

Instituto Tecnológico de Costa Rica

Escuela de Ingeniería Electrónica



“Diseño de un control electrónico para una silla de ruedas”

**Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniero en
Electrónica con el grado académico de Licenciatura**

Edwin Esteban Centeno Romero

Cartago, Noviembre de 2008

INSTITUTO TECNOLOGICO DE COSTA RICA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRONICA
PROYECTO DE GRADUACIÓN
TRIBUNAL EVALUADOR

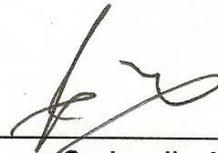
Proyecto de Graduación defendido ante el presente Tribunal Evaluador como requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura, del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Miembros del Tribunal



Ing. Carlos Badilla Corrales

Profesor lector



Ing. Juan Carlos Jiménez Robles

Profesor lector



Ing. Arnoldo Rojas Coto

Profesor asesor

Los miembros de este Tribunal dan fe de que el presente trabajo de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica.

Cartago, 28 de noviembre de 2008

Declaratoria de Autenticidad

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado enteramente por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema, introduciendo conocimientos propios y las ayudas recibidas por el tribunal evaluador mediante el profesor asesor.

En los casos en que he utilizado bibliografía, he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas.

En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.

Cartago, Noviembre de 2008

Esteban Centeno R.

Edwin Esteban Centeno Romero

Céd: 1-1178-0852

RESUMEN

El Departamento de Transporte Eléctrico de la Compañía Nacional de Fuerza y Luz S.A., tiene como misión promover el uso de vehículos eléctricos desde bicicletas, vehículos livianos, automóviles, buses y trenes que sean movidos mediante energía eléctrica. Al ser un departamento tecnológico, se interesan en desarrollar proyectos que permiten incrementar la experiencia del departamento como lo es el caso de proyectos: cargadores inteligentes de baterías, controladores para los vehículos eléctricos, reparaciones de vehículos, entre otras.

El interés de este departamento relacionado con el transporte eléctrico ha conducido a establecer un proyecto como lo es la construcción de una silla de ruedas eléctrica, porque su estructura básica es la de un vehículo eléctrico que posee en resumen una fuente de energía eléctrica, en este caso baterías de ácido y plomo, un controlador y los motores eléctricos. La construcción de un control electrónico para una silla de ruedas permite incrementar la experiencia del departamento.

El proyecto del diseño de un control electrónico para una silla de ruedas abarca la construcción de las etapas de control digital que permiten el manejo de la silla de ruedas mediante un control remoto universal el cuál envía las señales a los circuitos de potencia para suministrar la energía eléctrica que causa el desplazamiento del vehículo.

Palabras claves: Silla de ruedas eléctrica; Vehículo eléctrico; Transporte eléctrico; C.N.F.L.; Control Remoto; Baterías.

ABSTRACT

The Department of Electrical Transport of the Compañía Nacional de Fuerza y Luz S.A. has the mission to promote the use of electrical vehicles from bicycles, light vehicles, automobiles, buses and trains that are moved by any means of electrical energy. As a technical department, they are interested in developing projects that allow them to increase the potential of the department itself such the project case: smart charges for batteries, controllers for the vehicles, among others.

The interest of this department is related to the electrical transport and has conducted themselves to establish a project to build an electrical wheel chair, because it's basic structure is an electrical vehicle with a source of electrical energy, in this case acid and lead batteries, a controller and the electrical engines. The construction of an electronic control for a chair on wheels allows an increase to the potential and future of the department.

The project of the design of an electronic control for a wheel chair includes the construction of different stages of a digital control that allows the handling of the wheel chair by means of a universal remote control, which sends the signal to the circuits of potency to give the electrical energy that causes the movement of the vehicle.

Keywords: electric wheel chair, electric vehicle, electrical transport, CNFL, remote control, batteries.

DEDICATORIA

Deseo agradecer de forma especial a mis padres Edwin Centeno Peraza y Vilma María Romero Brenes, por apoyarme en la realización de éste trabajo con su gran amor y consejo. A mi novia, Melissa Mora Najjar que valientemente me ha apoyado sin esperar nada a cambio en todos mis años de Universidad. A mis hermanos Maximiliano y Grettel que son mis mejores amigos. Además agradezco a los profesores y demás personas que de una u otra forma han tenido vocación para transmitir y compartir su conocimiento y aportaron con la realización de éste trabajo.

AGRADECIMIENTO

Agradezco al profesor asesor Ing. Arnoldo Rojas Coto, quien con su experiencia, su conocimiento, su guía y orientación, hizo posible el desarrollo del presente trabajo.

A los profesores lectores Ing. Carlos Badilla Corrales y al Ing. Juan Carlos Jiménez Robles por ser parte importante en el aprendizaje universitario que permitió la realización del proyecto.

INDICE GENERAL

Resumen	iv
Abstract	v
Dedicatoria	vi
Agradecimiento.....	vii
Capítulo 1 Introducción.....	1
1.1 Problema existente e importancia de su solución.....	1
1.2 Solución seleccionada	2
Capítulo 2 Meta y Objetivos.....	5
2.1 Meta	5
2.2 Objetivo general	5
2.3 Objetivos Específicos	5
Capítulo 3. Marco Teórico	7
3.1 Descripción del sistema.....	7
3.2 Antecedentes bibliográficos.....	9
3.2.1 Sillas de ruedas eléctricas comerciales	9
3.3 Descripción de los principales principios físicos y electrónicos relacionados con la solución del problema	11
3.3.1 Protocolos de comunicación infrarroja utilizada por los controles remotos universales para electrodomésticos	11
3.3.2 Control Remoto Universal.....	17
3.3.3 Baterías eléctricas	19
3.3.4 El motor de corriente continua	22
3.3.5 El MOSFET de potencia de canal N	25
3.3.6 Convertidor CD-CD tipo puente H.....	27
3.3.7 Circuito Charge-Pumps (Bootstrap).....	30
	viii

Capítulo 4. Procedimiento Metodológico	34
4.1 Reconocimiento y definición del problema	34
4.2 Obtención y análisis de información	35
4.3 Evaluación de las alternativas y síntesis de una solución	36
4.4 Implementación de la solución	37
4.5 Reevaluación y rediseño	38
Capítulo 5. Descripción detallada de la solución	39
5.1 Análisis de soluciones y selección final	39
5.2 Diseño del sistema de control.....	41
5.2.1 Descripción del software	41
5.2.2 Descripción del hardware	54
5.3 Etapa de potencia.....	80
5.3.1 Descripción del hardware	80
5.4 Circuito de Protección para el circuito de potencia puente H.	104
Capítulo 6. Análisis de resultados	109
6.1 Resultados y Análisis	109
Capítulo 7. Conclusiones y recomendaciones.....	121
7.1 Conclusiones	121
7.2 Recomendaciones.....	122
Bibliografía.....	123
Apéndices	128

A.1 Glosario, abreviaturas y simbología.....	128
A.2 Manuales de usuario	129
A3 Circuitos impresos	130
A.4 Información sobre la empresa	131
A.4.1 Descripción de la empresa.....	131
A.4.2 Descripción del Departamento de Transporte Eléctrico	132
A.5. Ley 7600 Igualdad de oportunidades para las personas con discapacidad....	133
Anexos	135

INDICE DE FIGURAS

Figura.....	Página
Figura 1.1 Tipos de sillas de ruedas.....	2
Figura 1.2 Diagrama de bloques básico para el control electrónico de la silla de ruedas.	3
Figura 1.3 Diagrama de las principales partes que componen del control electrónico de una silla de ruedas.	3
Figura 3.1 Estructura básica de una silla de ruedas eléctrica.....	8
Figura 3.2 Constitución de un bit para el protocolo JVC®	11
Figura 3.3 Construcción de un comando completo para el protocolo JVC®.	12
Figura 3.4 Esquema de la repetición de un comando completo para el protocolo JVC®.	12
Figura 3.5 Constitución de un bit para el protocolo NEC®	14
Figura 3.6 Construcción de un comando completo para el protocolo NEC®.	14
Figura 3.7 Pulsos para indicar la repetición de un comando en el protocolo NEC®.	14
Figura 3.8 Esquema de la repetición de un comando para el protocolo NEC®	15
Figura 3.9 Constitución la modulación de un bit para el protocolo SONY® SIRC.	16
Figura 3.10 Construcción de un comando completo para el protocolo SONY®	16
Figura 3.11 Control remoto universal, fabricante SONY®, Modelo RM-V202.	18
Figura 3.12 Secuencia de programación para el control remoto universal SONY® RM-V202.	19
Figura 3.13 Curva de la tensión en función del tiempo para la descarga de una batería de gel con corriente de descarga de 25A.	22
Figura 3.14 Partes que conforman una máquina de corriente continua.	23
Figura 3.15 MOSFET de canal N. (a) Capas que lo componen. (b) Curva característica. (c) Símbolo.	25
Figura 3.16 Polarización del MOSFET de canal N.	26
Figura 3.17 Estructura de un Puente H.	28
Figura 3.18 Circuito Bootstrap para medio puente H.....	30
Figura 3.19 Carga del capacitor C_{BS} , para el circuito bootstrap.....	32

Figura 3.20 Tensión inversa en el del diodo.....	32
Figura 5.1 Diagrama de bloques detallado del sistema.....	39
Figura 5.2 Botones de activación y direcciones de la silla de ruedas eléctrica.....	41
Figura 5.3 Diagrama de flujo para el algoritmo de captura del protocolo SONY®.....	43
Figura 5.4 Diagrama de flujo para el algoritmo de captura del protocolo JVC®.....	45
Figura 5.5 Diagrama de flujo para el algoritmo de captura del protocolo NEC®.....	46
Figura 5.6 Diagrama de flujo para el programa principal del sistema de control.....	48
Figura 5.7 Diagrama de flujo para la rutina de interrupción del puerto RB7.....	49
Figura 5.8 Diagrama de flujo que muestra el algoritmo que se realiza para realizar la acción seleccionada.....	51
Figura 5.9 Algoritmo de movimiento de la silla de ruedas.....	52
Figura 5.10 Diagrama de flujo que muestra el algoritmo del Menú General de Sistema.....	53
Figura 5.11 Posición de los sensores IR en la estructura de la silla de ruedas.....	54
Figura 5.12 Módulo receptor de señales infrarrojas (1.Salida 2.Vcc 3. GND).....	55
Figura 5.13 Circuito receptor para 4 sensores infrarrojos que envía la información en una sola línea.....	57
Figura 5.14 Pantalla LCD de 20 columnas y 4 líneas con luz de fondo.....	58
Figura 5.15 Circuito utilizado para la activación de la luz de LCD.....	59
Figura 5.16 Constitución mecánica del sensor de velocidad de una llanta.....	60
Figura 5.17 Rectificador de onda completa para la salida de un motor paso-paso.....	61
Figura 5.18 Curva que determina la relación de la velocidad con la salida del sensor 1.....	62
Figura 5.19 Curva que determina la relación de la salida del sensor 1 con la velocidad.....	62
Figura 5.20 Sensor de corriente de efecto de Hall. Modelo HXS 50NP.....	63
Figura 5.21 Divisor de tensión para el sensor del voltaje de la batería.....	65
Figura 5.22 Configuración del amplificador operacional para el circuito acondicionador de señal.....	66
Figura 5.23 Circuito acondicionador de señal para la medición de la tensión en la batería.....	69

Figura 5.24	Representación visual en el LCD del estado de carga de la batería.	70
Figura 5.25	Curva que determina la ecuación característica para programación y visualización de la tensión de la batería.	71
Figura 5.26	Curva que determina la ecuación característica para programación y visualización del porcentaje de descarga de la batería.	72
Figura 5.27	Representación visual en el LCD de la tensión y porcentaje de descarga de la batería.....	72
Figura 5.28	Circuito lógico para el manejo de un controlador de puente H HIP4081A.	74
Figura 5.29	Configuración de pines para el PIC18F542.....	75
Figura 5.30	Circuito completo para la etapa controladora de procesos.....	78
Figura 5.31	Visualización en tres dimensiones del circuito impreso y acabado final de la Etapa Controladora de Procesos.....	79
Figura 5.32	Diagrama de fuerzas para un objeto sobre una pendiente con fricción a un ángulo θ	80
Figura 5.33	Diagrama de fuerzas para un objeto sobre una pendiente con fricción a un ángulo α	84
Figura 5.34	Motor de imanes permanentes con adaptación para llantas de bicicleta. .	87
Figura 5.35	Aplicación del HIP4081A para puente H con MOSFET de canal N.....	88
Figura 5.36	Estructura del HIP4081A para medio Puente H.	90
Figura 5.37	Retardo mínimo a partir del valor resistivo conectado a HDEL y LDEL.....	90
Figura 5.38	Circuito para la lógica de control del driver HIP4081A.	91
Figura 5.39	Simulación de las entradas y salidas del HIP4081A para un motor de la silla de ruedas.....	92
Figura 5.40	Símbolo y encapsulado para el MOSFET de canal N.	94
Figura 5.41	Símbolo y encapsulado para el MOSFET de canal N.	95
Figura 5.42	Disipador de calor para dispositivos con encapsulado TO-220, para los MOSFET de potencia.	97
Figura 5.43	Circuito térmico para el cálculo de la temperatura de juntura de un MOSFET.....	98
Figura 5.44	Circuito térmico para el cálculo del disipador para un solo MOSFET.....	100

Figura 5.45	Disipador de calor para dispositivos con encapsulado TO-247, para los diodos de carrera libre.....	101
Figura 5.46	Circuito esquemático completo para la etapa de potencia.	102
Figura 5.47	Visualización en tres dimensiones del circuito impreso y acabado final de la etapa de potencia para un motor de la silla de ruedas.	104
Figura 5.48	Visualización en el LCD cuando se produce una alarma en el circuito de potencia.....	105
Figura 5.49	Circuito de protección para una rama del puente H.	107
Figura 5.50	Visualización en tres dimensiones del circuito impreso y acabado final de la Etapa de Protección para el puente H.	108
Figura 5.51	Circuito impreso para la etapa de protección.	108
Figura 6.1	Circuito de control en protoboard.	109
Figura 6.2	Fotografía de la implementación del puente H en protoboard utilizando como carga resistencias.....	110
Figura 6.3	Circuito completo para la etapa de control montado en la estructura de la silla.	111
Figura 6.4	Ejemplos del sistema de visualización LCD.	112
Figura 6.5	Circuito completo para la etapa de control montado en la estructura de la silla.	114
Figura 6.6	Medición del tiempo de desactivación del puente H ante una señal de alarma.	115
Figura 6.7	Señales de entrada y salida para el controlador de puente H HIP4081A..	115
Figura 6.8	Tensión de salida de la etapa de potencia con el motor de la silla como carga.	116
Figura 6.9	Estructura mecánica utilizada como silla de ruedas.	117
Figura 6.10	Simulación del peso de una persona a bordo de la silla de ruedas.....	118
Figura 6.11	Eliminación del ruido presente en las compuertas de los MOSFET inferiores.....	119

