladores más robustos, como por ejemplo control vectorial, control basado en lógica difusa,

control en modo deslizante (SMC), entre otros, con el objetivo de mejorar la eficiencia del sistema.

- Se recomienda realizar un diseño mecánico con mejor amortiguamiento y materiales, que permitan disminuir tanto el peso como el ruido que produce el sistema en los diferentes escenarios de movilidad.

- Para futuros proyectos y con el objetivo de reducir la estructura mecánica utilizada, se recomienda realizar un control de posición utilizando una IMU (Inertial Measurement Unit) para medir ángulo y de esta manera mantener el sistema en equilibrio.

- Se recomienda realizar placas electrónicas más compactas utilizando elementos SMD, ya que las placas desarrolladas en el presente proyecto se las realizó con dispositivos (through hole) disponibles en el mercado ecuatoriano cuyo tamaño es mayor.

- Para el uso del prototipo se recomienda leer y tomar en cuenta todas las instrucciones y especificaciones descritas en el manual de usuario del presente proyecto, para evitar accidentes o daños de la integridad tanto del usuario como de la plataforma.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] A.Jossen, J. Garche, “Battery Management Systems for Increasing Battery Life Time”, INTELEC, Alemania, 1999.

[2] Airwheel Spain, “Airwheel X8 Especificaciones Técnicas”, 2017. [online]. https://airwheelspain.com/airwheel-x8.

[3] Mohan Ned, “Electric Drives, An Integrate Approach”, USA, MNPERE Minneapolis, 2001.

[4] Mohan Ned, “Electrónica de Potencia, Convertidores, aplicaciones y diseño”, México, Mc Graw Hill, 2009.

[5] Yedamale Padmaraja, “BLDCmotor control using PIC18Fxx31 MCUs”, USA, Microchip Technology Inc., 2004.

[6] International Rectifier, IR2101 Datasheet, 2004.

[7] International Rectifier, Application Note AN-978, 2007.

[8] Texas Instrument, 7414 Datasheet, 1998.

[9] Texas Instrument, “TMS320F28377S LaunchPad Development Kit”, 2015

[10] Instituto Ecuatoriano de Normalización (INEN), “Accesibilidad de las personas con discapacidad al medio físico, rampas fijas”, Quito – Ecuador, 2000.

[11] Oleohidráulica Verion, Aplicaciones para motores hidráulicos, 2018 [online]. http://www.verion.com.ar/images/productos/tablas-de-conversion-y-formulas/aplicaciones_para_motores_hidraulicos.pdf

[12] Texas Instrument, “TMS320F2837xS Delfino Microcontroller Technical Reference Manual”, 2014

[13] Allegro MicroSystems, Inc., ACS712 Datasheet, USA, 2007.

[14] Hewlett Packard, Analog Isolation Amplifier HCPL-7840 Datasheet, 2015

[15] Ávila Sergio, Cuásquer Verónica, “Diseño y construcción de un controlador electrónico de velocidad con freno regenerativo para una plataforma autónoma móvil terrestre con tracción diferencial”, EPN, Quito, 2016.

[16] Programa de Naciones Unidas para el Medio Ambiente, “Movilidad Eléctrica Oportunidades para Latinoamérica”, Euroclima, Chile, 2016.

[17] Asociación de empresas Automotrices del Ecuador, Movilidad Eléctrica, 2018 [online]. http://www.aeade.net/movilidad-electrica/

[18] ElecTow, Tren Eléctrico, 2018 [online]. https://electow.com/que-es/un-tren-electrico/

[19] El Telégrafo, tráfico vehicular en Quito, 2016 [online]. https://www.eltelegrafo.com.ec/noticias/quito/1/intenso-trafico-vehicular-se-vivio-este-viernes-en-quito

[20] Zhao Jian, Yu Yangwei, “BLDCMotor Fundamentals Application Note”, MES AN047, 2011.

[21] T. J. E. Miller, “Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives”, Oxford University, USA, 1989.

[22] J. Freile Mora, “Máquinas Eléctricas”, 5ta Ed, McGRAW-HILL, España, 2003

[23] Guzmán Jorge, “Pilas y Baterías Ecológicas, una alternativa para la reducción de contaminantes”, IPN, México, 2011.

[24] Electromovilidad, Tipos de baterías para coche eléctrico, 2017 [online]. http://electromovilidad.net/tipos-de-bateria-para-coche-electrico/

[25] Abeywardana D.B.W., Manaz M.A.M., Mediwaththe M.G.C.P., Liyanage K.M., “Improved Shared Transformer Cell balancing of Li-ion Batteries”, Peradeniya, 2012.

[26] Shoptronica, PCM para baterías de Litio, 2017 [online]. https://www.shoptronica.com/curiosidades-tutoriales-y-gadgets/3316-que-espcm-para-baterias-de-litio-li-po-0689593946102.html

[27] Solchaga Gonzalo Pérez, “Control motor brushless sensorless”, UPNA, España, 2015.

[28] Hanselman Duane, “Brushless Permanent Magnet Motor Design”, Magna Physics Publiching, USA, 2006.

[29] Dávalos Daniel, Romero María, “Diseño e implementación del freno regenerativo para un vehículo eléctrico”, EPN, Quito, 2013.

[30] MIT, Discrete Approximation of Continuous Time Systems, 2015 [online]: https://ocw.mit.edu/terms/

[31] Ogata Katsuhiko, “Ingeniería de Control Moderno”, PEARSON, 5ta Ed., Madrid, 2010.

[32] Embention, Sistemas No Tripulados y Componentes para UAVS, 2018 [online]: https://www.embention.com/es/

[33] Konstantinos G. Papadopoulos, “PID Controller Tuning Using the Magnitude Optimun Criterion”, Springer, Suiza, 2015.

ANEXOS

ANEXO A

MANUAL DE USUARIO

CONTENIDO

A. Manual de Usuario

A.1 Instrucciones de seguridad

A.2 Informaciones Generales

A.2.1 Introducción

A.2.2 Estructura del Prototipo

A.3 Operación del sistema

A.3.1 Pasos para el manejo del prototipo

A.4 Posibles Fallas y Soluciones

A.4.1 Fusible de Protección

A.4.2 Tornillos de la estructura mecánica

A.4.3 Control manual y pedales

A.1 INSTRUCCIONES DE SEGURIDAD

Consultar este manual antes y/o durante el uso del prototipo, siguiendo las instrucciones descritas en este apartado para evitar accidentes del usuario y daños del sistema.

- ⚠ Se debe verificar que los tornillos de la estructura mecánica se encuentren ajustados correctamente.

- ⚠ Verificar las conexiones eléctricas tanto del control manual como de los pedales.

- ⚠ Encender el prototipo y verificar el nivel de carga de la batería mediante los leds indicadores. En caso de que el nivel de carga de la batería sea mínimo, los leds y el buzzer estarán en modo intermitente.

- ⚠ Para utilizar el prototipo se recomienda utilizar las protecciones adecuadas como casco, coderas, rodilleras, entre otros.

- ⚠ No superar el peso máximo que soporta la estructura, el cual es de 80Kg.

- ⚠ Se debe tomar en cuenta que la velocidad máxima de funcionamiento es de 12 Km/h, la cual se encuentra limitada por software.

- ⚠ No usar el prototipo en pendientes superiores a 8 grados de inclinación.

- ⚠ No utilizar el prototipo en terrenos resbalosos, terrenos mojados, ni tampoco bajo el agua.

- ⚠ No utilizar el prototipo bajo lluvia, ya que esto puede producir daños en el sistema eléctrico.

⚠ Se debe considerar que la distancia de frenado desde la máxima velocidad es de 15 metros y el tiempo de frenado es de 20 segundos.

A.2 INFORMACIONES GENERALES

A.2.1 Introducción

El prototipo desarrollado es una de las mejores opciones para movilidad eléctrica personal, ya que no se tiene emisión de CO2 y ayuda a reducir el tráfico vehicular en las vías.

A.2.2 Estructura del Prototipo

Las partes constitutivas del sistema se presentan en la Figura A.1, donde se puede observar el motor eléctrico, batería, circuito electrónico, carcasa plástica, estructura metálica, control manual, pedales e indicadores de nivel de carga.

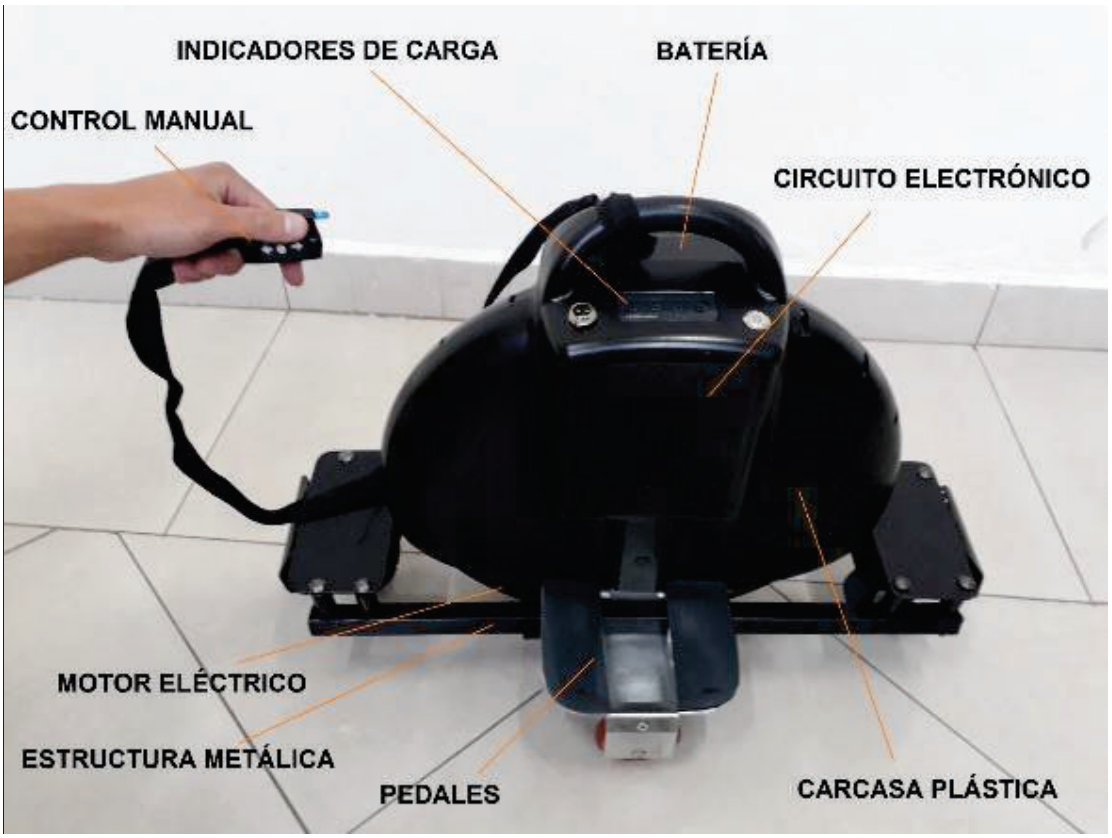


Figura A.1. estructura del prototipo

A.3 OPERACIÓN DEL SISTEMA

Luego de verificar las instrucciones de seguridad de la sección A.1, el sistema se encuentra listo para ser utilizado.