INDICE DE TABLAS

Figura.....	Página
Tabla 3.1 Características principales de varios modelos de sillas de ruedas comerciales del fabricante POWERTECH®.....	9
Tabla 3.2 Comandos para las diferentes funciones del protocolo JVC® usadas por el control remoto universal marca SONY®, modelo RM-V202 en modo VHS.....	13
Tabla 3.3 Comandos para las diferentes funciones del protocolo NEC usadas por el control remoto universal marca SONY® modelo RM-V202 en modo VHS.....	15
Tabla 3.4 Comandos para las diferentes funciones del protocolo SONY® SIRC usadas por el control remoto universal marca SONY modelo RM-V202 en modo VHS.	17
Tabla 3.5 Códigos programables para el control remoto universal y reconocidos por la silla de ruedas eléctrica.	19
Tabla 3.6 Principales componentes de un motor eléctrico de corriente continua.	22
Tabla 5.1 Funciones del Control Remoto Universal para la silla de ruedas eléctrica. ...	50
Tabla 5.2 Tabla del comportamiento del circuito que une los tres sensores IR.....	56
Tabla 5.3 Medición de la tensión de salida de los sensores de velocidad a diferentes velocidades.....	61
Tabla 5.4 Tabla de datos para el sensor de corriente de efecto de Hall HXs 50NP.	64
Tabla 5.5 Tabla de verdad del circuito interno en el controlador de puente H de MOSFET HIP4081A.	73
Tabla 5.6 Tabla de verdad para el circuito controlador de puente H de MOSFET HIP4081A.	73
Tabla 5.7 Lista de pines utilizados en el PIC18F452 para la etapa controladora de procesos.....	77
Tabla 5.8 Resultados experimentales para la selección de la potencia de los motores (Pendiente de 12%).....	84
Tabla 5.9 Datos característicos de 2 modelos de baterías MK.....	86
Tabla 5.10 Tabla lógica utilizada por el driver HIP4081A.	91
Tabla 5.11 Resumen de las principales características del diodo bootstrap NTE574. .	92

Tabla 5.12	Resumen de las principales características de los MOSFET canal N.	94
Tabla 5.13	Resumen de las principales características de diodo de rodamiento libre.	95
Tabla 5.15	Principales características del disipador de calor para MOSFET 6400BG.	96
Tabla 5.14	Resumen de las principales características térmicas de los MOSFET canal N modelo IRF1010ZS/L.....	98
Tabla 5.16	Resumen de las principales características del diodo de carrera libre MUR3020WTPBF.....	99
Tabla 5.17	Características principales del disipador de calor para los diodos de carrera libre.....	100
Tabla 6.1	Resultados experimentales de la visualización de la velocidad en el LCD.	113

Capítulo 1 Introducción

1.1 Problema existente e importancia de su solución

El Departamento de Transporte Eléctrico de la C.N.F.L. desea realizar proyectos que involucren a la energía eléctrica como fuente de energía en vehículos tripulados. La construcción de un vehículo eléctrico se considera un proyecto complejo que involucra mucho planeamiento, información, conocimiento, tiempo y experiencias previas. Es por ello que una parte importante de cualquier proyecto de este tipo son los prototipos, que sirven como antecedentes y permiten adquirir experiencia en el tema. Parte de este interés lo constituye el proyecto de la construcción de una silla de ruedas.

El diseño de una silla de ruedas eléctrica posee diferentes aspectos básicos que pueden ser implementadas en un medio de transporte eléctrico de mayor escala. Entre ellas se pueden mencionar las etapas del control digital del dispositivo, la etapa de potencia para la movilización y autonomía que requiere el vehículo, el sistema de recarga de las baterías, el frenado regenerativo y opciones como el mando a distancia mediante un control remoto universal.

Las sillas de ruedas simples (Figura 1.1a) pueden ser manejadas por personas que no tienen discapacidad en sus brazos y con la suficiente fuerza para rodar la silla. Sin embargo existen personas con una discapacidad mayor, que dependen de otra persona para trasladarse en una silla de ruedas y para resolver esta dificultad existen las sillas de ruedas eléctricas.

El costo de una silla de ruedas eléctrica comercial oscila entre los \$2000 y los \$10000 (figura 1.1b). Por lo que para la gran mayoría de personas es muy difícil adquirir este tipo de vehículos, por lo que las donaciones se convierten en la única posibilidad para obtenerlas.

Las sillas comerciales, son controladas por un joystick (figura 1.1b), discriminando a personas que tienen poca movilidad en los brazos y que por ejemplo solo pueden presionar un simple botón como interruptor. En caso que se dañen y requieran

proyectos, estos son difíciles de conseguir debido a que son componentes y materiales exclusivos del proveedor de la silla de ruedas, y en el mercado nacional su adquisición es difícil.



Figura 1.1 Tipos de sillas de ruedas.

En el Departamento de Transporte Eléctrico de la C.N.F.L., se desea aumentar la experiencia y el conocimiento en el desarrollo de un vehículo eléctrico implementando una solución integral que cumpla con las expectativas económicas y ergonómicas de los discapacitados. La ley 7600 llamada “Igualdad de oportunidades para personas con discapacidad” exige y busca la inclusión de proyectos por parte de instituciones estatales en beneficio de la población con discapacidad (Ver Apéndice A.5).

1.2 Solución seleccionada

El sistema de control electrónico para la silla de ruedas, consiste básicamente en construir la etapa de potencia y mando de un vehículo eléctrico personal para que sea dirigida mediante un control remoto universal. La estructura básica se muestra el siguiente diagrama de bloques de primer nivel.

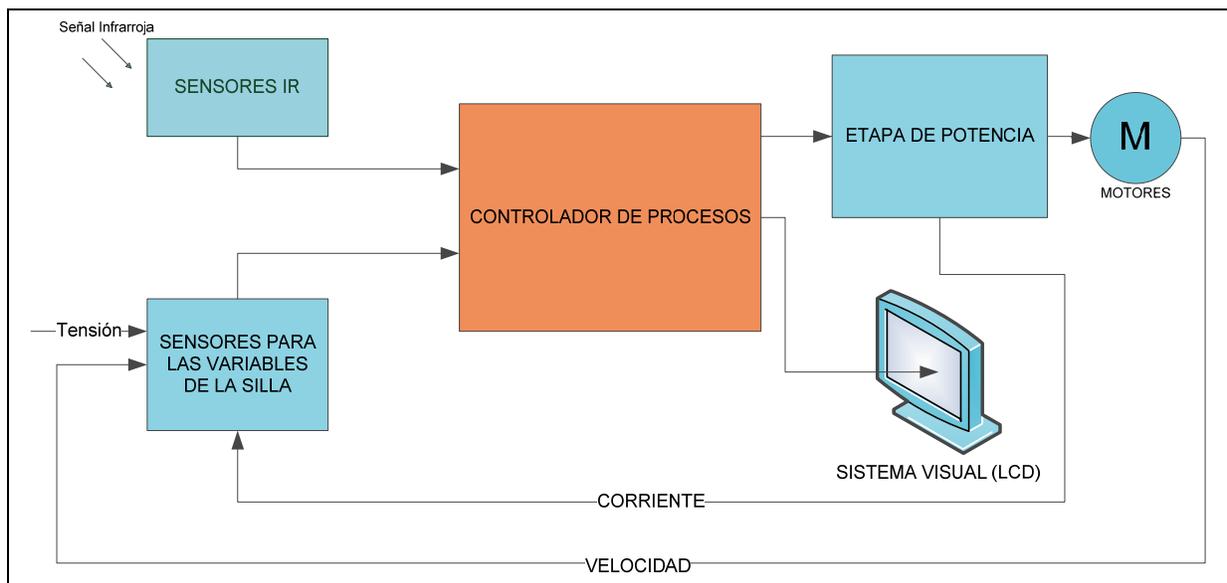


(Microsoft Office Visio 2007)

Figura 1.2 Diagrama de bloques básico para el control electrónico de la silla de ruedas.

Las características y restricciones para la solución del proyecto se basan en la estructura básica de un vehículo eléctrico, y se presenta a continuación:

- Control mediante un control remoto universal
- Despliegue de las principales variables de la silla, como lo son velocidad seleccionada, velocidad real, tensión del sistema de baterías, estado de carga, protocolo seleccionado.
- Baterías de ciclo de descarga profunda.
- Motores CD de imanes permanentes.



(Microsoft Office Visio 2007)

Figura 1.3 Diagrama de las principales partes que componen del control electrónico de una silla de ruedas.

En la figura 1.3 se muestra con más detalle los bloques que componen al sistema. Las entradas son las señales infrarrojas enviadas por el control remoto universal y que son enviadas a la etapa controladora de procesos. También se supervisa la tensión en las baterías, la corriente en los motores y la velocidad. Como etapa de salida está la visualización de parámetros mediante una pantalla y la etapa de potencia que produce el movimiento del vehículo.

Capítulo 2 Meta y Objetivos

2.1 Meta

Construir el control electrónico para una silla de ruedas eléctrica, para incrementar la experiencia en el tema del desarrollo de vehículos eléctricos de la Compañía Nacional de Fuerza y Luz S.A.

Indicador: Funcionamiento del vehículo conducido por la persona a bordo, logrando trasladarse sobre terreno rugoso y traspasar pendientes de un máximo de 12%.

2.2 Objetivo general

Elaborar la etapa de control y potencia para la implementación de la silla de ruedas eléctrica, que se adapte a las necesidades de locomoción de una persona discapacitada, al ambiente nacional y que posea componentes de bajo costo y de fácil adquisición en el mercado nacional.

Indicador: Verificar la operación correcta de la silla de ruedas eléctrica con el control remoto universal, en donde se establece el funcionamiento óptimo de la etapa de potencia y sus partes brinden una ergonomía y economía adecuadas.

2.3 Objetivos Específicos

1. Construir el sistema receptor de datos y controlador de procesos del vehículo, sus algoritmos para manejar distintas velocidades y establecer la comunicación de un control remoto universal infrarrojo de varios protocolos con la silla a una distancia no mayor de 5 metros.

Indicador: Verificar el funcionamiento del circuito de recepción y control utilizando un control remoto universal a una distancia menor de 5 metros.

2. Implementar una etapa de potencia y su control, capaz de manejar las especificaciones técnicas de consumo de potencia, control de giro y avance.

Indicador: Funcionamiento de la etapa de potencia y lograr el control de giro y velocidad de los motores.

3. Construir un sistema de supervisión de las principales variables de control que incluyen el estado de carga, voltaje de batería, protocolo de comunicación utilizado y la velocidad seleccionada.

Indicador: Mostar el estado de carga, voltaje de batería, protocolo de comunicación utilizado y la velocidad de la silla mediante una pantalla de cristal líquido LCD¹, en un tiempo de acceso menor a 5 segundos.

4. Establecer e implementar los parámetros técnicos para el dimensionamiento de los sistemas de acumulación de energía requeridos para asegurar una autonomía de uso, que cumpla con las necesidades de los usuarios.

Indicador: Permitir al sistema una autonomía de considerable mediante el uso de baterías que permitan recorrer una distancia de 20km/h por carga.

¹ Acrónimo en inglés para Liquid Crystal Display
Instituto Tecnológico de Costa Rica
Escuela de Ingeniería Electrónica

Capítulo 3. Marco Teórico

3.1 Descripción del sistema

Los vehículos eléctricos utilizan la energía eléctrica almacenada en una batería y es transformada en movimiento a través de los motores. El 46% de la energía se emplea para mover los motores que pueden ser uno o dos motores acoplados a las ruedas. Este tipo de vehículo se utiliza tanto en el transporte masivo de personas por ejemplo automóviles, autobuses, cortadoras de césped, botes y también en aparatos más pequeños como una silla de ruedas.

Las sillas de ruedas eléctricas permiten a una persona con discapacidad motriz, desplazarse con un sistema de tracción autónomo, que les permite tener la libertad de locomoción que necesitan. El sistema implementado en sillas de ruedas eléctricas consiste básicamente un sistema de acumulación de energía, los motores eléctricos y el sistema de control.

La potencia de los motores y sus controladores son parte esencial del sistema, ya que son los encargados de trasladar y manipular la corriente que va hacia los motores que son los que impulsan al vehículo. Además soportan condiciones extremas de temperatura y vibraciones, según los ambientes en que funcionen.

La gran mayoría de sillas de ruedas eléctricas son manejadas utilizando joystick, lo que resulta un problema para los usuarios que poseen movimiento deficiente en los brazos. Utilizando un control remoto universal se elimina este inconveniente, ya que el dispositivo puede ser fijado en la silla o sostenerlo entre las manos sin la necesidad del movimiento de toda la mano y brazos.



(Acrobat Reader)

Figura 3.1 Estructura básica de una silla de ruedas eléctrica.

La autonomía de estos vehículos es un parámetro diferente para cada marca y tipo de silla de rueda, pero es deseable que se suponga una duración de las baterías para un día de uso; en donde la persona pueda realizar las labores cotidianas y en el que la carga de las baterías no sea una preocupación.

Todos los productos médicos y los dispositivos relacionados con la salud de las personas son de un alto valor comercial. El costo de una silla de ruedas oscila entre los \$2000 y los \$10000, dependiendo del fabricante, la calidad y el tipo de adaptación que debe tener para el usuario.

3.2 Antecedentes bibliográficos

3.2.1 Sillas de ruedas eléctricas comerciales

La información sobre sillas de ruedas y su construcción es muy limitada en referencias bibliográficas y en sitios de internet. Ya que al ser de un alto valor comercial, los fabricantes buscan que sus diseños permanezcan ocultos para la competencia como estrategia de mercadeo. No obstante se puede imaginar la estructura básica y las principales etapas electrónicas que componen a este tipo de vehículo.

Los datos recopilados en internet sobre las sillas de ruedas se confinan a hojas de datos de este tipo de productos. Los cuales muestran información como la mostrada, a forma de ejemplo, en la siguiente tabla.

Tabla 3.1 Características principales de varios modelos de sillas de ruedas comerciales del fabricante POWERTECH®.

Especificaciones Técnicas		F40	F50	F55	F75
Baterías standard	Gel	40 Ah	-	56 Ah	56 Ah
	Autonomía*	20 Km	-	45 Km	45 Km
	Ácido	-	50 Ah	-	-
	Autonomía*	-	35 Km	-	-
Velocidad máxima Km/h		6 Km/h	6 Km/h	6 Km/h	6 Km/h
“ versión “S”		-	10 Km/h	10 Km/h	10 Km/h
Subbordillos max		10 cm	10 cm	10 cm	10 cm
Subbordillos max		10 cm	10 cm	10 cm	10 cm
Peso max		70 kg	95 kg	110 kg	102 kg

Para el diseño del control electrónico de la silla de ruedas se toma en cuenta esta información y sirve como base para establecer un funcionamiento óptimo y estandarizado para este tipo de vehículos, dando una línea de trabajo en la realización del proyecto y su diseño.

Trabajos similares a la construcción de un vehículo eléctrico se presenta en la referencia bibliográfica [3], en donde se presenta un modelado físico de un vehículo sobre una pendiente y las principales características de fuerza y potencia requeridas, energía de las baterías, el tiempo de descarga y la distancia recorrida. Los principios físicos se presentan en la bibliografía [4] y sirven como base para la obtención de la potencia de los motores. En las secciones siguientes estas bases de la física se utilizan para un cálculo más exacto y preciso de lo que se quiere en este proyecto.

En [5] describe el modo de operación del circuito integrado HIP4081, que es un driver para puentes H contruidos con transistores MOSFET de canal N.

La potencia que disipan los componentes que manejan varias decenas de amperios debe ser disipada mediante radiadores de calor.

Para poder realizar la programación del control de la silla de ruedas se utiliza el lenguaje C de programación para microcontroladores (PIC`s), donde la información y referencias se han obtenidos de manuales y. Además, todo lo relacionado a los protocolos de comunicación infrarroja se encuentra en [22] y [23].

3.3 Descripción de los principales principios físicos y electrónicos relacionados con la solución del problema

3.3.1 Protocolos de comunicación infrarroja utilizada por los controles remotos universales para electrodomésticos

3.3.1.1 Protocolo JVC®

Características

- 8 bits de dirección y 8 bits de comando.
- Modulación de ancho de pulso.
- Frecuencia portadora de 38kHz.
- Tiempo de bit de 1.05ms o de 2.10ms.

Modulación

El protocolo de JVC® utiliza la codificación de ancho de pulso para los bits. Cada pulso en alto es de $526\mu\text{s}$ en una portadora de 38kHz (cerca de 20 ciclos). Un “1 lógico” toma 2.10ms para ser transmitido (equivalente a 80 ciclos), mientras que un “0 lógico” solamente requiere de 1.05ms (equivalente de 40 ciclos). El ciclo recomendado 1/4 o 1/3 de la señal portadora.

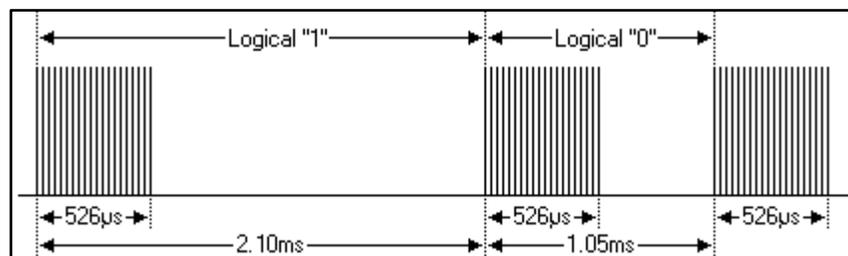


Figura 3.2 Constitución de un bit para el protocolo JVC®.

Constitución del Protocolo JVC®

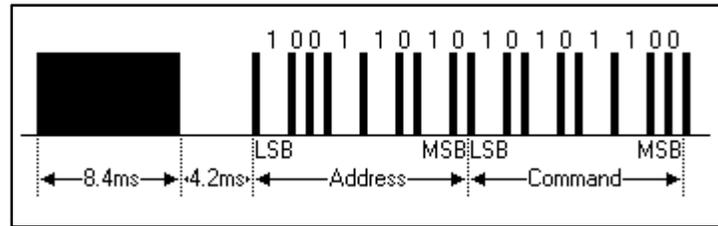


Figura 3.3 Construcción de un comando completo para el protocolo JVC®.

La figura anterior muestra la secuencia de pulsos típicos para un comando del protocolo JVC®. El mensaje empieza con una serie de pulsos de 8.4ms (equivalente de 320 ciclos); es seguida por un espacio de 4.2ms en bajo (equivalente de 160 ciclos), y después se transmite la dirección 59H² y el comando 35H; en cada caso, el LSB³ se transmite primero. El tiempo total de la transmisión es variable porque los tiempos de los bits son variables.

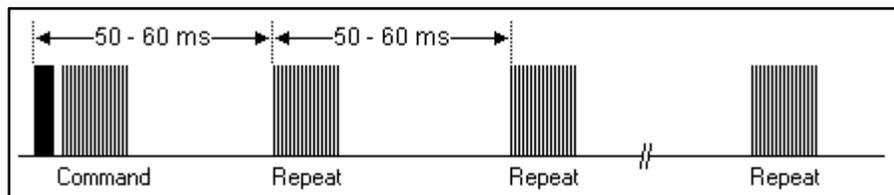


Figura 3.4 Esquema de la repetición de un comando completo para el protocolo JVC®.

Un comando en IR⁴ se transmite de 50 a 60 milisegundos mientras el botón en el control remoto se mantenga presionado. Solamente el primer comando es precedido por el pulso de 8.4ms y su espacio en bajo de 2.4ms; de esta manera, el receptor puede determinar si el botón ha sido presionado por primera vez o si está mantenido. En la siguiente tabla se muestra los comandos en notación hexadecimal para los botones utilizados en el control de la silla de ruedas.

² La letra H representa la notación hexadecimal.

³ LSB, acrónimo en inglés de Bit Menos Significativo.

⁴ IR siglas en inglés de *InfraRed*.

Tabla 3.2 Comandos para las diferentes funciones del protocolo JVC® usadas por el control remoto universal marca SONY®, modelo RM-V202 en modo VHS.

Botón del control Remoto Universal	Código en Hexadecimal
POWER	0B43
1	2143
2	2243
3	2343
4	2443
5	2543
6	2643
8	2843
CANAL +	1943
CANAL -	1843
PLAY	0C43

3.3.1.2 Protocolo NEC®

Características

- 8 bits de dirección y 8 bits de comando.
- La dirección y el comando se transmiten dos veces para mayor confiabilidad.
- Modulación de ancho del pulso.
- Frecuencia portadora de 38kHz
- Tiempo de bit de 1.12ms o de 2.25ms.

Modulación

El protocolo de NEC® utiliza la codificación de ancho de pulso para los bits. Cada pulso es una trama larga de pulsos de 560µs a la frecuencia portadora de 38kHz (cerca de 21 ciclos). Un “1 lógico” toma 2.25ms para ser transmitido, mientras que un “0 lógico” solamente 1.12ms. El tiempo de utilización recomendado de la portadora es 1/4 o 1/3.

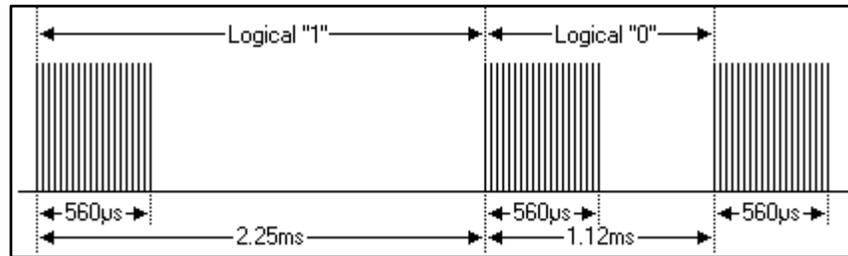


Figura 3.5 Constitución de un bit para el protocolo NEC®.

Constitución del Protocolo NEC®

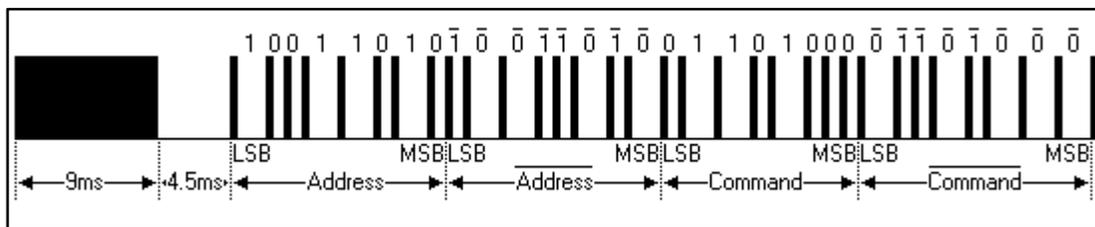


Figura 3.6 Construcción de un comando completo para el protocolo NEC®.

La figura 3.6 muestra un tren de pulsos típico para el protocolo de NEC. Con este protocolo el LSB se transmite primero. En este caso se transmite la dirección 59H y el comando 16H. Un mensaje inicia por pulsos que duran 9ms. Estos pulsos son seguidos por un espacio en bajo de 4.5ms, luego continúa la dirección y el comando. Éstos últimos se transmiten dos veces. La segunda vez todos los bits se invierten y se pueden utilizar para la verificación del mensaje recibido. El tiempo total de la transmisión es constante porque la dirección y el comando se repiten con su longitud invertida.

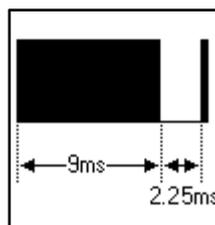


Figura 3.7 Pulsos para indicar la repetición de un comando en el protocolo NEC®.

Un comando se transmite solamente una vez, aun cuando el botón en el control remoto sigue presionado. Cada 110ms un código de la repetición se transmite mientras el botón siga presionado. Este código de la repetición es simplemente un pulso de 9ms seguido por un espacio 2.25ms y una trama de 560µs.

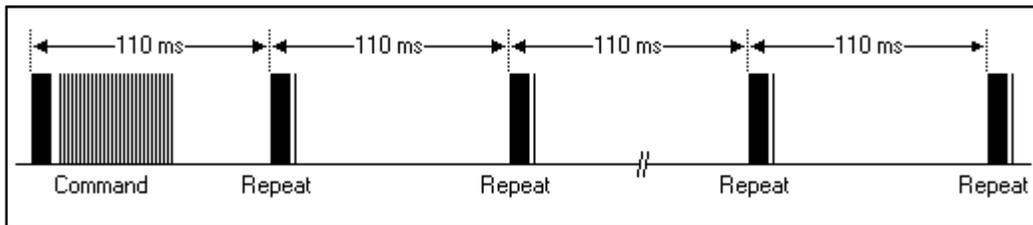


Figura 3.8 Esquema de la repetición de un comando para el protocolo NEC®.

Los comandos para el Control Remoto Universal SONY® para el protocolo NEC se muestran en la siguiente tabla y son los utilizados para el control de la silla de ruedas eléctrica.

Tabla 3.3 Comandos para las diferentes funciones del protocolo NEC usadas por el control remoto universal marca SONY® modelo RM-V202 en modo VHS.

Botón del control Remoto Universal	Código en Hexadecimal
POWER	1908
1	1910
2	1911
3	1912
4	1913
5	1914
6	1915
8	1917
CANAL +	1900
CANAL -	1901
PLAY	1905

3.3.1.3 Protocolo Sony® SIRC⁵

Características

- Existen versiones del protocolo de 12 bits, 15 bits y 20 bits. El que utiliza nuestro control remoto es de 12 bits.
- 5 Bits de dirección y 7 bits de comando.
- Modulación de ancho de pulso.
- Frecuencia portadora de 40kHz.
- Tiempo de bit de 1.2ms o de 0.6ms.

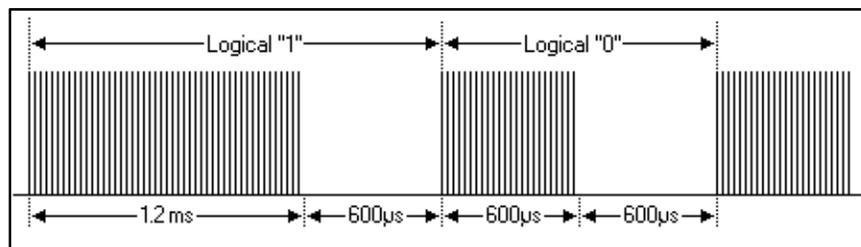


Figura 3.9 Constitución la modulación de un bit para el protocolo SONY® SIRC.

Modulación

El protocolo de SIRC utiliza una codificación de ancho de pulso de los bits. La representación de un “1 lógico” es una trama de pulsos a la frecuencia portadora de 40 kHz con una duración de 1.2ms; para un “0 lógico”, la trama es de es 0.6ms largo. Todas las tramas son separadas por un lapso de 0.6ms sin señal alguna.

Protocolo

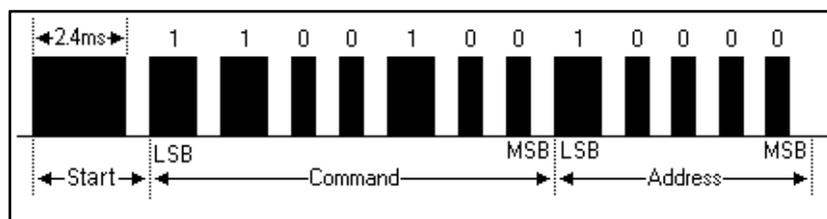


Figura 3.10 Construcción de un comando completo para el protocolo SONY®.

⁵ Acrónimo en inglés de Control Remoto Infrarrojo Sony®
Instituto Tecnológico de Costa Rica
Escuela de Ingeniería Electrónica

La figura 3.10 muestra un tren de pulso típico para el protocolo de SIRC. La trama del comienzo o sincronía es siempre de 2.4ms, a la que sigue un espacio estándar de 0.6ms; luego se transmite el comando de 7 bits y la dirección del dispositivo, constituida por 5 bits; el LSB se transmite primero. En este caso se transmite la dirección 1 y el comando 19H.

Los comandos se repiten cada 45ms (medido de comienzo a comienzo) para mientras el botón del control remoto se mantenga.

La siguiente tabla muestra algunos mensajes enviados por el control remoto de Sony® en el protocolo de 12 bits.

Tabla 3.4 Comandos para las diferentes funciones del protocolo SONY® SIRC usadas por el control remoto universal marca SONY modelo RM-V202 en modo VHS.

Botón del control Remoto Universal	Código en Hexadecimal
POWER	0115
1	0100
2	0101
3	0102
4	0103
5	0104
6	0105
8	0107
CANAL +	0110
CANAL -	0111
PLAY	011A

3.3.2 Control Remoto Universal

El dispositivo que se utiliza para maniobrar la silla de ruedas es el control remoto universal del fabricante SONY® y modelo RM-V202 presentado en la figura 3.11.



Figura 3.11 Control remoto universal, fabricante SONY®, Modelo RM-V202.

Los pasos para la programación del control remoto SONY® modelo RM-V202, correspondientes para el uso de la silla de ruedas son tomados del manual de usuario y modificados para nuestro caso. Los pasos son:

1. Oprima y mantenga oprimido el botón **SET**.
2. Mientras mantiene oprimido el botón del **SET**, oprima y suelte el botón de **POWER**.
3. Suelte el botón **SET**.
4. Oprima el botón apropiado según el componente que desea controlar (TV, VCR, CBL/SAT, DVD).
5. Usando los botones numéricos del control remoto, introduzca el código del fabricante del componente.
6. Oprima el botón **ENT**.

NOTAS:

- *Si un nuevo número de código es introducido, el número de código previo se borrará.*
- *Cuándo las baterías se reemplazan, los códigos programados se borraron; es necesario volver a programar el dispositivo después de reemplazar las baterías.*

La representación gráfica para representar la programación del control remoto universal SONY® modelo RM-V202 se muestra en la siguiente imagen.

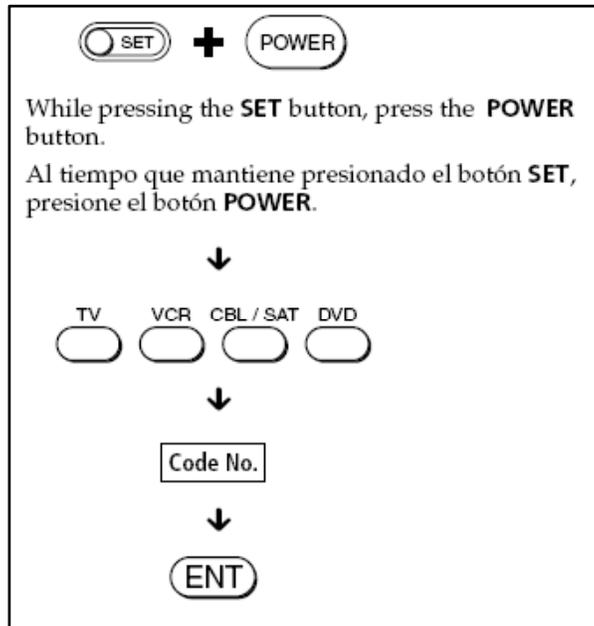


Figura 3.12 Secuencia de programación para el control remoto universal SONY® RM-V202.