Cabe mencionar que se necesita un tiempo de entrenamiento para el uso del prototipo. Dicho tiempo varía según el aprendizaje de cada persona.

A.3.1 Pasos para el manejo del prototipo

- En la Figura A.2, se muestra la posición del usuario sobre el prototipo, el mismo que debe mantener sus piernas juntas para mayor fijación.

Figura A.2. Sistema prototipo – usuario

- Una vez ubicado el usuario sobre el prototipo y usando el control manual, se debe presionar el botón ADELANTE para avanzar o el botón ATRÁS para retroceder (Figura A.3). Con el sistema en movimiento el usuario puede reducir la velocidad presionando el botón ATRÁS. Si se desea parar el sistema, el usuario debe presionar el botón PARO (Figura A.3), considerando la distancia de frenado especificada en la sección A.1.

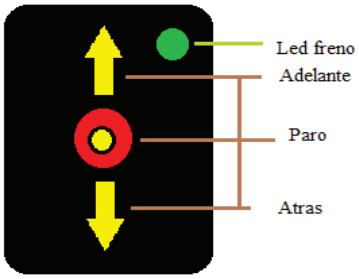


Figura A.3. Control manual

Nota: Para un mejor frenado del sistema, es recomendable reducir la velocidad presionando el botón ATRÁS y luego el botón PARO.

- Para recargar la batería se dispone de un cargador de 120 V de entrada y 67.2 V con 1.75 A de salida como se indica en la Figura A.4, el mismo que debe ser conectado a la red eléctrica por un extremo y al conector de la batería por el otro extremo.

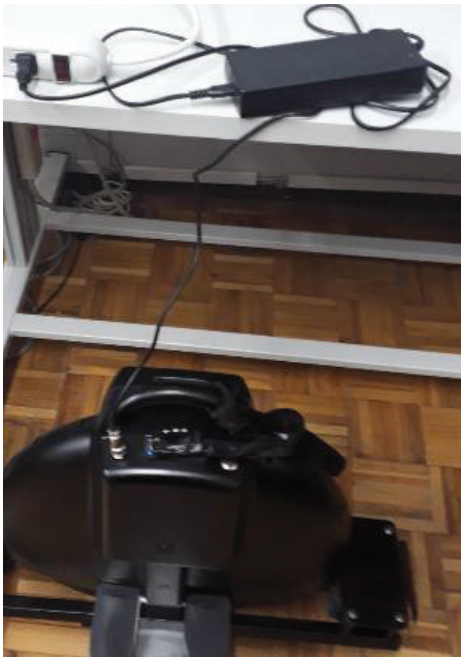


Figura A.4. Cargador comercial para batería

A.4 POSIBLES FALLAS Y SOLUCIONES

A.4.1 Fusible de Protección

Si al presionar el botón de encendido, el sistema no responde, se debe verificar el fusible de protección.

Las posibles causas de fallo debido al fusible de protección son las siguientes:

- Sobrepasar el peso máximo de 80 Kg.
- Subir pendientes con ángulos superiores a 8 grados de inclinación.
- Conducir en terrenos mojados o bajo lluvia.

La solución para este tipo de fallo es reemplazar el fusible por uno de iguales características siguiendo los pasos detallados a continuación.

1. Desarmar la estructura metálica.

Figura A.5. Desmontaje de la estructura metálica

2. Retirar los pedales.

Figura A.6. Desmontaje de los pedales

3. Retirar la correa del control manual. Esta debe estar atada de tal manera que se encuentre fija.

Figura A.7. Correa para el control manual

4. Desarmar la carcasa plástica y abrir la tapa para acceder a la placa electrónica.

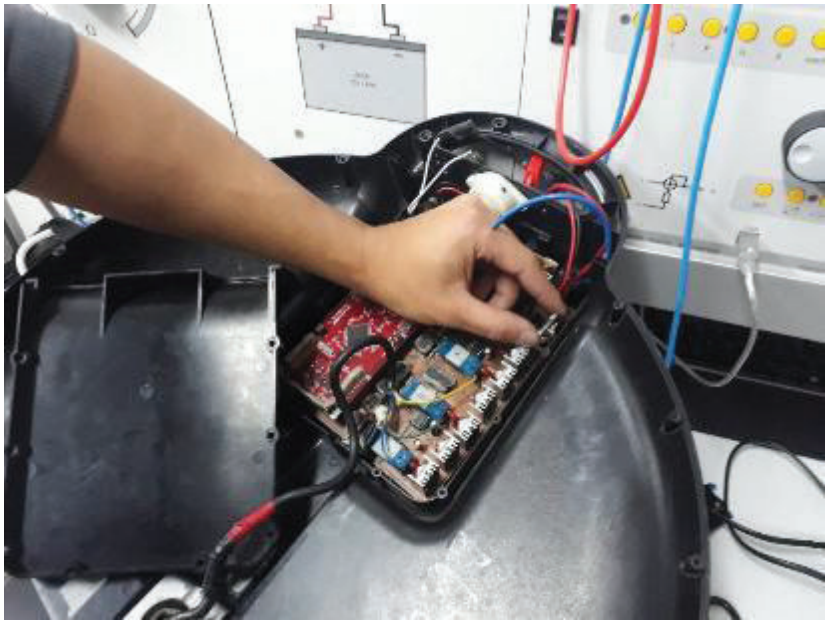


Figura A.8. Apertura de la carcasa plástica y tapa de la placa electrónica

5. Reemplazar el fusible y cerrar toda la estructura nuevamente.

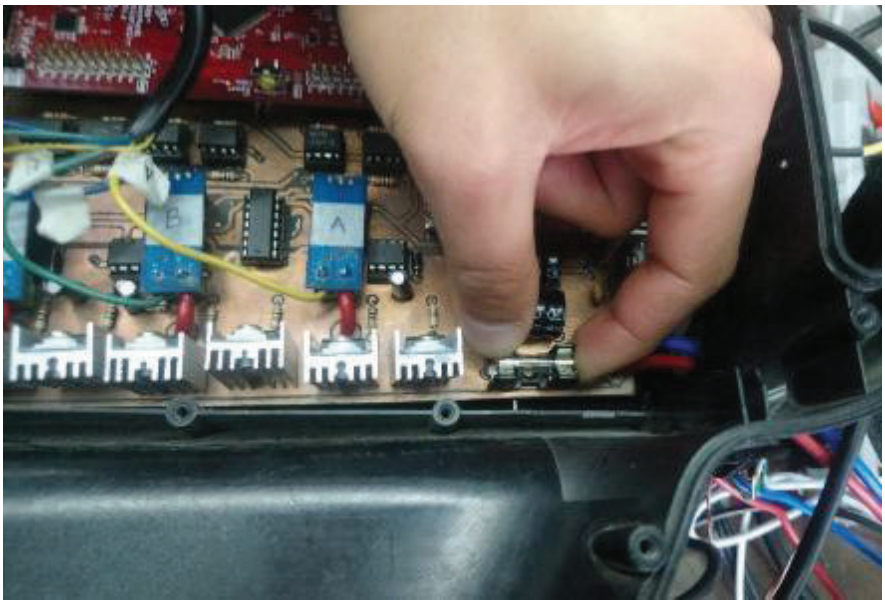


Figura A.9. Reemplazo de fusible de protección.

A.4.2 Tornillos de la estructura mecánica

Debido a vibraciones en el sistema, es posible que los tornillos de la estructura mecánica se muevan de su posición.

Para solucionar este problema se debe ajustar los tornillos indicados en las Figura A.10, A.11 y A.12.

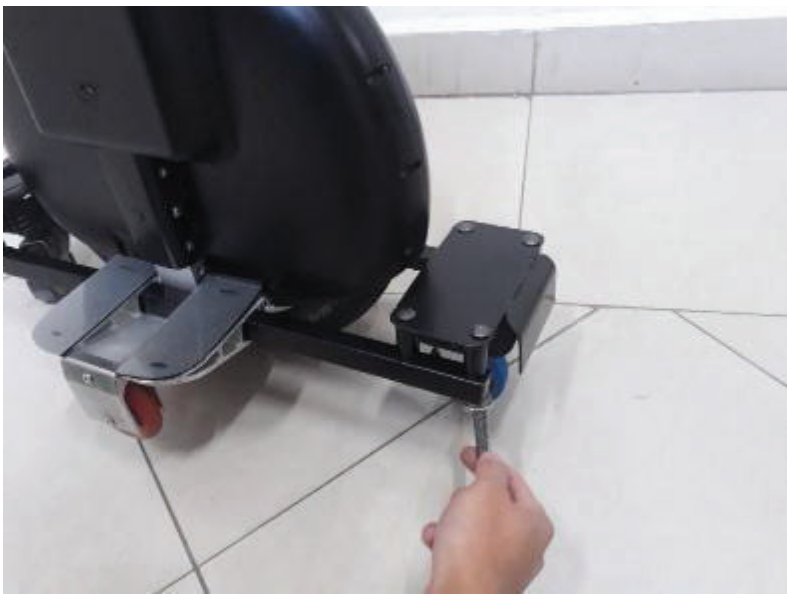


Figura A.10. Tornillos de la estructura metálica

Figura A.11. Tornillos de la carcasa plástica

Figura A.12. Tornillos de los pedales

Para los tornillos de la estructura metálica se utiliza una llave de apriete número 7/16. Para los tornillos de la carcasa plástica se usa un destornillador tipo estrella y para los tornillos de los pedales se utiliza una llave hexagonal número 3/16.

A.4.3 Control manual y pedales

Si el control manual y/o los pedales no responden, es posible que se tenga fallo en el cableado, ya que, por golpes o caídas del sistema, los cables pueden romperse.

Para solucionar este problema se debe medir continuidad para identificar el cable roto para posteriormente soldar.