Los protocolos comerciales con los que se puede manejar la silla de ruedas son: SONY®, JVC® y NEC® para el modo de VHS y sus comandos para la programación en el control remoto se muestran en la tabla 3.5.

Tabla 3.5 Códigos programables para el control remoto universal y reconocidos por la silla de ruedas eléctrica.

Protocolo	Comando
SONY®	001
JVC®	047
NEC®	040

3.3.3 Baterías eléctricas

Una batería es un dispositivo electroquímico que almacena la energía en forma química; la energía química se transforma en energía eléctrica cuando la batería se conecta a un circuito eléctrico. La construcción de los diferentes tipos de baterías es muy similar y están compuestas por un número de celdas electroquímicas; cada celda posee un electrodo positivo y otro negativo, en conjunto con un separador.

Al descargarse la batería se produce un cambio electroquímico entre los materiales en los dos electrodos. Los electrones pasan por un circuito eléctrico externo que se conecta entre el electrodo positivo y negativo.

3.3.3.1 Tipos de baterías

a) Baterías de arranque

Las baterías de arranque deben ser capaces de descargar el máximo de corriente posible durante un periodo corto, manteniendo un alto voltaje; deben tener la capacidad de soportar muchas descargas, incluso con fuertes cambios de temperatura. Este tipo de batería es el que se utilizan en los automóviles.

b) Baterías de ciclo de descarga profunda

Las baterías de descarga profunda soportan ciclos de descarga que permiten el consumo de un 80% de la carga y luego ser recargadas nuevamente. A diferencia de las baterías de arranque, las de descarga profunda son diseñadas para una descarga continua y profunda. El material más común para este tipo de batería es el plomo ácido, que viene en forma gelatinosa.

Entre las aplicaciones de ciclo profundo y descarga profunda se encuentran las siguientes: troles marinos, electrónica, casas rodantes, vehículos eléctricos, sillas de ruedas, botes de vela, fuentes portátiles, lavadoras de pisos, carros de golf, transportes personales, energía para centrales marinas, y aplicaciones comerciales con ciclo profundo.

c) El plomo y el ácido

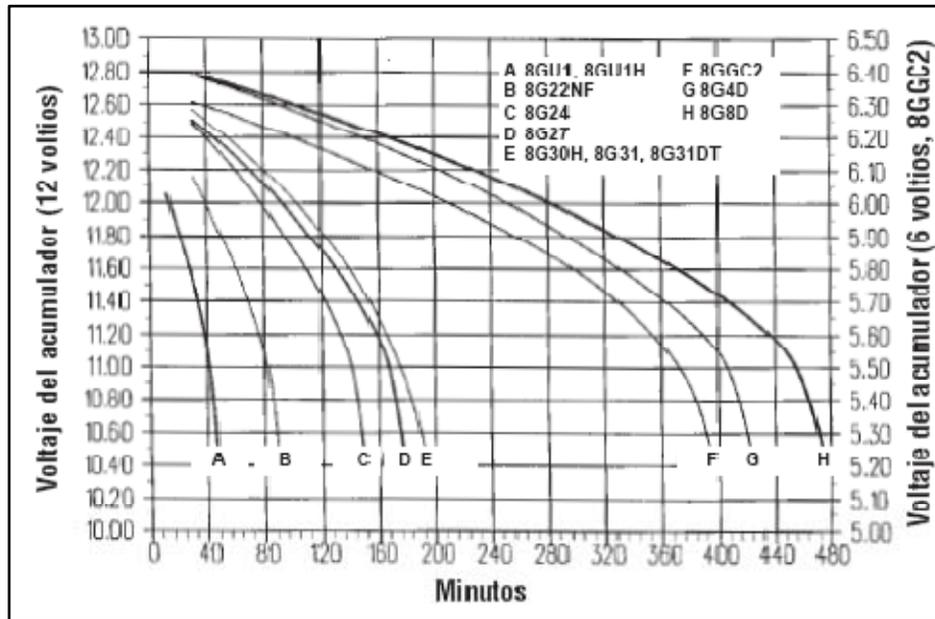
Se han realizado muchas investigaciones para encontrar mejores tecnologías para la fabricación de baterías; aún así, las baterías de plomo ácido son las preferidas por la cantidad de aplicaciones que tienen. El plomo es abundante y no demasiado caro, por lo que es idóneo para la producción de baterías de buena calidad en grandes cantidades.

Existen baterías que poseen celdas de gel, que son acumuladores eléctricos de plomo ácido; utilizan un electrolito de gel tixotrópico; la técnica de “recombinación” es utilizada para sustituir el oxígeno y el hidrógeno que normalmente se pierden en un acumulador mojado, en especial en aplicaciones con ciclo profundo. Este tipo de batería es sellada a presión, y emplea válvulas especiales que nunca deben abrirse; no requiere mantenimiento y no se derrama, por lo que puede instalarse en casi cualquier posición; sin embargo, no es recomendable instalarla en posición invertida (de cabeza).

Una característica que debe ser tomada en cuenta durante la selección de una batería eléctrica es la capacidad amperios-hora (Ah); que es el factor que indica la cantidad de carga eléctrica acumulada en la batería.

La capacidad en Ah es una unidad de medida calculada multiplicando la corriente en amperios por el tiempo en horas, para que una celda se descargue hasta 1.75 volt (son capacidades nominales o promedio.) Un ejemplo de un ciclo de descarga para una batería completamente cargada es: Si se desean consumir 10A durante 20h la capacidad Ah de la batería debe ser de 200 Ah. Pero para la misma batería también se pueden consumir 5A en 40 horas, teóricamente.

Existen hojas de datos y gráficos que nos indican el comportamiento normal de una batería. Como ejemplo, el siguiente gráfico muestra las curvas de tiempo de descarga de varios modelos de baterías de gel.



(Acrobat Reader)

Figura 3.13 Curva de la tensión en función del tiempo para la descarga de una batería de gel con corriente de descarga de 25A.

3.3.4 El motor de corriente continua

El motor de corriente continua es una máquina que convierte la energía eléctrica en mecánica, mediante el movimiento rotatorio producido por el campo magnético. Posee un control muy sencillo de posición, torque y velocidad que, lo convierten en una buena opción para aplicaciones de control y automatización de procesos.

El motor de corriente continua está compuesto de 2 piezas fundamentales: el rotor y el estator; dentro de estas piezas se ubican los demás componentes que se muestran en la siguiente tabla 3.6.

Tabla 3.6 Principales componentes de un motor eléctrico de corriente continua.

Rotor	Estator
Eje	Armazón
Núcleo	Imán Permanente
Devanado	Tapas
Colector de delgas	Escobillas y portaescobillas

3.3.4.1 El rotor

Constituye la sección móvil del motor y proporciona el torque para mover la carga; está conformado por las siguientes partes:

El eje: es una barra de acero fresada que sirve para transmitir la energía mecánica generada por el bobinado a la carga.

Núcleo ferromagnético: se localiza sobre el eje; está fabricado con capas laminadas de acero para reducir las corrientes parásitas. La función del núcleo es proporcionar un trayecto magnético corto entre los polos para que el flujo magnético del devanado circule con valores aceptables. El acero del núcleo debe mantener bajas las pérdidas por histéresis. El devanado de armadura, o bobinado, está albergado en las ranuras que están a lo largo del núcleo axialmente.

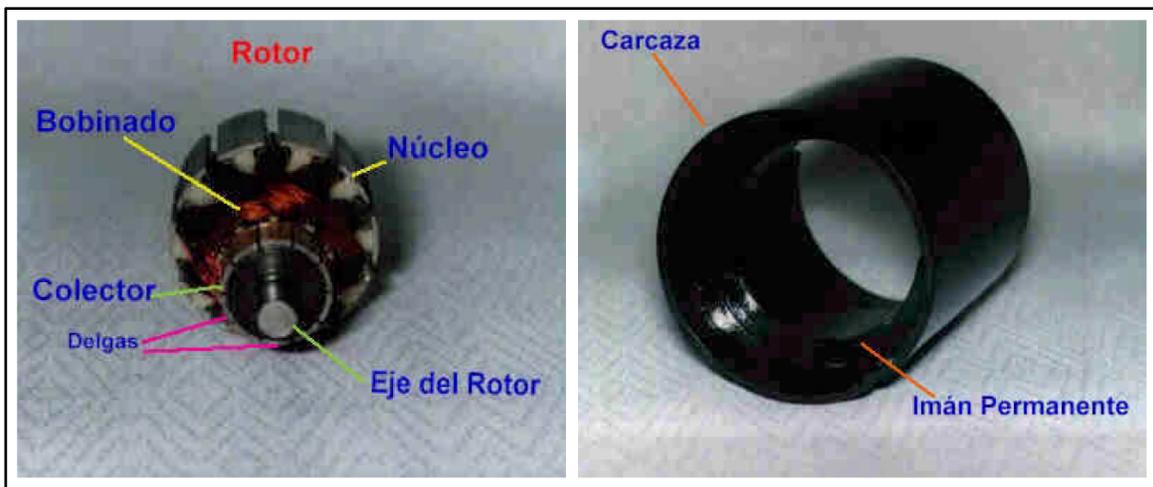


Figura 3.14 Partes que conforman una máquina de corriente continua.

Devanado: son bobinas aisladas eléctricamente entre sí que se encuentran entre el núcleo y la armadura. Están conectadas eléctricamente con el colector, el cual, debido a su movimiento rotatorio, asume la función de inversor de corriente para el bobinado del rotor.

Colector o conmutador: está constituido de láminas cobre llamadas delgas. Se encuentran separadas entre sí y del centro del eje por un material aislante, para evitar cortocircuito entre dichos elementos. El colector se encuentra sobre uno de los extremos del eje del rotor, de modo que gira con éste y está en contacto con las escobillas. La función del colector es suministrar o derivar la corriente del rotor desde una parte fija a otra rotatoria.

3.3.4.2 El Estator

El estator corresponde a la parte fija de la máquina y suministra el flujo magnético principal que utiliza el bobinado del rotor para crear su movimiento giratorio. Las partes que lo constituyen se explican a continuación.

3.3.4.3 El motor de imanes permanentes

Las investigaciones previas sobre proyectos de transporte eléctrico recomiendan la utilización de motores de corriente continua de imanes permanentes PM (del inglés Permanent Magnet). Este tipo de motor brinda un control sencillo y eficaz de su velocidad, posee un alto nivel de eficiencia y su desempeño es muy seguro.

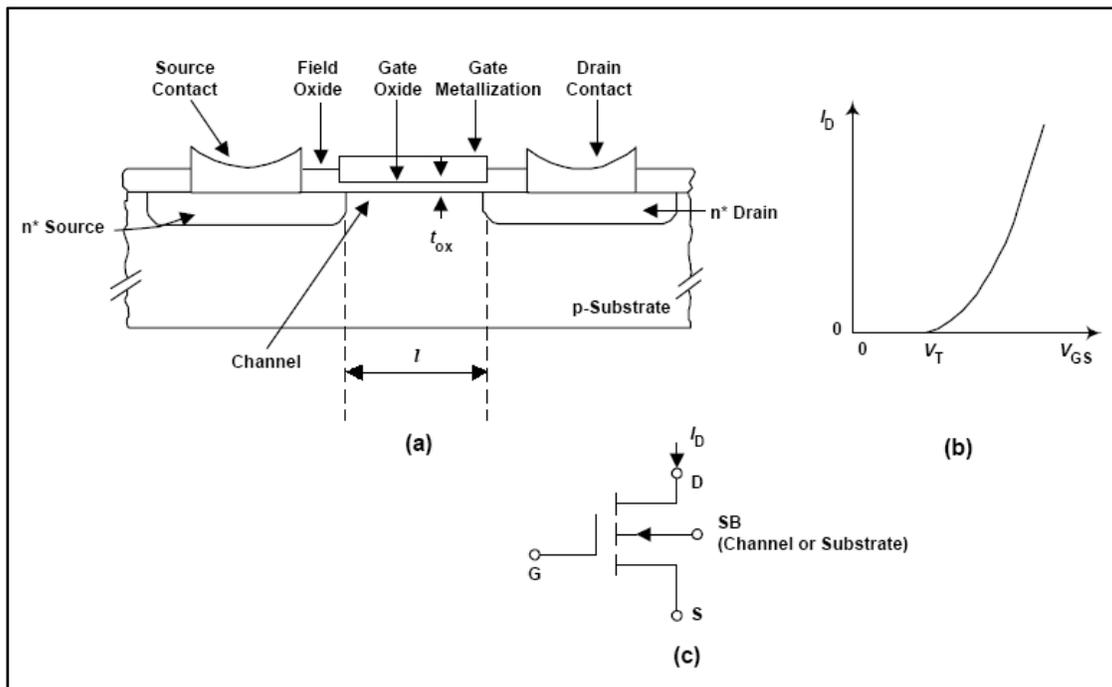
Las características de un motor de imanes permanentes son las siguientes:

1. no necesitan energía para excitación del devanado o estator, por lo que mejoran su eficiencia;
2. al no presentar bobinas de campo no existen problemas de sobre-velocidad debidas a falta de flujo de excitación;
3. las características de torque versus corriente se aproximan a una forma más lineal.

3.3.5 El MOSFET de potencia de canal N

El transistor de potencia de efecto de campo de unión metal óxido semiconductor (MOSFET) incluye técnicas de procesamiento de semiconductores que son similares a las de los circuitos VLSI, aunque la geometría del dispositivo y los niveles de tensión y corriente son muy distintos a los utilizados en el diseño de estos. El MOSFET se basa en el transistor original de efecto de campo introducido en la década de los setenta; la invención del MOSFET de potencia fue impulsada en parte por las limitaciones de potencia de los transistores bipolares (BJT), que, hasta hace poco, eran el dispositivo de elección en aplicaciones de electrónica de potencia. El uso más frecuente del MOSFET es el de actuar como interruptor, en circuitos integrados y circuitos de potencia.

La figura 3.16 muestra el dispositivo esquemático, la transferencia característica y el símbolo del MOSFET.



(Microsoft Paint)

Figura 3.15 MOSFET de canal N. (a) Capas que lo componen. (b) Curva característica. (c) Símbolo.

Los MOSFET pueden ser de canal P o de canal N; el de canal N consiste en un sustrato semiconductor tipo P levemente dopado, en la cual dos secciones tipo N+ altamente dopados se difunden como se muestra en la figura 3.16.

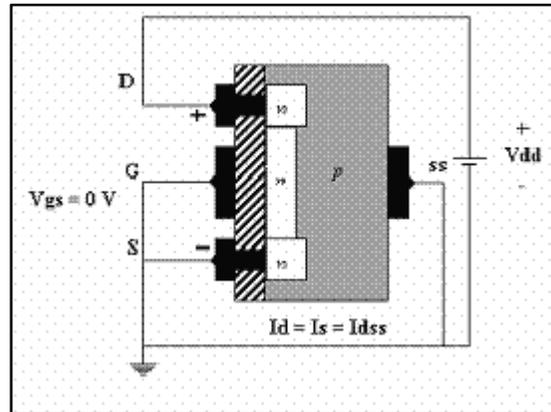


Figura 3.16 Polarización del MOSFET de canal N.

El MOSFET tiene cuatro terminales: surtidor (source), compuerta (gate), drenador (drain) y sustrato (substrate). Para un MOSFET tipo N, la corriente que circula del drenador al surtidor es controlada por un campo eléctrico mediante la aplicación de tensión en la compuerta; cuando esta ha sido polarizada a 0V, las uniones P-N ubicadas entre el drenador y el surtidor se cierran y el flujo de corriente es nulo entre éstas dos terminales. Al aplicar en la compuerta una tensión positiva con respecto al surtidor, las cargas negativas en el canal son inducidas en el semiconductor tipo P y comienza a circular corriente por el canal.