ANEXO B

HOJAS DE DATOS

B.1 MICROCONTROLADOR TEXAS INSTRUMENT DELFINO F28377S

Product Folder | Order Now | Technical Documents | Tools & Software | Support & Community

TEXAS INSTRUMENTS

TMS320F28379S, TMS320F28378S, TMS320F28377S
TMS320F28376S, TMS320F28375S, TMS320F28374S

SPRS881D – AUGUST 2014 – REVISED JULY 2017

TMS320F2837xS Delfino™ Microcontrollers

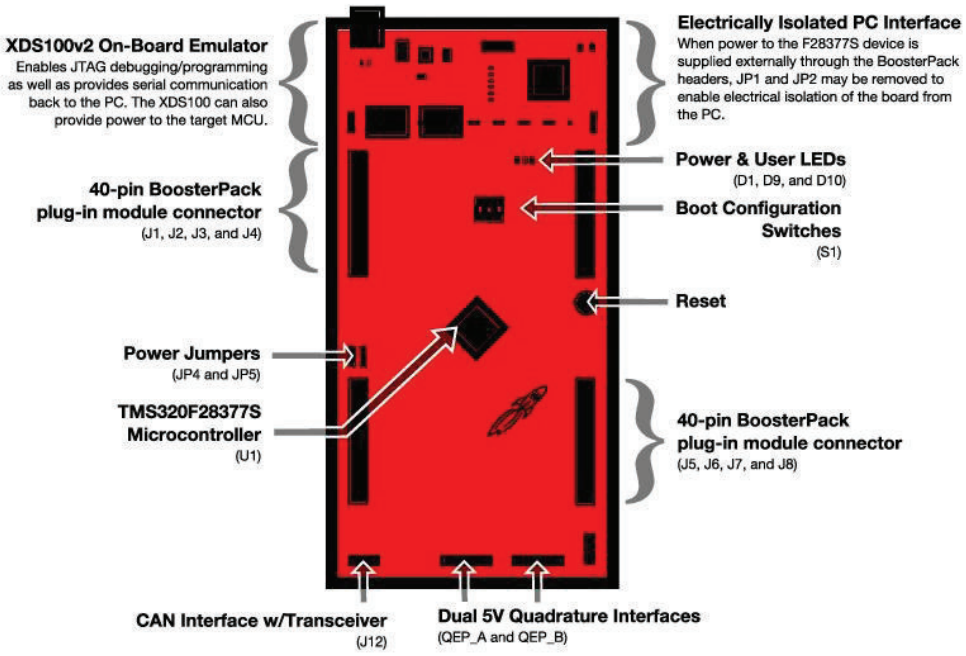
1 Device Overview

1.1 Features

- TMS320C28x 32-Bit CPU
  - 200 MHz
  - IEEE 754 Single-Precision Floating-Point Unit (FPU)
  - Trigonometric Math Unit (TMU)
  - Viterbi/Complex Math Unit (VCU-II)
- Programmable Control Law Accelerator (CLA)
  - 200 MHz
  - IEEE 754 Single-Precision Floating-Point Instructions
  - Executes Code Independently of Main CPU
- On-Chip Memory
  - 512KB (256KW) or 1MB (512KW) of Flash (ECC-Protected)
  - 132KB (66KW) or 164KB (82KW) of RAM (ECC-Protected or Parity-Protected)
  - Dual-Zone Security Supporting Third-Party Development
- Clock and System Control
  - Two Internal Zero-Pin 10-MHz Oscillators
  - On-Chip Crystal Oscillator
  - Windowed Watchdog Timer Module
  - Missing Clock Detection Circuitry
- 1.2-V Core, 3.3-V I/O Design
- System Peripherals
  - Two External Memory Interfaces (EMIFs) With ASRAM and SDRAM Support
  - 6-Channel Direct Memory Access (DMA) Controller
  - Up to 169 Individually Programmable, Multiplexed General-Purpose Input/Output (GPIO) Pins With Input Filtering
  - Expanded Peripheral Interrupt Controller (ePIE)
  - Multiple Low-Power Mode (LPM) Support With External Wakeup
- Communications Peripherals
  - USB 2.0 (MAC + PHY)
  - Support for 12-Pin 3.3 V-Compatible Universal Parallel Port (uPP) Interface
  - Two Controller Area Network (CAN) Modules (Pin-Bootable)
  - Three High-Speed (up to 50-MHz) SPI Ports (Pin-Bootable)
  - Two Multichannel Buffered Serial Ports (McBSPs)
  - Four Serial Communications Interfaces (SCI/UART) (Pin-Bootable)
  - Two I2C Interfaces (Pin-Bootable)
- Analog Subsystem
  - Up to Four Analog-to-Digital Converters (ADCs)
    - 16-Bit Mode
      - 1.1 MSPS Each (up to 4.4-MSPS System Throughput)
      - Differential Inputs
      - Up to 12 External Channels
    - 12-Bit Mode
      - 3.5 MSPS Each (up to 14-MSPS System Throughput)
      - Single-Ended Inputs
      - Up to 24 External Channels
    - Single Sample-and-Hold (S/H) on Each ADC
    - Hardware-Integrated Post-Processing of ADC Conversions
      - Saturating Offset Calibration
      - Error From Setpoint Calculation
      - High, Low, and Zero-Crossing Compare, With Interrupt Capability
      - Trigger-to-Sample Delay Capture
  - Eight Windowed Comparators With 12-Bit Digital-to-Analog Converter (DAC) References
  - Three 12-Bit Buffered DAC Outputs
- Enhanced Control Peripherals
  - 24 PWM Channels With Enhanced Features
  - 16 High-Resolution Pulse Width Modulator (HRPWM) Channels
    - High Resolution on Both A and B Channels of 8 PWM Modules
    - Dead-Band Support (on Both Standard and High Resolution)
  - Six Enhanced Capture (eCAP) Modules
  - Three Enhanced Quadrature Encoder Pulse (eQEP) Modules
  - Eight Sigma-Delta Filter Module (SDFM) Input Channels, 2 Parallel Filters per Channel
    - Standard SDFM Data Filtering
    - Comparator Filter for Fast Action for Out of Range

An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

LAUNCHXL-F28377S Overview



5.6 Electrical Characteristics

over recommended operating conditions (unless otherwise noted)

PARAMETER			TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{OH}	High-level output voltage		I_{OH} = I_{OH} MIN	V_{DDIO} * 0.8			V
			I_{OH} = –100 µA	V_{DDIO} – 0.2			
V_{OL}	Low-level output voltage		I_{OL} = I_{OL} MAX			0.4	V
			I_{OL} = 100 µA			0.2	
I_{OH}	High-level output source current for all output pins			–4			mA
I_{OL}	Low-level output sink current for all output pins					4	mA
V_{IH}	High-level input voltage (3.3 V)	GPIO0–GPIO7, GPIO42–GPIO43, GPIO46–GPIO47		V_{DDIO} * 0.7		V_{DDIO} + 0.3	V
		All other pins		2.0		V_{DDIO} + 0.3	
V_{IL}	Low-level input voltage (3.3 V)			V_{SS} – 0.3		0.8	V
$I_{pulldown}$	Input current	Digital inputs with pulldown(1)	V_{DDIO} = 3.3 V V_{IN} = V_{DDIO}		120		µA
I_{pullup}	Input current	Digital inputs with pullup enabled(1)	V_{DDIO} = 3.3 V V_{IN} = 0 V		150		µA
I_{LEAK}	Pin leakage	Digital	Pullups disabled 0 V ≤ V_{IN} ≤ V_{DDIO}			2	µA
		Analog (except ADCINB0 or DACOUTx)	0 V ≤ V_{IN} ≤ V_{DDA}			2	
		ADCINB0			2	11 (2)	
		DACOUTx			66		
C_I	Input capacitance				2		pF

(1) See Table 4-2 for a list of pins with a pullup or pulldown.
(2) The MAX input leakage shown on ADCINB0 is at high temperature.

B.2 MOSFET STP75NF75

STB75NF75
STP75NF75 - STP75NF75FP

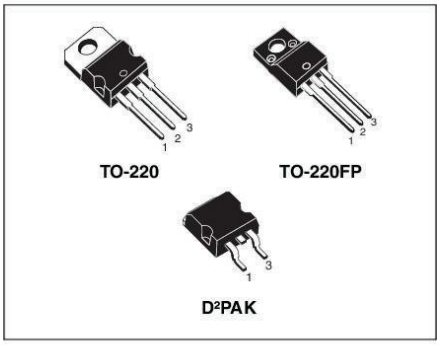
N-channel 75V - 0.0095Ω - 80A - TO-220 - TO-220FP - D²PAK
STripFET™ II Power MOSFET

General features

Type	V_{DSS}	$R_{DS(on)}$	I_D
STB75NF75	75V	<0.011Ω	80A(1)
STP75NF75	75V	<0.011Ω	80A(1)
STP75NF75FP	75V	<0.011Ω	80A(1)

1. Current limited by package

- Exceptional dv/dt capability
- 100% avalanche tested



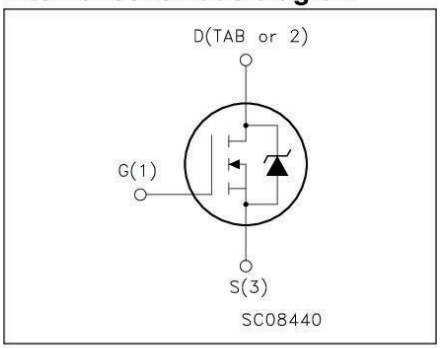
Description

This Power MOSFET series realized with STMicroelectronics unique STripFET™ process has specifically been designed to minimize input capacitance and gate charge. It is therefore suitable as primary switch in advanced high-efficiency, high-frequency isolated DC-DC converters for Telecom and Computer applications. It is also intended for any applications with low gate drive requirements.

Applications

- Switching application

Internal schematic diagram



Order codes

Part number	Marking	Package	Packaging
STB75NF75T4	B75NF75	D²PAK	Tape & reel
STP75NF75	P75NF75	TO-220	Tube
STP75NF75FP	P75NF75	TO-220FP	Tube

1 Electrical ratings

Table 1. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value		Unit
		D^2PAK /TO-220	TO-220FP	
V_{DS}	Drain-source voltage (V_{GS} = 0)	75		V
V_{DGR}	Drain-gate voltage (R_{GS} = 20KΩ)	75		V
V_{GS}	Gate-source voltage	± 20		V
I_D (1)	Drain current (continuous) at T_C = 25°C	80	80	A
I_D (1)	Drain current (continuous) at T_C=100°C	70	70	A
I_{DM} (2)	Drain current (pulsed)	320	320	A
P_{TOT}	Total dissipation at T_C = 25°C	300	45	W
	Derating factor	2.0	0.3	W/°C
dv/dt (3)	Peak diode recovery voltage slope	12		V/ns
E_{AS} (4)	Single pulse avalanche energy	700		mJ
V_{ISO}	Insulation withstand voltage (RMS) from all three leads to external heat sink (t=1s;T_C=25°C)	--	2000	V
T_J T_{stg}	Operating junction temperature Storage temperature	-55 to 175		°C

1. Current limited by package
2. Pulse width limited by safe operating area
3. I_{SD} ≤80A, di/dt ≤300A/µs, V_{DD} ≤$V_{(BR)DSS}$, T_j ≤T_{JMAX}
4. Starting T_J = 25 °C, I_D = 40A, V_{DD} = 37.5V

Table 2. Thermal data

Symbol	Parameter	Value		Unit
		D^2PAK /TO-220	TO-220FP	
R_{thJC}	Thermal resistance junction-case max	0.5	3.33	°C/W
R_{thJA}	Thermal resistance junction-ambient max	62.5		°C/W
T_l	Maximum lead temperature for soldering purpose(1)	300		°C

1. 1.6mm from case for 10sec)

2 Electrical characteristics

(T_{CASE}=25°C unless otherwise specified)

Table 3. On/off states

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	I_D = 250µA, V_{GS}= 0	75			V
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current (V_{GS} = 0)	V_{DS} = Max rating, V_{DS} = Max rating @125°C			1 10	µA µA
I_{GSS}	Gate body leakage current (V_{DS} = 0)	V_{GS} = ±20V			±100	nA
$V_{GS(th)}$	Gate threshold voltage	V_{DS}= V_{GS}, I_D = 250µA	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static drain-source on resistance	V_{GS}= 10V, I_D= 40A		0.0095	0.011	Ω

Table 4. Dynamic

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g_{fs} (1)	Forward transconductance	V_{DS} = 15V, I_D = 40A		20		S
C_{iss} C_{oss} C_{rss}	Input capacitance Output capacitance Reverse transfer capacitance	V_{DS} =25V, f = 1 MHz, V_{GS} = 0		3700 730 240		pF pF pF
Q_g Q_{gs} Q_{gd}	Total gate charge Gate-source charge Gate-drain charge	V_{DD} = 60V, I_D = 80A V_{GS} =10V		117 27 47	160	nC nC nC

1. Pulsed: pulse duration=300µs, duty cycle 1.5%

B.3 DRIVER IR2101

International
IOR Rectifier

Data Sheet No. PD60043 Rev.O

IR2101(S)/IR2102(S) &(PbF)

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
  Fully operational to +600V
  Tolerant to negative transient voltage
  dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout
- 3.3V, 5V, and 15V logic input compatible
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs (IR2101) or out of phase with inputs (IR2102)
- Also available LEAD-FREE

Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{O+/-}$	130 mA / 270 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	160 & 150 ns
Delay Matching	50 ns

Packages

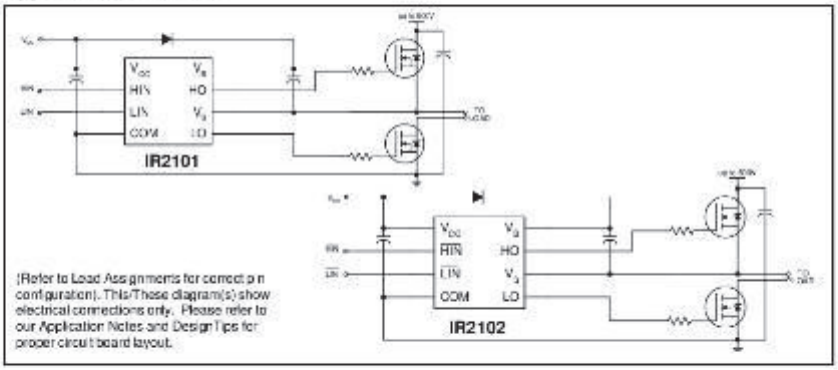
8 Lead SOIC
IR2101S/IR2102S

8-Lead PDIP
IR2101/IR2102

Description

The IR2101(S)/IR2102(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and Design Tips for proper circuit board layout.

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition		Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply voltage		-0.3	625	V
V_S	High side floating supply offset voltage		V_B - 25	V_B + 0.3	
V_{HO}	High side floating output voltage		V_S - 0.3	V_B + 0.3	
V_{CC}	Low side and logic fixed supply voltage		-0.3	25	
V_{LO}	Low side output voltage		-0.3	V_{CC} + 0.3	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN & LIN)		-0.3	V_{CC} + 0.3	
dV_S/dt	Allowable offset supply voltage transient		—	50	V/ns
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq +25°C$	(8 lead PDIP)	—	1.0	W
		(8 lead SOIC)	—	0.625	
Rth_{JA}	Thermal resistance, junction to ambient	(8 lead PDIP)	—	125	°C/W
		(8 lead SOIC)	—	200	
T_J	Junction temperature		—	150	°C
T_S	Storage temperature		-55	150	
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)		—	300	

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply absolute voltage	V_S + 10	V_S + 20	V
V_S	High side floating supply offset voltage	Note 1	600	
V_{HO}	High side floating output voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Low side and logic fixed supply voltage	10	20	
V_{LO}	Low side output voltage	0	V_{CC}	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN & LIN) (IR2101) & ($\overline{HIN}$ & $\overline{LIN}$) (IR2102)	0	V_{CC}	
T_A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -5 to +600V. Logic state held for V_S of -5V to $-V_{BS}$. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}) = 15V, C_L = 1000 pF and T_A = 25°C unless otherwise specified.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	—	160	220	ns	V_S = 0V
t_{off}	Turn-off propagation delay	—	150	220		V_S = 600V
t_r	Turn-on rise time	—	100	170		
t_f	Turn-off fall time	—	50	90		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	—	—	50		

Static Electrical Characteristics

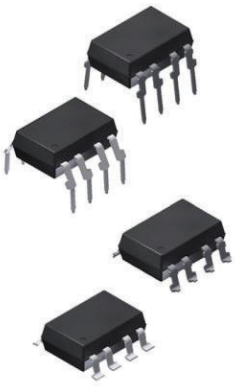
V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}) = 15V and T_A = 25°C unless otherwise specified. The V_{IN}, V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to COM. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

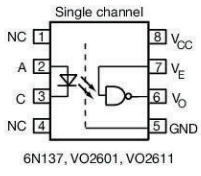
Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage (IR2101) Logic "0" input voltage (IR2102)	3	—	—	V	V_{CC} = 10V to 20V
V_{IL}	Logic "0" input voltage (IR2101) Logic "1"input voltage (IR2102)	—	—	0.8		V_{CC} = 10V to 20V
V_{OH}	High level output voltage, V_{BIAS} - V_O	—	—	100	mV	I_O = 0A
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	—	—	100		I_O = 0A
I_{LK}	Offset supply leakage current	—	—	50	µA	V_B = V_S = 600V
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	—	30	55		V_{IN} = 0V or 5V
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	—	150	270		V_{IN} = 0V or 5V
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	—	3	10		V_{IN} = 5V (IR2101) V_{IN} = 0V (IR2102)
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	—	—	1		V_{IN} = 0V (IR2101) V_{IN} = 5V (IR2102)
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	8	8.9	9.8	V	
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	7.4	8.2	9		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	130	210	—	mA	V_O = 0V V_{IN} = Logic "1" PW ≤ 10 µs
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	270	360	—		V_O = 15V V_{IN} = Logic "0" PW ≤ 10 µs

B.4 OPTOACOPLADOR 6N137

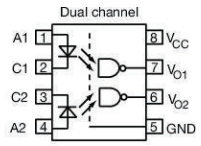
6N137, VO2601, VO2611, VO2630, VO2631, VO4661

High Speed Optocoupler, Single and Dual, 10 MBd





6N137, VO2601, VO2611



VO2630, VO2631, VO4661

FEATURES

- Choice of CMR performance of 15 kV/µs, 5 kV/µs, and 1000 V/µs
- High speed: 10 MBd typical
- +5 V CMOS compatibility
- Pure tin leads
- Guaranteed AC and DC performance over temperature
- Meets IEC 60068-2-42 (SO_2) and IEC 60068-2-43 (H_2S) requirements
- Low input current capability of 5 mA
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912

APPLICATIONS

- Microprocessor system interface
- PLC, ATE input / output isolation
- Computer peripheral interface
- Digital fieldbus isolation: CC-link, DeviceNet, profibus, SDS
- High speed A/D and D/A conversion
- AC plasma display panel level shifting
- Multiplexed data transmission
- Digital control power supply
- Ground loop elimination, noise isolation

AGENCY APPROVALS

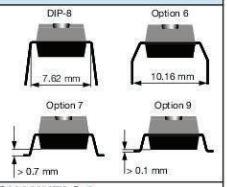
- UL1577
- cUL
- DIN EN 60747-5-5 (VDE 0884-5) available with option 1
- BS EN 60950-1
- CQC GB8898-2011, GB4943.1-2011

DESCRIPTION

The 6N137, VO2601, and VO2611 are single channel 10 MBd optocouplers utilizing a high efficient input LED coupled with an integrated optical photodiode IC detector. The detector has an open drain NMOS-transistor output, providing less leakage compared to an open collector Schottky clamped transistor output. The VO2630, VO2631, and VO4661 are dual channel 10 MBd optocouplers. For the single channel type, an enable function on pin 7 allows the detector to be strobed. The internal shield provides a guaranteed common mode transient immunity of 5 kV/µs for the VO2601 and VO2631 and 15 kV/µs for the VO2611 and VO4661. The use of a 0.1 µF bypass capacitor connected between pin 5 and 8 is recommended.

ORDERING INFORMATION

V	O	2	6	0	1	-	X	0	#	#	T
PART NUMBER							PACKAGE OPTION				TAPE AND REEL



AGENCY CERTIFIED/PACKAGE	CHANNELS 1			CHANNELS 2		
	CMR (V/µs)			CMR (V/µs)		
BSI, UL, cUL	**1000**	**5000**	**15 000**	**1000**	**5000**	**15 000**
DIP-8	6N137	VO2601	VO2611	VO2630	VO2631	VO4661
DIP-8, 400 mil (option 6)	6N137-X006	VO2601-X006	VO2611-X006	VO2630-X006	VO2631-X006	VO4661-X006
SMD-8 (option 7)	6N137-X007T	VO2601-X007T	VO2611-X007T	VO2630-X007T	VO2631-X007T	VO4661-X007T
SMD-8 (option 9)	6N137-X009T	-	-	VO2630-X009T	-	-
VDE, BSI, UL, cUL	**1000**	**5000**	**15 000**	**1000**	**5000**	**15 000**
DIP-8, 400 mil (option 6)	-	VO2601-X016	VO2611-X016	-	VO2631-X016	-
SMD-8 (option 7)	-	VO2601-X017T	VO2611-X017T	-	VO2631-X017T	-

For technical questions, contact: optocoupleranswers@vishay.com
THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

TRUTH TABLE (positive logic)		
LED	**ENABLE**	**OUTPUT**
On	H	L
Off	H	H
On	L	H
Off	L	H
On	NC	L
Off	NC	H

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)				
PARAMETER	**CONDITIONS**	**SYMBOL**	**VALUE**	**UNIT**
INPUT				
Average forward current (single channel)		I_F	20	mA
Average forward current (per channel for dual channel)		I_F	15	mA
Reverse input voltage		V_R	5	V
Enable input voltage		V_E	V_{CC} + 0.5 V	V
Enable input current		I_E	5	mA
Surge current	t = 100 µs	I_{FSM}	200	mA
Output power dissipation (single channel)		P_{diss}	35	mW
Output power dissipation (per channel for dual channel)		P_{diss}	25	mW
OUTPUT				
Supply voltage	1 min maximum	V_{CC}	7	V
Output current		I_O	50	mA
Output voltage		V_O	7	V
Output power dissipation (single channel)		P_{diss}	85	mW
Output power dissipation (per channel for dual channel)		P_{diss}	60	mW
COUPLER				
Storage temperature		T_{stg}	-55 to +150	°C
Operating temperature		T_{amb}	-40 to +100	°C
Lead solder temperature	for 10 s		260	°C
Solder reflow temperature			260	°C

Note

- Stresses in excess of the absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods of the time can adversely affect reliability.