Hay cuatro modos básicos de operación para los MOSFET de canal N y de canal P, y son los siguientes:

Modo de enriquecimiento del canal N (normalmente OFF): cuando el voltaje de compuerta es cero, el canal no conduce; se requiere un voltaje positivo para que el canal entre en conducción.

Modo de vaciamiento del canal N (normalmente ON): si existe equilibrio en el canal, un voltaje negativo debe ser aplicado a la compuerta para extraer los portadores del canal.

Modo de enriquecimiento del canal P (normalmente OFF): un voltaje negativo debe ser aplicado a la compuerta para inducir la conducción en el canal.

Modo de vaciamiento del canal P (normalmente ON): un voltaje positivo debe ser aplicado a la compuerta para extraer los portadores del canal y aislarlo.

Encendido

En la mayoría de los circuitos con MOSFET, el objetivo es encenderlo tan rápido como sea posible para minimizar las pérdidas por conmutación; para lograrlo, el circuito manejador de la compuerta debe ser capaz de brindar la corriente necesaria para incrementar rápidamente el voltaje de gatillo al valor requerido. Además, la tensión aplicada debe ser suficiente para que el transistor entre en total conducción y no en un estado intermedio entre el corte y saturación.

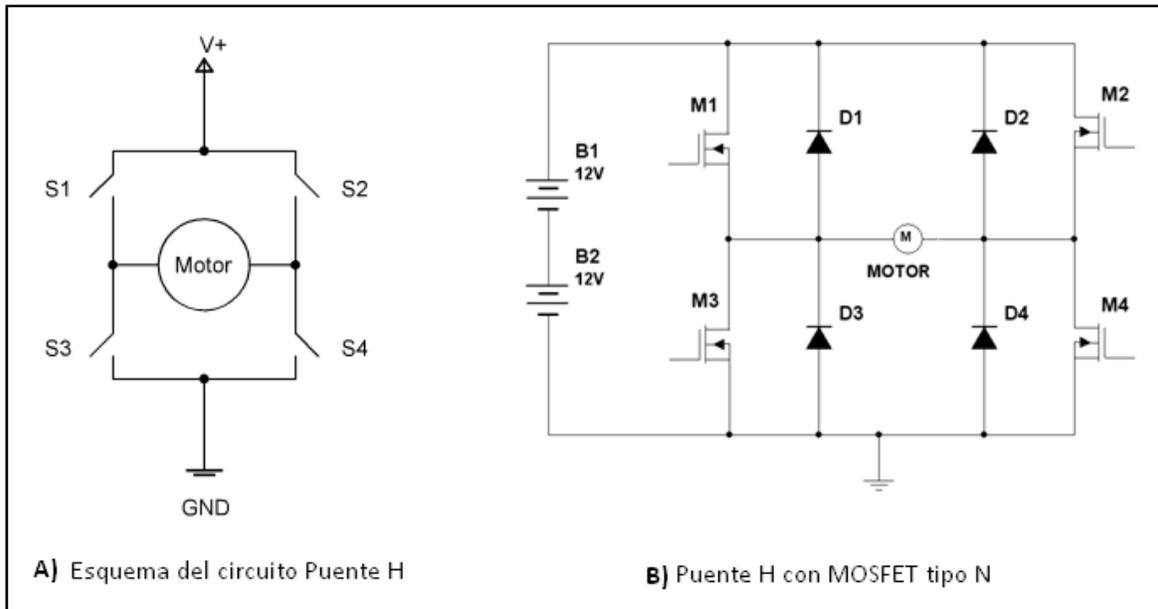
Apagado

Para apagar el MOSFET, el voltaje compuerta-surtidor debe reducirse de forma inversa a como aumentó para el encendido. La secuencia particular de la corriente y el voltaje depende de la disposición del circuito externo.

3.3.6 Convertidor CD-CD tipo puente H

Un puente H es un circuito electrónico que permite a los motores eléctricos ser activados en ambos sentidos de giro, y a la vez permite controlar variables como velocidad y torque de los mismos; estos circuitos son de uso frecuente en robótica. Los

puentes H están disponibles en el mercado como circuitos integrados, o pueden ser contruidos con componentes obtenidos por separado.



(Acrobat Reader y Microsoft Paint)
Figura 3.17 Estructura de un Puente H.

El término “puente H” se deriva de la representación gráfica típica del circuito. Un puente H se construye con cuatro interruptores (de estado sólido o mecánico). Para el caso de un motor de corriente directa, cuando los interruptores S1 y S4 están cerrados, con S2 y S3 abiertos, una tensión positiva es aplicada en el motor CD, el cual puede cambiar su sentido de giro al revertir la polaridad de la tensión de sus terminales; al abrir S1 y S4, y cerrar S2 y S3, la tensión en sus bornes es invertida y permite que el motor gire en sentido contrario.

Los interruptores S1 y S2 no deben ser activados al mismo tiempo, ya que esto provoca un cortocircuito para la fuente de alimentación; la misma precaución debe aplicarse a los interruptores S3 y S4: esta condición se conoce como shoot-through.

Existen 2 tipos de arquitecturas de puentes H con MOSFETs.

1. Los MOSFET superiores son canal P y los inferiores canal N

Un circuito puente H de estado sólido se construye típicamente usando los dispositivos con polaridad inversa, es decir, se utilizan transistores BJT pnp o MOSFETs de canal P conectados a la terminal positiva y los transistores BJT npn o MOSFETs del canal N conectados a tierra. Lo anterior se basa en los problemas de activación y desactivación que presenta éste tipo de circuito en los interruptores superiores (S3 y S4), ya que no poseen una referencia puntual a tierra.

2. Todos los MOSFETs son canal N

Un diseño más eficiente implica la construcción del puente H con MOSFET de canal N en todo el puente, ya que este dispositivo posee una resistencia de encendido que es típicamente un tercio de la resistencia de encendido del MOSFET de canal P. Esto significa un diseño más complejo, pues requiere de circuitos de “charge-pumps” para manejar las puertas de los MOSFET que van conectados al lado positivo de la fuente de alimentación. Sin embargo, se puede encontrar circuitos integrados de controladores de MOSFET, como el semiconductor HIP4081A, que proporciona un manejo de este tipo de circuito.

Cuando todos los MOSFET son de canal N, se obtiene un mejor control del motor, al tener tiempos de propagación similares. Pero el encendido de los disparadores de compuerta se complica, debido a que los transistores superiores M1 y M2 no están referenciados a tierra como si lo están los transistores M3 y M4 que pueden ser activados con valores que oscilan entre 10V y 15V sin ningún problema. Una explicación a éste problema se presenta a continuación:

Basándose en la figura 3.17, y asumiendo que inicialmente los MOSFET M1 y M4 están apagados, la tensión en los surtidores estará muy cerca de la tierra. Para encender M1 y M4, que permiten la alimentación del motor, se necesitaría una tensión de al menos 10V en sus compuertas; M1, al estar encendido, se comportan como un interruptor cerrado, permitiendo pasar corriente debido a su baja resistencia ($m\Omega$) entre

La tensión V_{BS} es una tensión flotante, que se expresa tomando como referencia V_S . Cuando se pretende poner en conducción el MOSFET Q_1 y el MOSFET Q_2 está en corte, la tensión en el terminal HO con respecto a masa tomará un valor superior a V_{POT} . Idealmente toma el valor:

$$V_{HO} = V_{POT} + V_{GS(ON)} \quad (3.1)$$

La alimentación bootstrap para la activación de MOSFET de canal N está formada por un diodo (D_{BS}) y un capacitor bootstrap (C_{BS}). Este método tiene como ventajas que es muy simple y barato; pero tiene inconvenientes impuestos por el proceso de carga del condensador. Estos son que el tiempo que está conduciendo Q_1 es limitado porque depende del tiempo que tarda en descargarse C_{BS} , y que la frecuencia máxima de trabajo se limita al tiempo que dura la carga de dicho condensador.

El circuito bootstrap opera de la siguiente forma:

1. Durante el tiempo que el transistor Q_1 está apagado y el transistor Q_2 está encendido, el condensador C_{BS} se carga a un valor de tensión aproximadamente de V_{DD} (figura 3.19). La carga es muy rápida porque el τ_{carga} es muy pequeño y su valor aproximado es de:

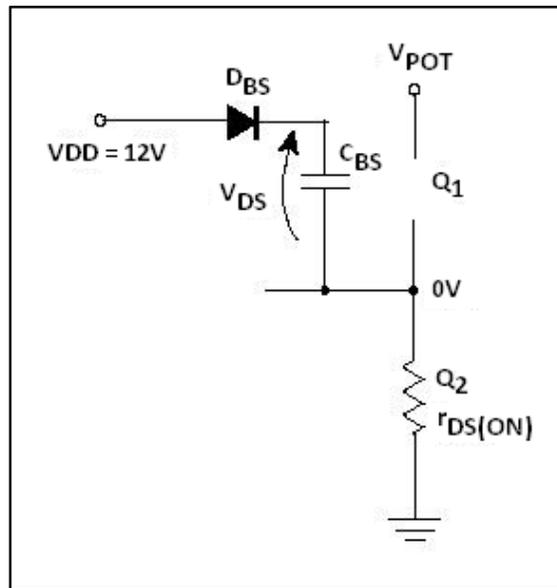
$$\tau_{carga} = C_{BS} \cdot (r_{DS(ON)Q2} + r_{dD_{DB}}) \quad (3.2)$$

Donde $r_{dD_{DB}}$ es la resistencia en directo del diodo D_{BS} .

2. Cuando Q_2 se apaga y se desea que Q_1 esté encendido, el diodo D_{BS} queda polarizado en inverso (figura 3.20). Con la tensión almacenada en C_{BS} durante el estado anterior, se polariza al controlador superior del circuito de control con el que se excita a Q_1 , de tal forma que pasa a estado de encendido.

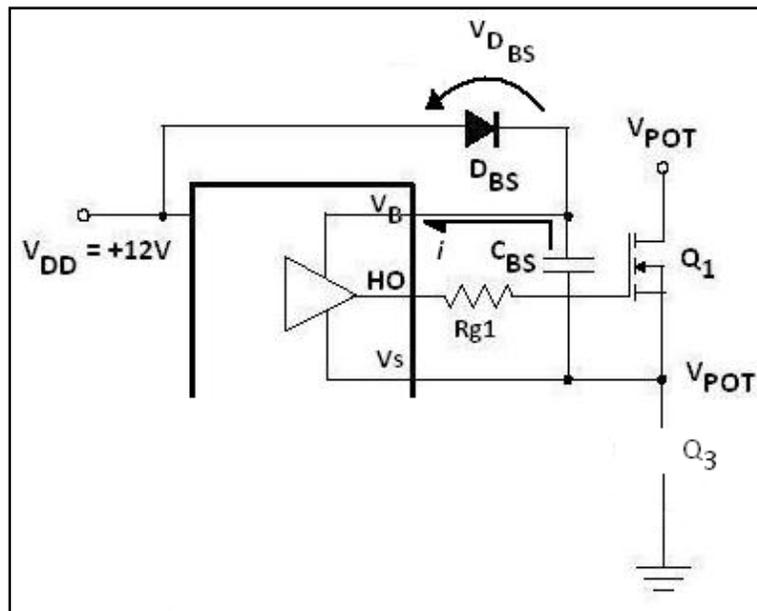
La tensión inversa que está sobre el diodo es:

$$V_{D_{BS}} = V_{DD} - V_{C_{BS}} - V_{POT} \approx -V_{POT} \quad (3.3)$$



(Acrobat Reader)

Figura 3.19 Carga del capacitor C_{BS} , para el circuito bootstrap.



(Acrobat Reader)

Figura 3.20 Tensión inversa en el del diodo.

Para todo éste proceso interesa que C_{BS} sea muy pequeña para que se cargue lo más rápidamente posible, pero por otro lado interesa que C_{BS} sea lo suficiente grande para que el MOSFET se active con seguridad. Por tanto es necesario tomar una solución de compromiso. Un buen criterio de diseño aplicado por muchos fabricantes y comentado en [36], definen que el condensador C_{BS} debe ser de un tamaño 10 o 20 veces superior a la capacidad de entrada que presenta la puerta del MOSFET. De forma analítica, este condensador se puede calcular a partir de la ecuación:

$$C_{BS} = \frac{Q_G + Q_{rr} + \frac{I_{DR} + I_{QBS}}{f_{PWM}}}{V_{BS1} - V_{BS2}}$$

Donde,

I_{DR} es la corriente inversa de pérdidas del diodo bootstrap;

I_{QBS} es la corriente de polarización del driver superior del puente,

Q_{rr} es la carga de recuperación en inversa del diodo bootstrap;

Q_G es la carga transferida a la carga en el paso de corte a saturación;

f_{PWM} es la frecuencia de la señal PWM⁶;

V_{BS1} es la tensión que tiene el capacitor inmediatamente después de la carga;

V_{BS2} es la tensión que tiene el capacitor inmediatamente antes de la carga;

C_{BS} es la capacidad bootstrap.

La conducción de una diagonal del puente H de forma permanente, mientras que la otra está bloqueada, puede provocar que el puente deje de funcionar. Esto es debido a que los condensadores bootstrap no son capaces de mantener la excitación del MOSFET de la parte alta del puente de forma indefinida; por tanto, es necesario que durante pequeños instantes de tiempo entre en conducción el transistor de la parte baja del puente, el cual permite la carga del condensador bootstrap correspondiente para volver a excitar el MOSFET de la parte alta del puente. Estos instantes de tiempo se denominan tiempos de refrescamiento.

⁶ PWM: acrónimo en inglés de Modulación por Ancho de Pulso.

Capítulo 4. Procedimiento Metodológico

En el siguiente capítulo se detallan las diferentes etapas del método de diseño en ingeniería que se implementan para obtener la solución al problema. Se ha resumido en cinco etapas fundamentales que en conjunto muestran el procedimiento a seguir y que se implementan para resolver la problemática que implica la realización de un control electrónico para una silla de ruedas sobre el problema.

4.1 Reconocimiento y definición del problema

El Departamento de Transporte Eléctrico de la Compañía Nacional de Fuerza y Luz (CNFL) se dedica a ejecutar proyectos en los cuales se utilice la electricidad como fuente de energía para trasladar a personas, ya que este es un tipo de energía limpia. La energía eléctrica no contamina y su precio no es tan volátil como lo es la energía producida por los hidrocarburos. Un ejemplo de este tipo de proyectos es el estudio realizado para la colocación de un sistema de transporte público con “trolebuses”, que son un autobús eléctrico alimentado por dos cables aéreos de donde se toma la electricidad para su funcionamiento. Estos y otros proyectos requieren de información y experiencia en el funcionamiento básico de un vehículo eléctrico.

La experiencia obtenida de proyectos o sus estudios previos son de suma importancia, ya que con ellos, las personas que los realizan obtienen una visión más amplia y un entendimiento más concreto del problema a tratar. Utilizando otros proyectos de menor envergadura, y que requieren de un diseño ingenieril, se obtiene la experiencia y se consolida la base de una información útil y veraz que funciona como pilar para los grandes proyectos que se pretenden establecer.

Es por ello que la Compañía Nacional de Fuerza y Luz, a través de este departamento, necesita reforzar su experiencia y conocimiento en el desarrollo de vehículos eléctricos, en este caso, mediante la construcción de una silla de ruedas eléctrica.