For technical questions, contact: optocoupleranswers@vishay.com
THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)						
PARAMETER	**TEST CONDITION**	**SYMBOL**	**MIN.**	**TYP.**	**MAX.**	**UNIT**
INPUT						
Input forward voltage	I_F = 10 mA	V_F	1.1	1.4	1.7	V
Reverse current	V_R = 5 V	I_R	-	0.01	10	µA
Input capacitance	f = 1 MHz, V_F = 0 V	C_I	-	55	-	pF
OUTPUT						
High level supply current (single channel)	V_E = 0.5 V, I_F = 0 mA	I_{CCH}	-	4.1	7	mA
	V_E = V_{CC}, I_F = 0 mA	I_{CCH}	-	3.3	6	mA
High level supply current (dual channel)	I_F = 0 mA	I_{CCH}	-	6.5	12	mA
Low level supply current (single channel)	V_E = 0.5 V, I_F = 10 mA	I_{CCL}	-	4	7	mA
	V_E = V_{CC}, I_F = 10 mA	I_{CCL}	-	3.3	6	mA
Low level supply current (dual channel)	I_F = 10 mA	I_{CCL}	-	6.5	12	mA
High level output current	V_E = 2 V, V_{CC} = 5.5 V, I_F = 250 µA	I_{OH}	-	0.002	1	µA
Low level output voltage	V_E = 2 V, I_F = 5 mA, I_{OL} (sinking) = 13 mA	V_{OL}	-	0.2	0.6	V
Input threshold current	V_E = 2 V, V_{CC} = 5.5 V, I_{OL} (sinking) = 13 mA	I_{TH}	-	2.4	5	mA
High level enable current	V_E = 2 V	I_{EH}	-	-0.6	-1.6	mA
Low level enable current	V_E = 0.5 V	I_{EL}	-	-0.8	-1.6	mA
High level enable voltage		V_{EH}	2	-	-	V
Low level enable voltage		V_{EL}	-	-	0.8	V

Note

- Minimum and maximum values are testing requirements. Typical values are characteristics of the device and are the result of engineering evaluation. Typical values are for information only and are not part of the testing requirements.

SWITCHING CHARACTERISTICS						
PARAMETER	**TEST CONDITION**	**SYMBOL**	**MIN.**	**TYP.**	**MAX.**	**UNIT**
Propagation delay time to high output level	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF	t_{PLH}	20	48	75 (1)	ns
		t_{PLH}	-	-	100	ns
Propagation delay time to low output level	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF	t_{PHL}	25	50	75 (1)	ns
		t_{PHL}	-	-	100	ns
Pulse width disortion	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF	$\|t_{PHL} - t_{PLH}\|$	-	2.9	35	ns
Propagation delay skew	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF	t_{PSK}	-	8	40	ns
Output rise time (10 % to 90 %)	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF	t_r	-	23	-	ns
Output fall time (90 % to 10 %)	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF	t_f	-	7	-	ns
Propagation delay time of enable from V_{EH} to V_{EL}	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF, V_{EL} = 0 V, V_{EH} = 3 V	t_{ELH}	-	12	-	ns
Propagation delay time of enable from V_{EL} to V_{EH}	R_L = 350 Ω, C_L = 15 pF, V_{EL} = 0 V, V_{EH} = 3 V	t_{EHL}	-	11	-	ns

Notes

- Over recommended temperature (T_{amb} = -40 °C to +100 °C), V_{CC} = 5 V, I_F = 7.5 mA unless otherwise specified. All typicals at T_{amb} = 25 °C, V_{CC} = 5 V.

(1) 75 ns applies to the 6N137 only, a JEDEC® registered specification

For technical questions, contact: optocoupleranswers@vishay.com
THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

B.5 DIODO FR107

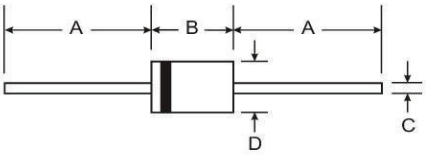
FR106 / FR107

1.0A FAST RECOVERY RECTIFIER

NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS,
PLEASE USE PR1006G - PR1007G

Features

- Plastic Package: UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Capable of Meeting the Environmental Tests in MIL-STD-750C
- High Reliability and Low Leakage
- Fast Switching for High Efficiency



Mechanical Data

- Case: DO-41, Molded Plastic
- Terminals: Axial Lead, Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Mounting Position: Any
- Polarity: Cathode Band
- Weight: 0.35 grams (approx.)

DO-41		
Dim	**Min**	**Max**
A	25.4	—
B	4.1	5.2
C	0.71	0.86
D	2.0	2.7
All Dimensions in mm		

Maximum Ratings and Electrical Characteristics

Rating at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.
Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.

Characteristic	Symbol	FR106	FR107	Unit
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V_{RSM}	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current 9.5mm Lead Lengths @ T_A = 75°C	$I_{(AV)}$	1.0		A
Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I_{FSM}	30		A
Maximum Forward Voltage at 1.0A	V_F	1.3		V
Maximum DC Reverse Current @ T_A = 25°C at Rated DC Blocking Voltage @ T_A = 100°C	I_R	5.0 100		μA
Typical Thermal Resistance (Note 1)	$R_{\theta JA}$	50		°C/W
Typical Junction Capacitance (Note 2)	C_J	15		pF
Maximum Reverse Recovery Time (Note 3)	T_{rr}	250	500	ns
Storage and Operating Temperature	T_J, T_{STG}	-65 to +175		°C

Notes: 1. Thermal Resistance from Junction to Ambient PC Board Mounting, 9.5mm Lead Length.
2. Measured at 1.0MHz and applied reverse voltage of 4.0 Volts.
3. Measured with I_F= 0.5A, I_R=1.0A, I_{RR}=.25A

© Diodes Incorporated

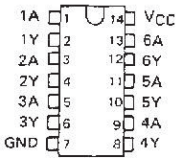
B.6 SCHMITT TRIGGER SN7414

SDLS049

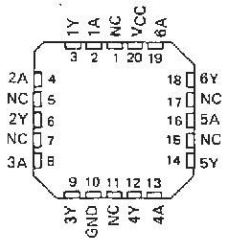
SN5414, SN54LS14, SN7414, SN74LS14
HEX SCHMITT-TRIGGER INVERTERS
DECEMBER 1983 REVISED MARCH 1988

- **Operation from Very Slow Edges**
- **Improved Line-Receiving Characteristics**
- **High Noise Immunity**

SN5414, SN54LS14 . . . J OR W PACKAGE
SN7414 . . . N PACKAGE
SN74LS14 . . . D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



SN54LS14 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

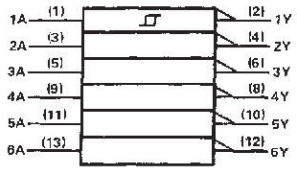
description

Each circuit functions as an inverter, but because of the Schmitt action, it has different input threshold levels for positive (V_{T+}) and for negative going (V_{T-}) signals.

These circuits are temperature-compensated and can be triggered from the slowest of input ramps and still give clean, jitter-free output signals.

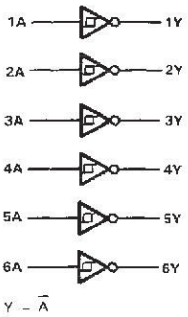
The SN5414 and SN54LS14 are characterized for operation over the full military temperature range of −55°C to 125°C. The SN7414 and the SN74LS14 are characterized for operation from 0°C to 70°C.

logic symbol†



† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.
Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages.

logic diagram (positive logic)



$Y = \overline{A}$

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

recommended operating conditions

		SN5414			SN7414			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V_{CC}	Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
I_{OH}	High-level output current			−0.8			−0.8	mA
I_{OL}	Low-level output current			16			16	mA
T_A	Operating free-air temperature	−55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†			MIN	TYP‡	MAX	UNIT
V_{T+}	V_{CC} = 5 V			1.5	1.7	2	V
V_{T-}	V_{CC} = 5 V			0.6	0.9	1.1	V
Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	V_{CC} = 5 V			0.4	0.8		V
V_{IK}	V_{CC} = MIN,	I_I = −12 mA				−1.5	V
V_{OH}	V_{CC} = MIN,	V_I = 0.6 V,	I_{OH} = −0.8 mA	2.4	3.4		V
V_{OL}	V_{CC} = MIN,	V_I = 2 V,	I_{OL} = 16 mA		0.2	0.4	V
I_{T+}	V_{CC} = 5 V,	$V_I = V_{T+}$			−0.43		mA
I_{T-}	V_{CC} = 5 V,	$V_I = V_{T-}$			−0.56		mA
I_I	V_{CC} = MAX,	V_I = 5.5 V				1	mA
I_{IH}	V_{CC} = MAX,	V_{IH} = 2.4 V				40	μA
I_{IL}	V_{CC} = MAX,	V_{IL} = 0.4 V			−0.8	−1.2	mA
I_{OS}§	V_{CC} = MAX			−18		−55	mA
I_{CCH}	V_{CC} = MAX				22	36	mA
I_{CCL}	V_{CC} = MAX				39	60	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.
§ Not more than one output should be shorted at a time.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH}	A	Y	R_L = 400 Ω,	C_L = 15 pF		15	22	ns
t_{PHL}						15	22	ns

recommended operating conditions

		SN54LS14			SN74LS14			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V_{CC}	Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
I_{OH}	High-level output current			−0.4			−0.4	mA
I_{OL}	Low-level output current			4			8	mA
T_A	Operating free-air temperature	−55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†			SN54LS14			SN74LS14			UNIT
				MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V_{T+}	V_{CC} = 5 V			1.4	1.6	1.9	1.4	1.6	1.9	V
V_{T-}	V_{CC} = 5 V			0.5	0.8	1	0.5	0.8	1	V
Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	V_{CC} = 5 V			0.4	0.8		0.4	0.8		V
V_{IK}	V_{CC} = MIN,	I_I = −18 mA				−1.5			−1.5	V
V_{OH}	V_{CC} = MIN,	V_I = 0.5 V,	I_{OH} = −0.4 mA	2.5	3.4		2.7	3.4		V
V_{OL}	V_{CC} = MIN,	V_I = 1.9 V	I_{OL} = 4 mA		0.25	0.4		0.25	0.4	V
			I_{OL} = 8 mA					0.35	0.5	
I_{T+}	V_{CC} = 5 V,	$V_I = V_{T+}$			−0.14			−0.14		mA
I_{T-}	V_{CC} = 5 V,	$V_I = V_T$			−0.18			−0.18		mA
I_I	V_{CC} = MAX,	V_I = 7 V				0.1			0.1	mA
I_{IH}	V_{CC} = MAX,	V_{IH} = 2.7 V				20			20	µA
I_{IL}	V_{CC} = MAX,	V_{IL} = 0.4 V				−0.4			−0.4	mA
I_{OS}§	V_{CC} = MAX			20		100	−20		−100	mA
I_{CCH}	V_{CC} = MAX				8.6	16		8.6	16	mA
I_{CCL}	V_{CC} = MAX				12	21		12	21	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.
§ Not more than one output should be shorted at a time, and duration of the short-circuit should not exceed one second.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH}	A	Y	R_L = 2 kΩ, C_L = 15 pF		15	22	ns
t_{PHL}					15	22	ns

B.7 CONVERSOR DC/DC AISLADO RPA50S

Features

Regulated Converter

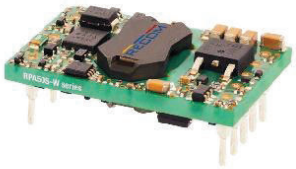
- Sixteenth brick format
- 4:1 input voltage range
- 2.25kV basic isolation
- Remote ON/OFF and trim pins
- UVLO, OTP, OVP, OCP and SCP
- Efficiency up to 91%

RECOM
DC/DC Converter

RPA50S-W

50Watt
1/16 Brick
Single Output

3 YEAR Warranty



UL60950-1 certified
IEC/EN60950-1 certified

Description

The RPA50S is a low cost 50W DC/DC converter in industry standard 1/16th brick format (33mm x 23mm) and pinning. The 4:1 input range covers 24V, 28V or 48V nominal input voltages and the output voltage options are 3.3V, 5V or 12V with +10%/-20% trim. Output power is 40W from 18-75V or 50W from 36-75V. The efficiency is particularly high (88-91%) to permit full load operation from -40°C up to +54°C ambient temperature with only free air convection and up to 85°C with forced air cooling. The isolation voltage is 2.25kVDC/1 minute (basic insulation grade). Applications include demanding industrial power supplies, telecom and PoE circuits.