Toda esta problemática se analizó en el Departamento de Transporte Eléctrico, participando el Jefe del departamento, el ingeniero Eric Bogantes Cabezas, y el ingeniero Iván Montes Gómez, los cuales explicaron su deseo de construir una silla de ruedas como solución al objetivo propuesto. Dicha solución abarca, naturalmente, otros factores como la parte mecánica. Los requisitos y parámetros a seguir durante la construcción del dispositivo fueron proporcionados por el Departamento de Transporte Eléctrico, para ser debidamente analizados y resumidos con la ayuda del profesor asesor, el ingeniero Arnoldo Rojas Coto.

4.2 Obtención y análisis de información

La información sobre la problemática expuesta se basa en reuniones con el ingeniero Iván Montes Gómez, en donde se decidió la construcción de una silla de ruedas eléctrica de bajo costo. Una vez concluidas las pesquisas iniciales del proyecto, se procede entonces a investigar en fuentes bibliográficas y conversaciones con el profesor asesor.

Las primeras búsquedas se enfocaron en las características de las sillas de ruedas para establecer las restricciones y parámetros que se seguirá en la implementación. Cuando han sido reconocidas las partes electrónicas fundamentales, se procede a realizar la investigación de cada parte. El análisis completo y exhaustivo de la información recabada se realiza durante la elaboración de los diseños de cada una de las secciones que conforman el sistema.

Otra parte importante de la información la constituyen las etapas anteriores del proyecto, que se realizaron para el curso de Laboratorio de Microprocesadores, en donde fue implementado un prototipo de control, utilizando un lenguaje de programación y de más bajo nivel basado en Basic para PIC. La experiencia en este laboratorio sirvió para conocer sobre los protocolos de comunicación infrarroja y sobre mejores formas de implementación al utilizar un lenguaje de alto nivel, como C para PIC. Sin embargo, dicho prototipo no siguió la metodología de diseño que requiere un

proyecto más amplio, ni profundizó en temas como las etapas de potencia. Por este motivo, se decidió aplicarlo a la silla de ruedas, abarcando los aspectos necesarios para ser considerado como un proyecto de graduación donde se profundice un poco más en el diseño y en el acabado final.

4.3 Evaluación de las alternativas y síntesis de una solución

Una vez recopilada y clasificada la información, se procede a definir concretamente los parámetros finales sobre los que se trabajará a lo largo del proyecto; estos parámetros están expresados y resumidos en los objetivos específicos.

Según las experiencias anteriores al proyecto, se buscó un lenguaje de programación que permitió un manejo más flexible, sencillo y eficiente de los microcontroladores. La alternativa más apropiada es la utilización de lenguaje C para microcontroladores, debido a su conocimiento previo en diferentes cursos a lo largo de la carrera de ingeniería. Con este lenguaje se logra un control más satisfactorio de las interrupciones para el manejo de las señales infrarrojas que comandarán la silla. La investigación también sirvió para escoger sensores infrarrojos integrados de fácil reemplazo.

Debido a que existen muchos programas que se utilizan para la simulación de los microcontroladores, se efectuó una investigación en Internet para determinar cuáles son los más robustos para establecer una simulación en tiempo real que contenga los diferentes componentes que se utilizarían en el proyecto; esta investigación también sirvió para la escogencia del programa de diseño de los circuitos impresos.

A inicios del proyecto, no se tenía la información de las baterías, por lo que en primera instancia se decidió utilizar un tipo de batería funcional. Posteriormente, se investigó sobre las baterías de ciclo de descarga profunda, que se emplean más comúnmente en vehículos eléctricos, y se decidió también la utilización de baterías de gel de plomo y ácido.

Una de las alternativas para la etapa de potencia, que está construida con un Puente H, es la utilización de un controlador (driver) analógico para el manejo de los MOSFET de potencia. Pero gracias a la investigación realizada, se encontraron tecnologías actuales en el manejo de este tipo de circuito que simplifican el diseño y el manejo de los puentes. La comprobación de la efectividad de ésta solución, así como de las que se plantearon anteriormente, se efectuó mediante simulaciones, con la documentación de trabajos similares y con las experiencias propias adquiridas durante el tiempo de estudio.

El sistema cuenta además, con una etapa de visualización que empleará una pantalla LCD de cuatro líneas de escritura con veinte caracteres en cada una; para desplegar la información y el estado del sistema.

4.4 Implementación de la solución

La implementación se dividió en tres etapas: la etapa de control, la etapa de protección de protección y la etapa de potencia. En la etapa de control, se comenzó por establecer los tres tipos de protocolo de comunicación infrarroja que se utilizan en los controles remotos. La detección de los datos IR se ejecuta con módulos receptores, a una frecuencia central de 38kHz. La señal se dirige a una patilla del PIC la cual activa una interrupción. Luego, se procedió a la construcción de los algoritmos para recibir los datos infrarrojos y controlar la silla de ruedas. Una vez definidos los algoritmos, se realizaron diferentes pruebas y depuraciones de los programas hasta encontrar un funcionamiento correcto, que cumpliera con los objetivos.

La etapa de potencia es la que suministra y controla la corriente eléctrica hacia los motores de corriente continua de imanes permanentes. Está compuesta por un circuito puente H para cada motor. La implementación de éste circuito requirió MOSFET's de gran potencia.

Para proteger cada circuito de puente H de cortocircuitos, se recomendó la creación de un etapa de protección que en caso de que alguna de las ramas de los puente H se cortocircuitaran, deshabilitara la etapa de potencia para evitar que se dañen los componentes y alertara a la etapa de control la existencia de un problema en el sistema.

4.5 Reevaluación y rediseño

Entre las posibles mejoras que se pueden considerar al sistema implementado, tenemos el manejo de la silla a través de un joystick, como complemento del control remoto universal. El objetivo es dar más pluralidad al sistema, y no confinarlo al uso de un solo tipo de usuario. Con el manubrio se pueden realizar cambios de dirección y velocidad más suaves, aumentando la precisión; debido a que funciona con señales analógicas que hacen que el algoritmo de ejecución del movimiento sea más sencillo y directo.

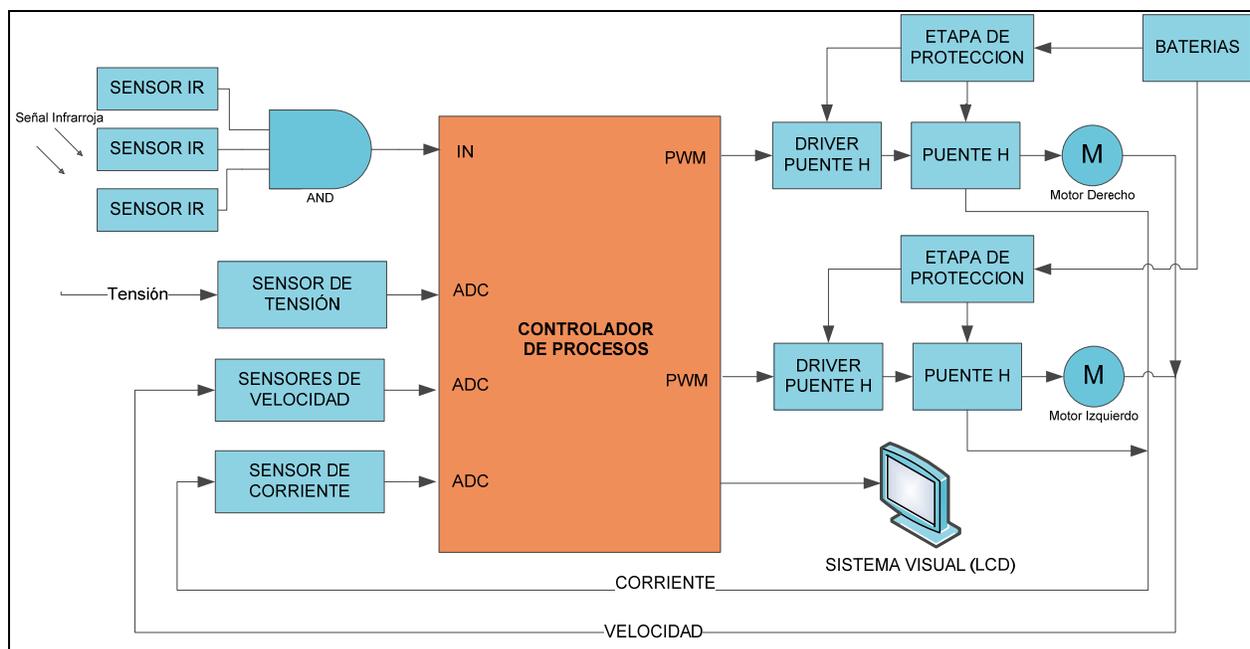
Este proyecto está restringido a la parte electrónica y es por ello que se debe abrir una segunda etapa que mejore el sistema mecánico para que no interfiera con la parte electrónica. Además es necesaria la implementación de un freno de fricción o electromagnético que le dé seguridad al sistema ya que al ser el primer prototipo, se prescindió de él intencionalmente, ya que es parte de la segunda etapa.

La investigación futura del origen de la interferencia electromagnética y como disminuir su nocividad en los circuitos se dejará en una segunda etapa del proyecto.

Capítulo 5. Descripción detallada de la solución

5.1 Análisis de soluciones y selección final

En secciones anteriores se ha presentado la solución básica, sin profundizar en los elementos específicos que componen al proyecto. La solución completa para el control electrónico se presenta en la siguiente figura 5.1, con diagrama de bloques detallado del sistema.



(Microsoft Office Visio 2007)

Figura 5.1 Diagrama de bloques detallado del sistema.

El sistema tiene 4 variables de entrada. La primera variable es la señal del control remoto que se compone de los 3 sensores de señales infrarrojas que se unen mediante una compuerta lógica AND. La segunda es la tensión en la batería que indica el estado de carga. Las otras dos son la velocidad y corriente del sistema, los cuales se utilizan para el control del mismo mediante retroalimentación. La etapa controladora de procesos es el cerebro del sistema y tiene como salidas las señales de control de los

drivers del puente H para manejar los motores; además mediante una pantalla LCD, se brinda información al usuario.

La salida del sistema está compuesta por los puentes H y su sistema de protección correspondiente, que son los que entregan de manera controlada la corriente a los motores produciendo el movimiento de la silla.

Las direcciones y giros permitidos para el desplazamiento de la silla de ruedas se muestran en la figura 5.2; también se indica la función que realizará cada botón del control remoto al ser presionado. Para brindar seguridad al usuario, la silla retrocede y gira siempre a la mínima velocidad permitida (2km/h). Con el botón 2 de avanzar se pueden obtener velocidades de 2, 4 y 6 km/h.

Estas funciones serán permitidas cuando estén habilitadas en el sistema controlador de procesos. El sistema permite acceder a diferentes comandos para observar los parámetros de la silla de ruedas, como son el estado de carga, el voltaje del banco de baterías y la velocidad seleccionada.

El diseño del sistema se divide básicamente en tres secciones importantes que se explican a continuación:

1. El sistema de control

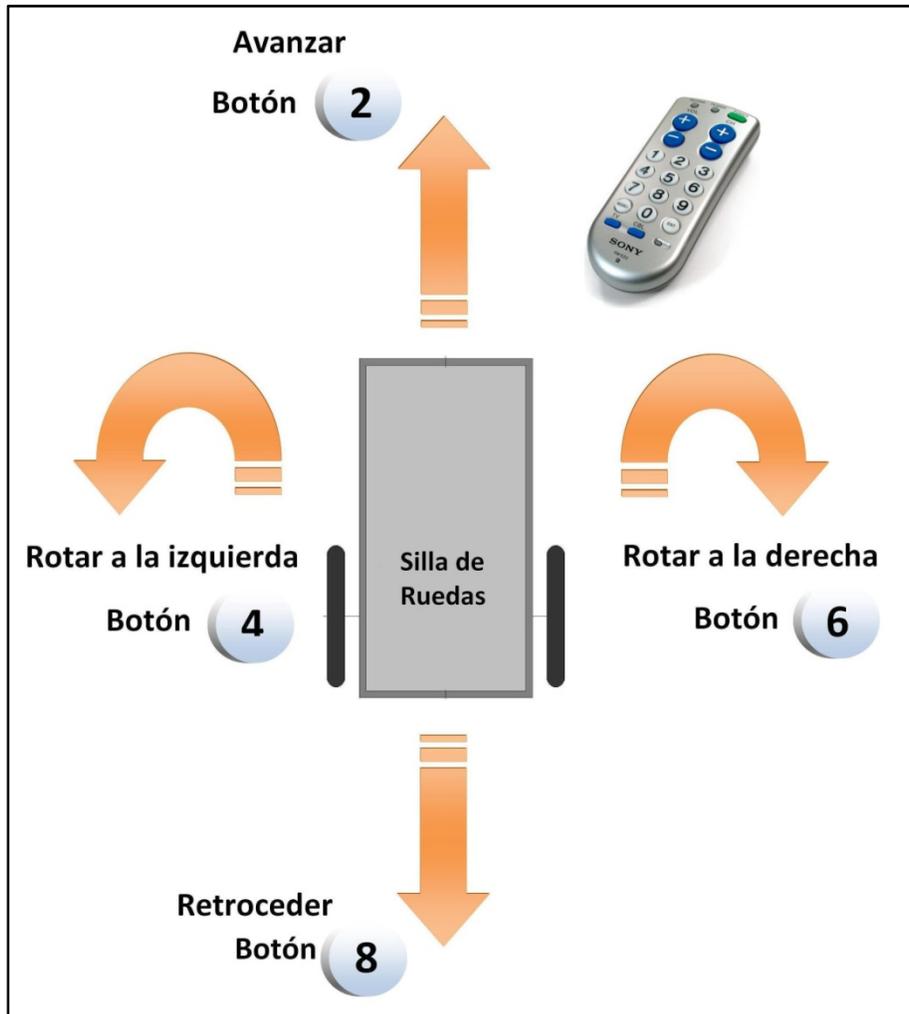
Es el encargado de controlar, vigilar y establecer las acciones que el usuario le envía mediante una interfaz inalámbrica infrarroja. Dichas acciones son el manejo de la silla, la visualización de distintos parámetros y la recolección de datos del sensor.

2. El sistema de potencia

La etapa de potencia está subordinada al sistema de control, y se encarga de transformar la energía eléctrica en mecánica, ajustándose a las necesidades.

3. El sistema de protección

Se encarga de proteger a la etapa de potencia ante eventuales cortocircuitos y sobrecorrientes del puente H.



(Microsoft Paint)

Figura 5.2 Botones de activación y direcciones de la silla de ruedas eléctrica.

5.2 Diseño del sistema de control

5.2.1 Descripción del software

5.2.1.1 Diseño de los algoritmos de recepción de datos infrarrojos

a. Algoritmo de recepción para el protocolo SONY®.