Selection Guide

Part Number	nom. Input Voltage Range[1] [VDC]	Output Voltge [VDC]	Output Current [A]	Efficiency max.[1] [%]	Max. Capacitive typ. Load[2] [µF]
RPA50S-483.3SW/P	18-75	3.3	15	90.5	10000
RPA50S-4805SW/P	18-75	5	10	91	5000
RPA50S-4812SW/P	18-75	12	4.2	89	2200

Notes:
Note1: Efficiency is tested at nominal input and full load at +25°C ambient
Note2: Max. Cap Load is tested at nominal input and full resistive load

Model Numbering

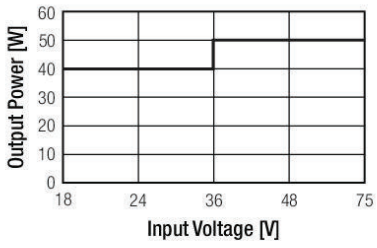
RPA50S-___ ___ SW/P
- Input Voltage
- Output Voltage
- Positive CTRL logic
- Single

Ordering Examples
RPA50S-4805SW/P = 48V Input, 5V Output, Single, Pos. CTRL function

Specifications (measured @ Ta = 25°C, nom. Vin, full load and after warm-up unless otherwise stated)

BASIC CHARACTERISTICS

Parameter	Condition	Min.	Typ.	Max.
Internal Input Filter				Pi-Type
Input Voltage Range	nom. Vin = 48V	18VDC	48VDC	75VDC
Input Surge Voltage	100ms			100VDC
Under Voltage Lockout (UVLO)	DC-DC ON DC-DC OFF	16VDC 15VDC	17VDC 16VDC	18VDC 17VDC
Input Current Range	18Vin			3.9A
Quiescent Current	3.3Vout 5Vout 12Vout		30mA 40mA 20mA	



continued on next page

RECOM
DC/DC Converter

RPA50S-W
Series

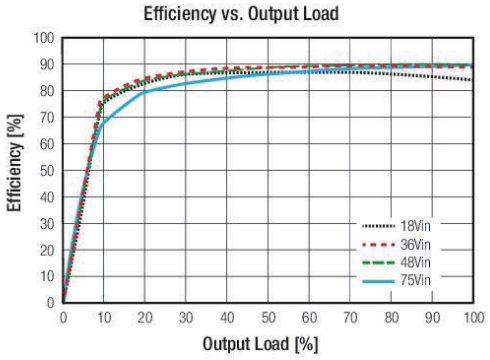
Specifications (measured @ Ta = 25°C, nom. Vin, full load and after warm-up unless otherwise stated)

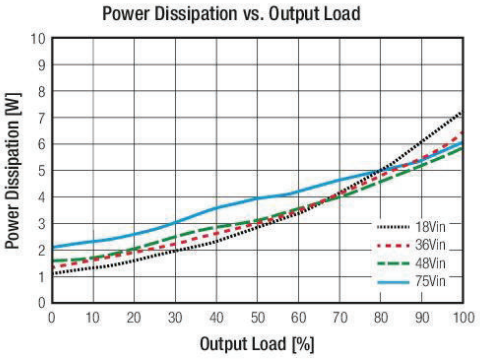
BASIC CHARACTERISTICS						
Parameter	**Condition**			**Min.**	**Typ.**	**Max.**
Output Voltage Trimming				-20%		+10%
Minimum Load				0%		
Start-up Time	Power up Remote ON/OFF				30ms 30ms	
ON/OFF CTRL	Positive Logic	3.3 & 5Vout	DC-DC ON DC-DC OFF	Open or 2.4V < Vr < 18V Short or 0V < Vr < 0.8V		
		12Vout	DC-DC ON DC-DC OFF	Open or 2V < Vr < 18V Short or 0V < Vr < 0.8V		
Input Current of CTRL pin						1mA
Standby Current						6.5mA
Internal Operating Frequency	3.3 & 5Vout 12Vout				580kHz 440kHz	
Output Ripple & Noise[3]	5MHz to 20MHz BW.	3.3 & 5Vout			60mVp-p	
		12Vout			100mVp-p	150mVp-p
Remote Sense						10%

Notes:

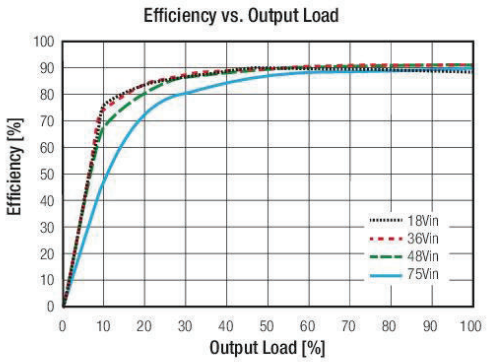
Note3: measured with 1µF ceramic and 10µF tantalum in parallel accross O/P

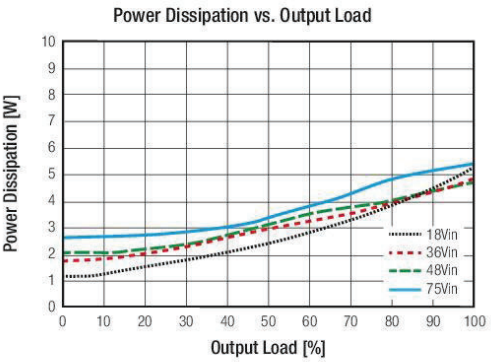
RPA50S-483.3SW/P





RPA50S-4805SW/P





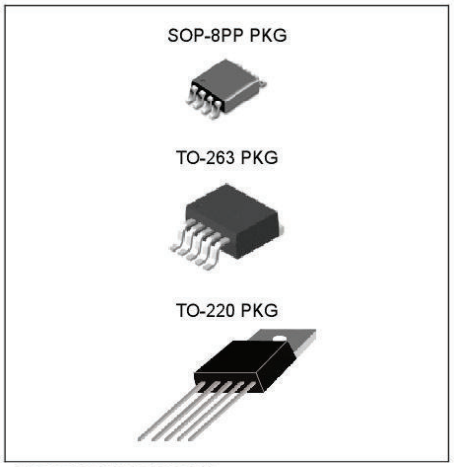
continued on next page

B.8 CONVERSOR DC/DC NO AISLADO LM2596HV

60V, 3A, 150kHz, Step-down Switching Regulator LM2596HV

FEATURES

- 3.3V, 5V, 12V and Adjustable output versions
- Adjustable version output voltage range, 1.23V to 57V
- ±4% max over line and load condition
- Available in TO-220, TO-263 and SOP-8PP
- Guaranteed 3A output load current
- Input voltage range up to 60V
- Requires only 4 external components
- Excellent line and load regulation specifications
- 150kHz fixed frequency internal oscillator
- Low power standby mode, I_{STB} typically 30uA
- High efficiency
- Thermal shutdown and current limit protection
- Output short protection by reduction of frequency by 3 times



ORDERING INFORMATION

Device	Package
LM2596HVGDP-ADJ	SOP-8PP
LM2596HVGDP-X.X	
LM2596HVGR-ADJ	TO-263 5L
LM2596HVGR-X.X	
LM2596HVGT-ADJ	TO-220 5L
LM2596HVGT-X.X	

X.X = Output Voltage = 3.3, 5.0, 12

APPLICATION

- Simple high-efficiency step-down (buck) regulator
- Efficient pre-regulator for linear regulators
- On-card switching regulators

DESCRIPTION

The LM2596HV series of regulators are monolithic integrated circuits that provide all the active functions for a step-down (buck) switching regulator, capable of driving a 3A load with excellent line and load regulation. These devices are available in fixed output voltages of 3.3V, 5V, 12V, and an adjustable output version.
Available in a standard 5-lead TO-220 package and a 5-lead TO-263 surface mount package.
External shutdown is included, featuring typically 30 μA standby current. The output switch includes cycle-by-cycle current limiting, as well as thermal shutdown, and protection from output short for full protection under fault conditions.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNIT
Supply Voltage	V_{IN}	-	63	V
ON/OFF Pin Input Voltage	$V_{ON/OFF}$	-0.3	60 (or V_{IN})	V
FB pin voltage	V_{FB}	-0.3	25 (or V_{IN})	V
Output voltage to GND	V_{OUT}	-1		V
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65	150	℃
Maximum Junction Temperature Range	$T_{J,MAX}$	-	150	℃

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless specified otherwise, V_{IN} = 12V for the 3.3V, 5V and adjustable versions, I_{LOAD} = 0.5A, V_{IN} = 18V for 12V version.
The boldface type denotes the specifications, which apply over full operating temperature range T_J = -40 to +125°C.