La creación de los algoritmos para la captura de los datos infrarrojos enviados por el control remoto es diferente para cada protocolo. La estructura básica de los protocolos

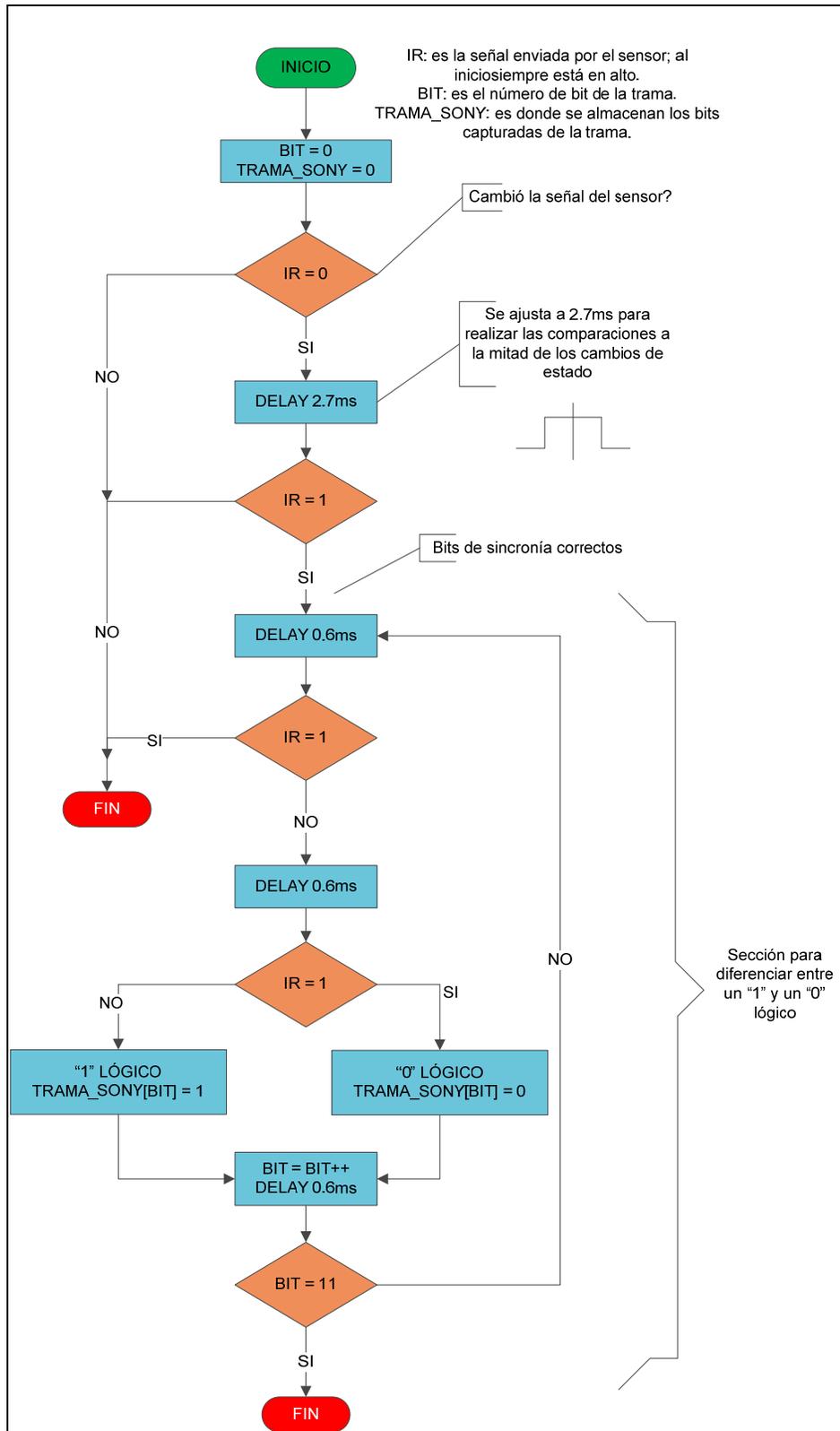
consiste en una señal de inicio de la trama, seguida por los bits de dirección y luego el comando. Como se aclaró en el capítulo 3, el protocolo Sony[®] consta de una señal de inicio de un tiempo específico, seguida por 7 bits de comando y luego 5 bits de dirección. El algoritmo de captura consiste básicamente en revisar el estado lógico de la señal de entrada que proviene del sensor IR. Existe un tiempo predefinido cada vez que se supervisa el estado de la señal.

La estructura del algoritmo, que se muestra en la siguiente figura 5.3, inicia con la definición de las variables, donde BIT almacena el número de bits de la trama, y toma valores de 0 a 11 (12 bits). La variable IR es la señal que se supervisa y corresponde a la señal infrarroja. Y la variable TRAMA_SONY es de 12 bits que almacena la trama bit por bit. El proceso inicia detectando un cambio en el estado de IR de “1” a “0”; luego se cumple un tiempo de espera de 2.7ms para realizar las comparaciones de IR a la mitad de los estados para evitar errores de detección de la señal. Si la sincronía es correcta, se procede con la detección de los bits de comando y dirección. Para detectar estos bits, se supervisa el estado de IR en el tiempo con retardos que se colocan a lo largo del algoritmo.

El procedimiento para almacenar un bit se realiza 12 veces, debido a la cantidad de bits de la trama. Además, el algoritmo corrobora si existe algún error, en cuyo caso descarta la trama. En la variable TRAMA_SONY se almacenan los datos, desde el LSB⁷ al MSB⁸ debido a la forma del protocolo, por lo que al finalizar la detección de un bit, la variable BIT es incrementada en una unidad.

⁷ LSB, acrónimo en inglés de Bit Menos Significativo.

⁸ MSB, acrónimo en inglés de Bit Más Significativo.



(Microsoft Office Visio 2007)

Figura 5.3 Diagrama de flujo para el algoritmo de captura del protocolo SONY®.

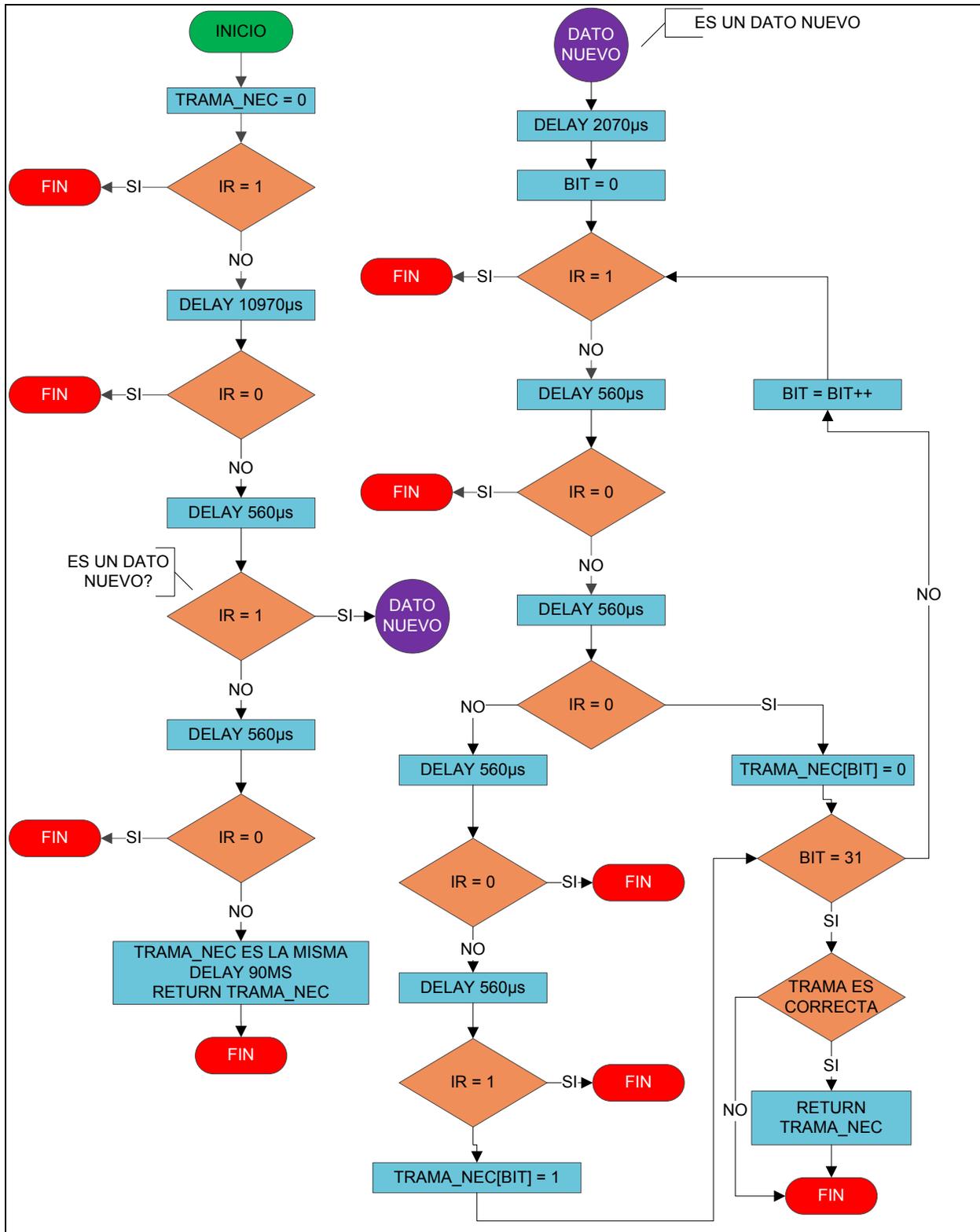
b. Algoritmo de recepción para el protocolo JVC®.

El algoritmo para la captura de los datos del protocolo JVC® es muy similar al protocolo Sony®. Las diferencias son: los tiempos con que se representan los bits, el tiempo del bit que indica el inicio de la trama, y el orden en que se recibe la dirección y el comando. El protocolo establece que primero se envía el LSB para la dirección y el comando.

Este protocolo tiene la característica de que, cuando un botón del control remoto se mantiene presionado, la trama de los 16 bits se retransmite cada 50 o 60 milisegundos, por lo que el algoritmo inicia detectando si el cambio en la variable IR corresponde a la trama de 16 bits o al bit de inicio. Si se detecta el bit que marca el inicio de un botón presionado, se procede a realizar una verificación correcta de dichos bits; después se obtiene el resto de la trama y se guarda la información en la variable TRAMA_JVC. Si el botón se mantiene presionado, el algoritmo vuelve a recolectar la trama de datos y verifica si son correctos y sincronizados. El método utilizado consiste en preguntar el estado del bit mediante la variable IR, y esperar un tiempo específico para cada sección de la trama. El diagrama de bloques que representa el algoritmo para la detección de datos con el protocolo JVC®, se muestra en la figura 5.4.

c. Algoritmo de recepción para el protocolo NEC®.

En este protocolo de comunicación infrarroja, cuando se presiona por primera vez el botón del control remoto, se envía un bit de inicio de 13.5ms y luego el resto de la trama, que está construida con 32 bits. Si el botón sigue presionado, se envía solamente un bit (que dura 11.25ms) cada 110ms. Con ésta especificación, el algoritmo inicia revisando si el dato es nuevo o si es repetido. La técnica utilizada es la misma de los otros protocolos, en los cuales se pregunta por el estado de la variable IR en forma desfasada (mediante el primer retraso o DELAY), para evitar errores en la adquisición de los datos. Si se detecta un bit que indica una repetición, el algoritmo devuelve la misma trama capturada anteriormente; en caso contrario, procede a obtener los 32 bits



(Microsoft Office Visio 2007)

Figura 5.5 Diagrama de flujo para el algoritmo de captura del protocolo NEC®.

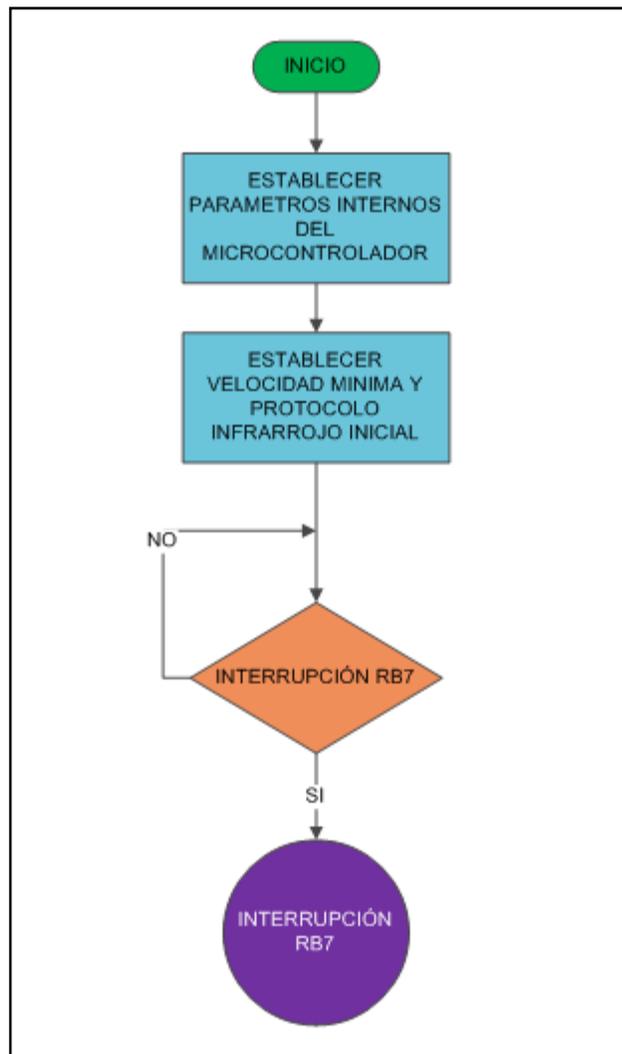
5.2.1.2 Diseño del algoritmo general del programa

Luego de la creación de los algoritmos para la captura de los datos de los diferentes protocolos, se procede a establecer la estructura central para el programa de control de la silla de ruedas. La forma básica del programa principal consiste en una función cíclica que espera una interrupción para ejecutar las demás funciones internas. Este ciclo dura aproximadamente 250ms que es el tiempo que se puede dejar de presionar un botón sin esperar un cambio. Es un tiempo escogido según la experiencia a la hora de la implementación del sistema y el manejo mediante el control remoto.

Cuando se energiza el sistema, se activan todos los parámetros internos del PIC, luego entra en el estado cíclico esperando la señal IR. Si una señal infrarroja es detectada, esta se retransmite hacia el microcontrolador provocando una interrupción y el programa principal abandona su estado de ciclo continuo para atenderla. Se optó por utilizar la interrupción del puerto RB7 que posee el microcontrolador, debido a su fácil manejo. El diagrama de flujo de la estructura del programa principal del sistema de control se presenta en la figura 5.6.