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITION (Note 2)		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
SYSTEM PARAMETERS (Note 3)							
Feedback Voltage	V_{FB}	LM2596HV-ADJ	8V ≤ V_{IN} ≤ 60V, 0.2A ≤ I_{LOAD} ≤ 3A	1.193 **1.180**	1.230	1.273 **1.285**	V
Output Voltage	V_O	LM2596HV-3.3	5.5V ≤ V_{IN} ≤ 60V, 0.2A ≤ I_{LOAD} ≤ 3A	3.185 **3.152**	3.30	3.432 **3.465**	V
		LM2596HV-5.0	8V ≤ V_{IN} ≤ 60V, 0.2A ≤ I_{LOAD} ≤ 3A	4.825 **4.775**	5.00	5.20 **5.25**	V
		LM2596HV-12	15V ≤ V_{IN} ≤ 60V, 0.2A ≤ I_{LOAD} ≤ 3A	11.58 **11.46**	12.00	12.48 **12.60**	V
Line Regulation	Line Reg	8 ≤ V_{IN} ≤ 60V, I_{LOAD} = 0.2A			0.3		%
Load Regulation	Load Reg	10mA ≤ I_{LOAD} ≤ 3A, V_{IN} = 12V			0.3		%
Efficiency	η	LM2596HV-ADJ	V_{IN} =12V, I_{LOAD} =3A, V_{OUT} = 5V		79		%
		LM2596HV-3.3	V_{IN} =12V, I_{LOAD} =3A		77		%
		LM2596HV-5.0	V_{IN} =12V, I_{LOAD} =3A		79		%
		LM2596HV-12	V_{IN} =15V, I_{LOAD} =3A		83		%
DEVICE PARAMETERS							
Quiescent Current	I_Q	V_{FB}=12V force driver off (Note 6)			5	8	mA
Feedback Bias Current	I_{FB}	V_{FB}=1.3V (Adjustable version only)		-250 **-450**	-70		nA
Shutdown Supply Current	I_{STB}	$V_{ON/OFF}$=5V, V_{IN}=60V			30	220 **280**	uA
Oscillator Frequency	F_{OSC}	(Note 8)		133 **120**	150	168 **180**	KHz
Oscillator Frequency of short Circuit Protect	F_{SCP}	When V_{OUT} < 40% from nominal, I_{OUT}=CL (Note 8)			50		KHz
Max. duty Cycle	$DC_{(MAX.)}$	V_{FB}=0V force driver on (Note 5)		**100**			%
Min. duty Cycle	$DC_{(MIN.)}$	V_{FB}=12V force driver off (V_{FB}=15V, For 12V Version)				**0**	

B.9 SENSOR DE CORRIENTE ACS712

Allegro MicroSystems, Inc.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 µs output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at T_A = 25°C
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 mΩ internal conductor resistance
- 2.1 kV_{RMS} minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage

TÜV America
Certificate Number:
U8V 06 05 54214 010

Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)

Approximate Scale 1:1

Description

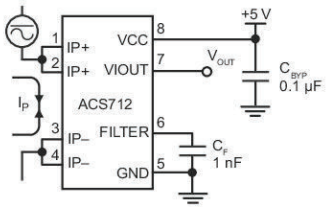
The Allegro® ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope (>$V_{IOUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 mΩ typical, providing low power

Continued on the next page…

Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT}, that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current, I_P, within the range specified. C_F is recommended for noise management, with values that depend on the application.

Description (continued)

loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 current sensor to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Selection Guide

Part Number	Packing*	T_A (°C)	Optimized Range, I_P (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	–40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	–40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	–40 to 85	±30	66

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V_{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V_{RCC}		–0.1	V
Output Voltage	V_{IOUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V_{RIOUT}		–0.1	V
Reinforced Isolation Voltage	V_{ISO}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T_A=25°C	2100	V
		Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	184	V_{peak}
Basic Isolation Voltage	$V_{ISO(bsc)}$	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T_A=25°C	1500	V
		Voltage applied to leadframe (Ip+ pins), based on IEC 60950	354	V_{peak}
Output Current Source	$I_{IOUT(Source)}$		3	mA
Output Current Sink	$I_{IOUT(Sink)}$		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I_P	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T_A	Range E	–40 to 85	°C
Maximum Junction Temperature	T_J(max)		165	°C
Storage Temperature	T_{stg}		–65 to 170	°C

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001

COMMON OPERATING CHARACTERISTICS[1] over full range of T_A, C_F = 1 nF, and V_{CC} = 5 V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
Supply Voltage	V_{CC}		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I_{CC}	V_{CC} = 5.0 V, output open	–	10	13	mA
Output Capacitance Load	C_{LOAD}	VIOUT to GND	–	–	10	nF
Output Resistive Load	R_{LOAD}	VIOUT to GND	4.7	–	–	kΩ
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	T_A = 25°C	–	1.2	–	mΩ
Rise Time	t_r	$I_P = I_P$(max), T_A = 25°C, C_{OUT} = open	–	5	–	µs
Frequency Bandwidth	f	–3 dB, T_A = 25°C; I_P is 10 A peak-to-peak	–	80	–	kHz
Nonlinearity	E_{LIN}	Over full range of I_P	–	1.5	–	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_P	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{IOUT(Q)}$	Bidirectional; I_P = 0 A, T_A = 25°C	–	$V_{CC} \times 0.5$	–	V
Power-On Time	t_{PO}	Output reaches 90% of steady-state level, T_J = 25°C, 20 A present on leadframe	–	35	–	µs
Magnetic Coupling[2]			–	12	–	G/A
Internal Filter Resistance[3]	$R_{F(INT)}$			1.7		kΩ

[1]Device may be operated at higher primary current levels, I_P, and ambient, T_A, and internal leadframe temperatures, T_A, provided that the Maximum Junction Temperature, T_J(max), is not exceeded.

[2]1G = 0.1 mT.

[3]$R_{F(INT)}$ forms an RC circuit via the FILTER pin.

COMMON THERMAL CHARACTERISTICS[1]

			Min.	Typ.	Max.	Units
Operating Internal Leadframe Temperature	T_A	E range	–40	–	85	°C
					Value	Units
Junction-to-Lead Thermal Resistance[2]	$R_{\theta JL}$	Mounted on the Allegro ASEK 712 evaluation board			5	°C/W
Junction-to-Ambient Thermal Resistance	$R_{\theta JA}$	Mounted on the Allegro 85-0322 evaluation board, includes the power consumed by the board			23	°C/W

[1]Additional thermal information is available on the Allegro website.

[2]The Allegro evaluation board has 1500 mm^2 of 2 oz. copper on each side, connected to pins 1 and 2, and to pins 3 and 4, with thermal vias connecting the layers. Performance values include the power consumed by the PCB. Further details on the board are available from the Frequently Asked Questions document on our website. Further information about board design and thermal performance also can be found in the Applications Information section of this datasheet.

B.10 AMPLIFICADOR ANALÓGICO AISLADO HCPL7840

HEWLETT® PACKARD

Analog Isolation Amplifier

Technical Data

HCPL-7840

Features

- **High Common Mode Rejection (CMR): 15 kV/µs at V_{CM} = 1000 V**
- **5% Gain Tolerance**
- **0.1% Nonlinearity**
- **Low Offset Voltage and Offset Temperature Coefficient**
- **100 kHz Bandwidth**
- **Performance Specified Over -40°C to 85°C Temperature Range**
- **Recognized Under UL 1577 and CSA Approved for Dielectric Withstand Proof Test Voltage of 2500 Vac, 1 Minute**
- **Standard 8-Pin DIP Package**

Applications

- **Motor Phase and Rail Current Sensing**
- **Inverter Current Sensing**
- **Switched Mode Power Supply Signal Isolation**
- **General Purpose Current Sensing and Monitoring**
- **General Purpose Analog Signal Isolation**

Description

The HCPL-7840 isolation amplifier provides accurate, electrically isolated and amplified representations of voltage and current.

When used with a shunt resistor in the current path, the HCPL-7840 offers superior reliability, cost effectiveness, size and autoinsertability compared with the traditional solutions such as current transformers and Hall-effect sensors.

The HCPL-7840 consists of a sigma-delta analog-to-digital converter optically coupled to a digital-to-analog converter. Superior performance in design critical specifications such as common-mode rejection, offset voltage, nonlinearity, operating temperature range and regulatory compliance make the HCPL-7840 the clear choice for designing reliable, lower-cost, reduced-size products such as motor controllers and inverters.

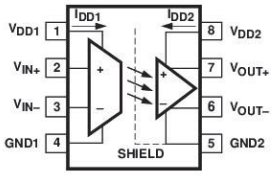
Common-mode rejection of 15 kV/µs makes the HCPL-7840 suitable for noisy electrical environments such as those generated by the high switching rates of power IGBTs.

Low offset voltage together with a low offset voltage temperature coefficient permits accurate use of auto-calibration techniques.

Gain tolerance of 5% with 0.1% nonlinearity further provide the performance necessary for accurate feedback and control.

A wide operating temperature range with specified performance allows the HCPL-7840 to be used in hostile industrial environments.

Functional Diagram

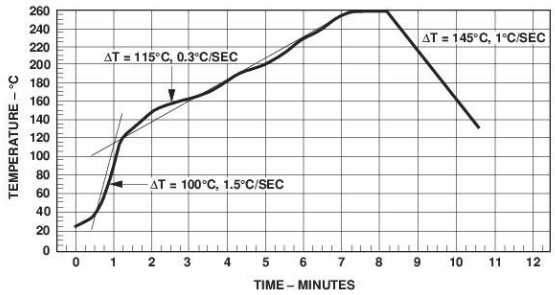


A 0.1 F bypass capacitor must be connected between pins 1 and 4 and between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

5965-4784E

Maximum Solder Reflow Thermal Profile



(NOTE: USE OF NON-CHLORINE ACTIVATED FLUXES IS RECOMMENDED.)

Regulatory Information

The HCPL-7840 has been approved by the following organizations:

UL Recognized under UL 1577, Component Recognition Program, File E55361.

CSA Approved under CSA Component Acceptance Notice #5, File CA 88324.

Insulation and Safety Related Specifications

Parameter	Symbol	Value	Units	Conditions
Min. External Air Gap (External Clearance)	L(IO1)	7.1	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air.
Min. External Tracking Path (External Creepage)	L(IO2)	7.4	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body.
Min. Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.08	mm	Through insulation distance, conductor to conductor, usually the direct distance between the photoemitter and photodetector inside the optocoupler cavity.
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index)	CTI	200	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group		IIIa		Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

Option 300 - surface mount classification is Class A in accordance with CECC 00802.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit	Note
Storage Temperature	T_S	-55	125	°C	
Ambient Operating Temperature	T_A	-40	85	°C	
Supply Voltages	V_{DD1}, V_{DD2}	0.0	5.5	V	
Steady-State Input Voltage	V_{IN+}, V_{IN-}	-2.0	V_{DD1} +0.5	V	1
2 Second Transient Input Voltage		-6.0			
Output Voltages	V_{OUT+}, V_{OUT-}	-0.5	V_{DD2} +0.5	V	
Lead Solder Temperature (10 sec., 1.6 mm below seating plane)	T_{LS}		260	°C	
Solder Reflow Temperature Profile	See Maximum Solder Reflow Thermal Profile Section				

Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit	Note
Ambient Operating Temperature	T_A	-40	85	°C	
Supply Voltages	V_{DD1}, V_{DD2}	4.5	5.5	V	
Input Voltage	V_{IN+}, V_{IN-}	-200	200	mV	1

DC Electrical Specifications

All specifications, typicals and figures are at the nominal operating conditions of V_{IN+} = 0 V, V_{IN-} = 0 V, T_A = 25°C, V_{DD1} = 5 V and V_{DD2} = 5 V, unless otherwise noted.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Fig.	Note
Input Offset Voltage	V_{OS}	-1.2	-0.2	1.0	mV		1	2
		-3.0	-0.2	2.0		-40°C ≤ T_A ≤ 85°C 4.5 ≤ (V_{DD1}, V_{DD2}) ≤ 5.5 V	1,2,3	
Gain	G	7.60	8.00	8.40	V/V	-200 ≤ V_{IN+} ≤ 200 mV	5	
		7.44	8.00	8.56		-200 ≤ V_{IN+} ≤ 200 mV -40°C ≤ T_A ≤ 85°C 4.5 ≤ (V_{DD1}, V_{DD2}) ≤ 5.5 V	5,6,7	
200 mV Nonlinearity	NL_{200}		0.1	0.2	%	-200 ≤ V_{IN+} ≤ 200 mV	5, 8	3
				0.4		-200 ≤ V_{IN+} ≤ 200 mV -40°C ≤ T_A ≤ 85°C 4.5 ≤ (V_{DD1}, V_{DD2}) ≤ 5.5 V	5,8,9 10,12	
100 mV Nonlinearity	NL_{100}		0.05	0.1		-100 ≤ V_{IN+} ≤ 100 mV	5, 8	
				0.2		-100 ≤ V_{IN+} ≤ 100 mV -40°C ≤ T_A ≤ 85°C 4.5 ≤ (V_{DD1}, V_{DD2}) ≤ 5.5 V	5,8,9 11,12	
Maximum Input Voltage Before Output Clipping	$\lvert V_{IN+} \rvert_{MAX}$		320		mV		4	
Average Input Bias Current	I_{IN}		-0.57		µA		13	4
Average Input Resistance	R_{IN}		480		kΩ			
Input DC Common-Mode Rejection Ratio	$CMRR_{IN}$		69		dB			5
Output Resistance	R_O		1		Ω			
Output Low Voltage	V_{OL}		1.28		V	V_{IN+} = 400 mV	4	6
Output High Voltage	V_{OH}		3.84		V	V_{IN+} = -400 mV		
Output Common-Mode Voltage	V_{OCM}	2.20	2.56	2.80	V	-400 < V_{IN+} < 400 mV -40°C ≤ T_A ≤ 85°C 4.5 ≤ (V_{DD1}, V_{DD2}) ≤ 5.5 V		
Input Supply Current	I_{DD1}		8.7	15.5	mA		14	
Output Supply Current	I_{DD2}		8.8	14.5	mA		15	
Output Short-Circuit Current	$\lvert I_{OSC} \rvert$		11		mA	V_{OUT} = 0 V or V_{DD2}		7

B.11 AMPLIFICADOR OPERACIONAL LM324

Product Folder | Sample & Buy | Technical Documents | Tools & Software | Support & Community

TEXAS INSTRUMENTS

LM124-N, LM224-N
LM2902-N, LM324-N

SNOSC16D – MARCH 2000 – REVISED JANUARY 2015

LMx24-N, LM2902-N Low-Power, Quad-Operational Amplifiers

1 Features

- Internally Frequency Compensated for Unity Gain
- Large DC Voltage Gain 100 dB
- Wide Bandwidth (Unity Gain) 1 MHz (Temperature Compensated)
- Wide Power Supply Range:
  - Single Supply 3 V to 32 V
  - or Dual Supplies ±1.5 V to ±16 V
- Very Low Supply Current Drain (700 µA) —Essentially Independent of Supply Voltage
- Low Input Biasing Current 45 nA (Temperature Compensated)
- Low Input Offset Voltage 2 mV and Offset Current: 5 nA
- Input Common-Mode Voltage Range Includes Ground
- Differential Input Voltage Range Equal to the Power Supply Voltage
- Large Output Voltage Swing 0 V to V^+ − 1.5 V
- **Advantages:**
  - Eliminates Need for Dual Supplies
  - Four Internally Compensated Op Amps in a Single Package
  - Allows Direct Sensing Near GND and V_{OUT} also Goes to GND
  - Compatible With All Forms of Logic
  - Power Drain Suitable for Battery Operation
  - In the Linear Mode the Input Common-Mode, Voltage Range Includes Ground and the Output Voltage
  - Can Swing to Ground, Even Though Operated from Only a Single Power Supply Voltage
  - Unity Gain Cross Frequency is Temperature Compensated
  - Input Bias Current is Also Temperature Compensated

2 Applications

- Transducer Amplifiers
- DC Gain Blocks
- Conventional Op Amp Circuits

3 Description

The LM124-N series consists of four independent, high-gain, internally frequency compensated operational amplifiers designed to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split-power supplies is also possible and the low-power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

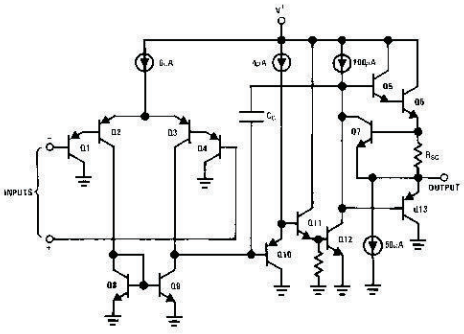
Application areas include transducer amplifiers, DC gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124-N series can directly operate off of the standard 5-V power supply voltage which is used in digital systems and easily provides the required interface electronics without requiring the additional ±15 V power supplies.

Device Information(1)

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM124-N	CDIP (14)	19.56 mm × 6.67 mm
LM224-N		
LM324-N	CDIP (14)	19.56 mm × 6.67 mm
	PDIP (14)	19.177 mm × 6.35 mm
	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
	TSSOP (14)	5.00 mm × 4.40 mm
LM2902-N	PDIP (14)	19.177 mm × 6.35 mm
	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
	TSSOP (14)	5.00 mm × 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

Schematic Diagram



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

See (1) (2).

			LM124-N/LM224-N/LM324-N LM124A/LM224A/LM324A		LM2902-N		
			MIN	MAX	MIN	MAX	UNIT
Supply Voltage, V^+				32		26	V
Differential Input Voltage				32		26	V
Input Voltage			−0.3	32	−0.3	26	V
Input Current (V_{IN} < −0.3 V) (3)				50		50	mA
Power Dissipation (4)	PDIP			1130		1130	mW
	CDIP			1260		1260	mW
	SOIC Package			800		800	mW
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (5)		V^+ ≤ 15 V and T_A = 25°C	Continuous		Continuous		
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)				260		260	°C
Soldering Information	Dual-In-Line Package	Soldering (10 seconds)		260		260	°C
	Small Outline Package	Vapor Phase (60 seconds)		215		215	°C
		Infrared (15 seconds)		220		220	°C
Storage temperature, T_{stg}			−65	150	−65	150	°C

(1) Refer to RETS124AX for LM124A military specifications and refer to RETS124X for LM124-N military specifications.
(2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
(3) This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than −0.3 V (at 25°C).
(4) For operating at high temperatures, the LM324-N/LM324A/LM2902-N must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 88°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224-N/LM224A and LM124-N/LM124A can be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate of to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.
(5) Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+. At values of supply voltage in excess of 15 V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

6.2 ESD Ratings

			VALUE	UNIT
$V_{(ESD)}$	Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 (1)	±250	V

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	MIN	MAX	UNIT
Supply Voltage (V^+ - V^-): LM124-N/LM124A/LM224-N/LM224A/LM324-N/LM324A	3	32	V
Supply Voltage (V^+ - V^-): LM2902-N	3	26	V
Operating Input Voltage on Input pins	0	V+	V
Operating junction temperature, T_J: LM124-N/LM124A	-55	125	°C
Operating junction temperature, T_J: L2902-N	-40	85	°C
Operating junction temperature, T_J: LM224-N/LM224A	-25	85	°C
Operating junction temperature, T_J: LM324-N/LM324A	0	70	°C

Copyright © 2000–2015, Texas Instruments Incorporated

6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC[1]		LM124-N / LM224-N	LM324-N / LM2902-N	UNIT
		J/CDIP	D/SOIC	
		14 PINS	14 PINS	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-ambient thermal resistance	88	88	°C/W

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *IC Package Thermal Metrics* application report, SPRA953.

6.5 Electrical Characteristics: LM124A/224A/324A

V^+ = 5.0 V, [1], unless otherwise stated

PARAMETER		TEST CONDITIONS	LM124A			LM224A			LM324A			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage		T_A = 25°C[2]		1	2		1	3		2	3	mV
Input Bias Current[3]		$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, V_{CM} = 0 V, T_A = 25°C		20	50		40	80		45	100	nA
Input Offset Current		$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, V_{CM} = 0 V, T_A = 25°C		2	10		2	15		5	30	nA
Input Common-Mode Voltage Range[4]		V^+ = 30 V, (LM2902-N, V^+ = 26 V), T_A = 25°C	0		V^+–1.5	0		V^+–1.5	0		V^+–1.5	V
Supply Current		Over Full Temperature Range, R_L = ∞ On All Op Amps V^+ = 30 V (LM2902-N V^+ = 26 V)		1.5	3		1.5	3		1.5	3	mA
		V^+ = 5 V		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2	
Large Signal Voltage Gain		V^+ = 15 V, R_L ≥ 2 kΩ, (V_O = 1 V to 11 V), T_A = 25°C	50	100		50	100		25	100		V/mV
Common-Mode Rejection Ratio		DC, V_{CM} = 0 V to V^+ – 1.5 V, T_A = 25°C	70	85		70	85		65	85		dB
Power Supply Rejection Ratio		V^+ = 5 V to 30 V, (LM2902-N, V^+ = 5V to 26 V), T_A = 25°C	65	100		65	100		65	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling[5]		f = 1 kHz to 20 kHz, T_A = 25°C, (Input Referred)		–120			–120			–120		dB
Output Current	Source	V_{IN}^+ = 1 V, V_{IN}^- = 0 V, V^+ = 15 V, V_O = 2 V, T_A = 25°C	20	40		20	40		20	40		mA
	Sink	V_{IN}^- = 1 V, V_{IN}^+ = 0 V, V^+ = 15 V, V_O = 2 V, T_A = 25°C	10	20		10	20		10	20		µA
		V_{IN}^- = 1 V, V_{IN}^+ = 0 V, V^+ = 15 V, V_O = 200 mV, T_A = 25°C	12	50		12	50		12	50		
Short Circuit to Ground		V^+ = 15 V, T_A = 25°C[6]		40	60		40	60		40	60	mA
Input Offset Voltage		See[2]			4			4			5	mV
V_{OS} Drift		R_S = 0 Ω		7	20		7	20		7	30	µV/°C
Input Offset Current		$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, V_{CM} = 0 V			30			30			75	nA

(1) These specifications are limited to −55°C ≤ T_A ≤ +125°C for the LM124-N/LM124A. With the LM224-N/LM224A, all temperature specifications are limited to −25°C ≤ T_A ≤ +85°C, the LM324-N/LM324A temperature specifications are limited to 0°C ≤ T_A ≤ +70°C, and the LM2902-N specifications are limited to −40°C ≤ T_A ≤ +85°C.

(2) V_O ≅ 1.4V, R_S = 0 Ω with V^+ from 5 V to 30 V; and over the full input common-mode range (0 V to V^+ – 1.5 V) for LM2902-N, V^+ from 5 V to 26 V.

(3) The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

(4) The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is V^+ – 1.5 V (at 25°C), but either or both inputs can go to 32 V without damage (26 V for LM2902-N), independent of the magnitude of V^+.

(5) Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

(6) Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+. At values of supply voltage in excess of 15 V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Copyright © 2000–2015, Texas Instruments Incorporated