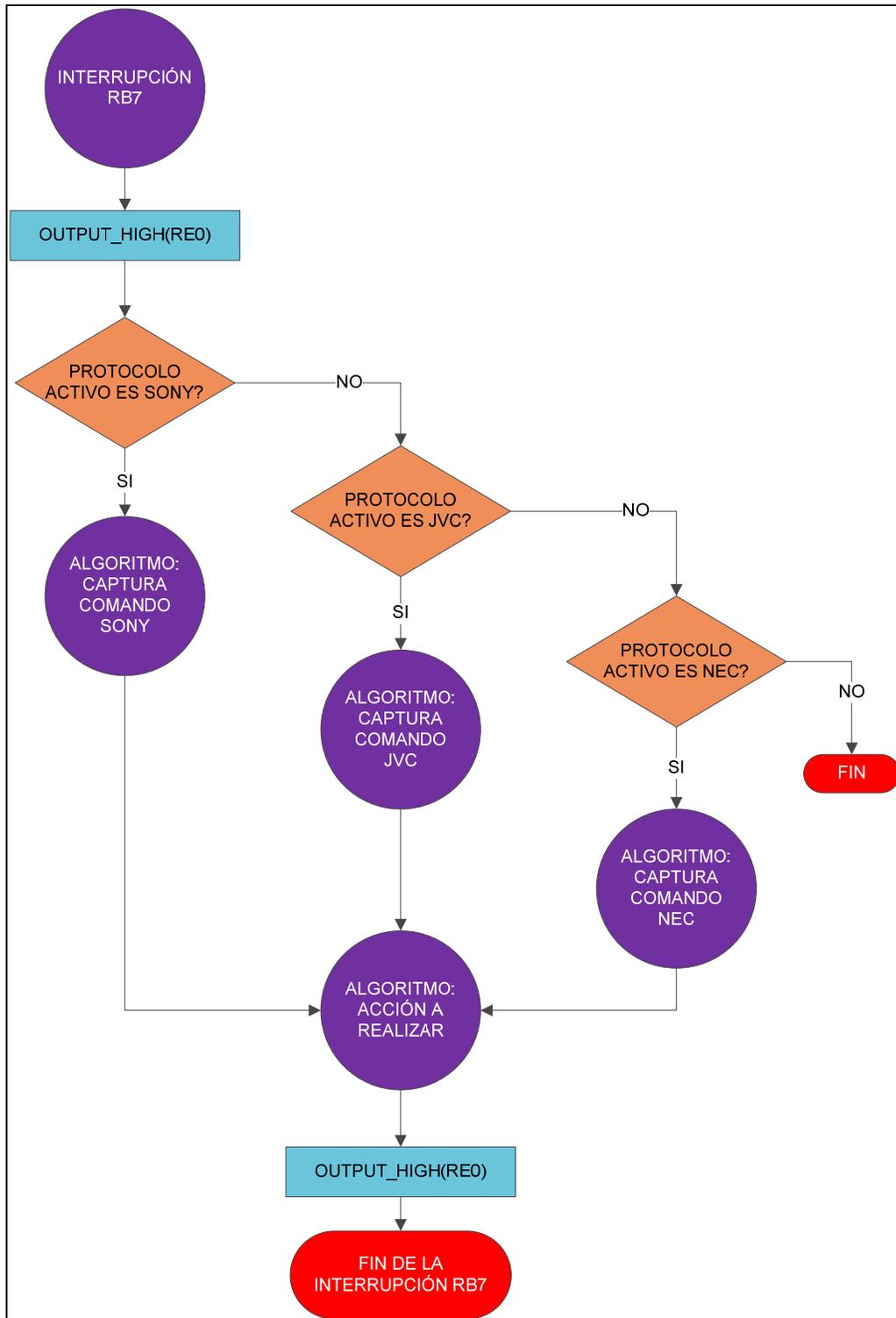
5.2.1.3 Diagrama de flujo para la atención de la interrupción

La patilla RB7 del microcontrolador es la entrada de datos en serie provenientes de los sensores infrarrojos. Está programada para que genere una interrupción cuando haya un flanco negativo. El microcontrolador al detectar el cambio de estado en la patilla, entra en modo de interrupción y ejecuta el código del programa correspondiente que captura el dato del protocolo activo. En primera instancia, levanta una bandera que tiene salida en el puerto C3 del PIC, que indica si se recibió con éxito la señal infrarroja encendiendo un LED. Luego, el sistema pregunta cuál es el protocolo que está activo para ejecutar el algoritmo correspondiente y captura los datos. El siguiente paso es llamar al algoritmo que realiza la acción seleccionada por el usuario. Cuando la acción ya ha sido ejecutada, la interrupción termina y el programa vuelve a su ciclo, esperando otro dato del usuario. El algoritmo de la interrupción se muestra en la figura 5.7.



(Microsoft Office Visio 2007)

Figura 5.6 Diagrama de flujo para el programa principal del sistema de control.



(Microsoft Office Visio 2007)

Figura 5.7 Diagrama de flujo para la rutina de interrupción del puerto RB7.

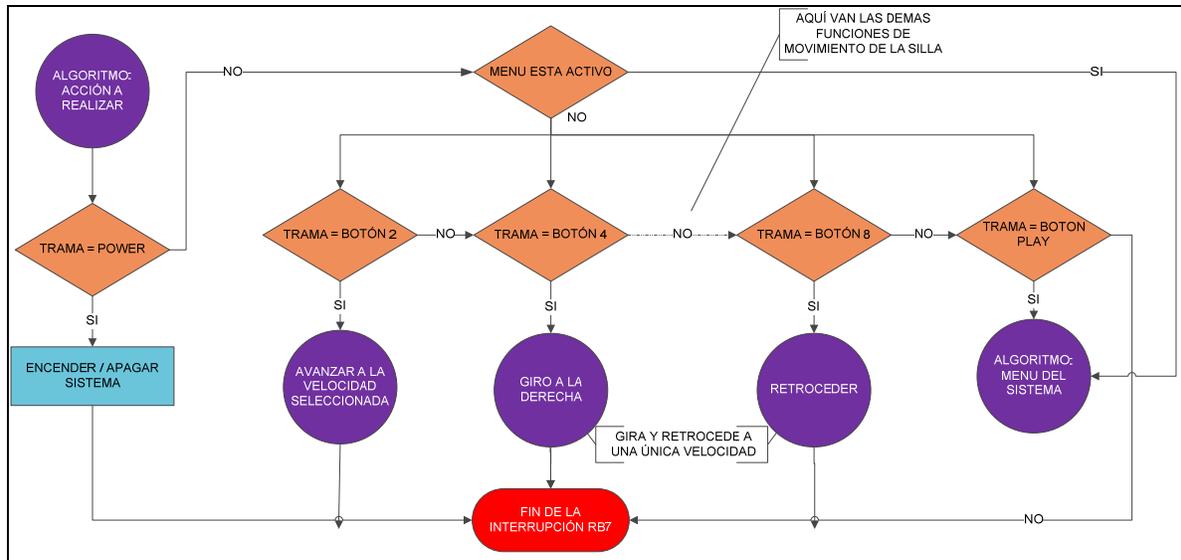
5.2.1.4 Diagrama de flujo para el algoritmo llamado “Acción a realizar”.

Una vez que se ha obtenido el dato enviado desde el control remoto, se ejecuta la acción correspondiente al botón apretado. La rutina o algoritmo para decidir cuál acción realizar, consiste en comparar la trama capturada con los valores que se encuentran almacenados en el programa. Las tramas guardadas son las mismas que se presentan en el capítulo tres. En la siguiente tabla se muestra la función de cada botón del control remoto.

Tabla 5.1 Funciones del Control Remoto Universal para la silla de ruedas eléctrica.

Botón del Control Remoto Universal	Función
POWER	Encender / Apagar
1	Utilizado para las funciones del menú.
2	Avanzar / Utilizado para las funciones del menú.
3	Utilizado para las funciones del menú.
4	Girar a la izquierda / Utilizado para las funciones del menú.
6	Girar a la derecha
8	Retroceder
5	Visualizar variables del sistema / Desactivar Alarmas del sistema
CANAL +	Incrementar velocidad
CANAL -	Disminuir velocidad
PLAY	Acceder al menú de opciones

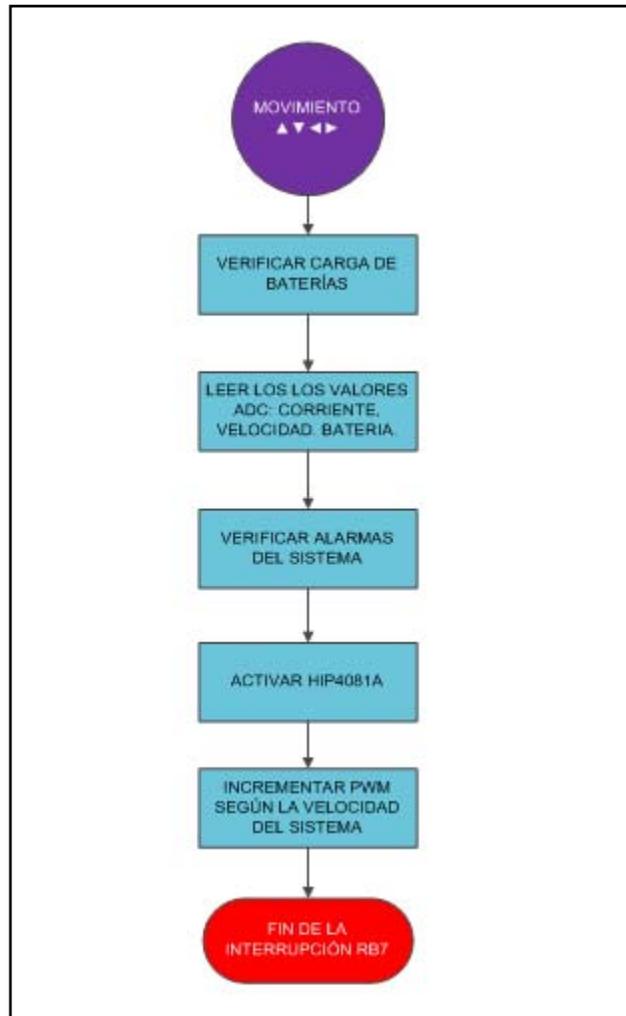
En la siguiente figura 5.8 se muestra el algoritmo para efectuar la acción seleccionada. Al terminar las acciones que corresponden a un movimiento de la silla, se termina la interrupción. Si el botón **PLAY** es oprimido, se ejecuta la rutina del menú general del sistema.



(Microsoft Office Visio 2007)

Figura 5.8 Diagrama de flujo que muestra el algoritmo que se realiza para realizar la acción seleccionada.

Para que la silla pueda alcanzar la velocidad seleccionada, el algoritmo respectivo tiene varios pasos a seguir. Primero se verifica el estado de carga de la batería. Si la carga residual de la batería es menor a un 80% el sistema muestra una alarma en el LCD. Luego, el algoritmo verifica los valores de entrada de los sensores de velocidad, corriente y la tensión en la batería. El sistema tiene dos alarmas, una de ellas se representa cuando existe un cortocircuito en el puente H y la otra por sobrecorriente, que se da cuando la corriente en el sistema es mayor a 20A y la velocidad es cero. Esta situación se puede dar si alguna de las 2 llantas está trabada y el usuario insiste en activar el sistema. Ya que con el rotor bloqueado el motor puede sobrecalentarse y dañarse. El incremento del PWM se hace si no se ha alcanzado la velocidad deseada. Cuando se llega a la velocidad deseada el PWM mantiene el valor, pero si la velocidad censada aumenta el PWM disminuye su valor. Así se hace un ajuste constante de la velocidad del sistema. Todas estas acciones ocurren al dejar presionado algún botón que indica el movimiento de la silla. Si el botón se deja de presionar o la señal IR se pierde el algoritmo de PWM comienza desde cero a incrementar su valor.



(Microsoft Office Visio 2007)

Figura 5.9 Algoritmo de movimiento de la silla de ruedas.

5.2.1.5 Diagrama de flujo para el algoritmo del menú general.

Mediante el botón **PLAY** del control remoto universal se puede acceder al menú general del sistema, el cual se divide en 3 secciones que son seleccionadas con los botones 1, 2 y 3. Para salir al programa principal se utiliza el botón 4.

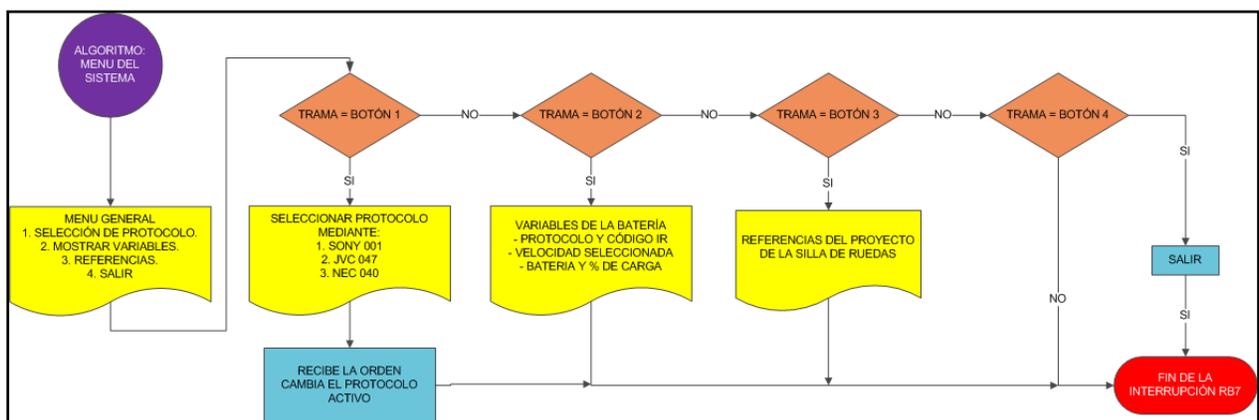
1. **Selección del protocolo:** al entrar en este sub-menú se puede elegir el protocolo habilitado para la recepción (Sony[®], JVC[®] o NEC[®]). Esta opción se definió debido a que los tres protocolos son diferentes y el sistema de control está preparando manejar solo uno a la vez. Con los botones **1, 2 y 3** se elige los

protocolos Sony®, JVC® y NEC®, respectivamente. Para salir del sub-menú se presiona el botón 4.

2. Visualización de los parámetros: en este sub-menú se muestran los diferentes parámetros de la silla de ruedas: variables del sistema de baterías, el protocolo seleccionado y la velocidad seleccionada. Entre las variables de las baterías se encuentra el porcentaje de carga y la tensión. Con el botón 5 se puede lograr el acceso a esta opción de una forma directa.

3. Referencias: en este apartado se visualiza las referencias del proyecto: Nombre del proyecto, Empresa, Nombre del profesor asesor, Nombre del ejecutor e información para consultas.

En la siguiente figura 5.10 se ofrece el diagrama de bloques utilizado para la construcción del algoritmo del menú general de sistema.



(Microsoft Office Visio 2007)

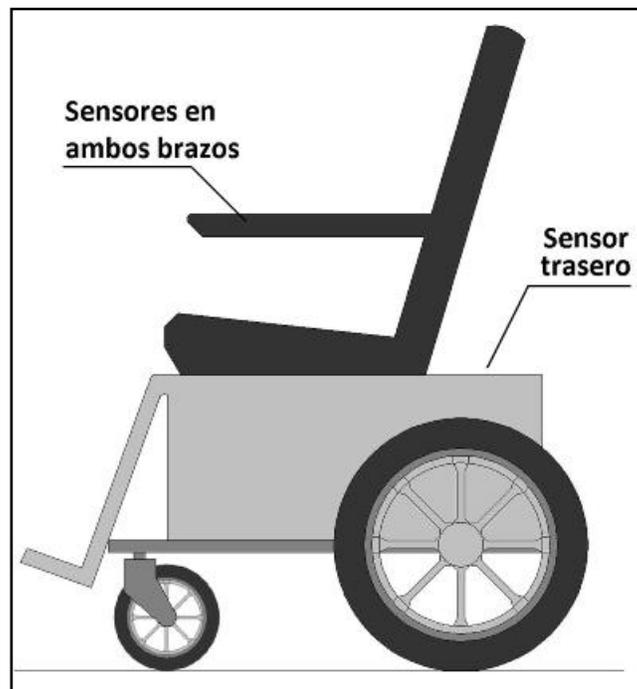
Figura 5.10 Diagrama de flujo que muestra el algoritmo del Menú General de Sistema.

5.2.2 Descripción del hardware

La construcción del sistema de control se inició con el circuito para la comunicación infrarroja. En una etapa de investigación previa se analizaron los diferentes protocolos de comunicación utilizados por los controles remotos universales. Los tres protocolos escogidos son de diferentes características como se detalla en el capítulo tres. Estos protocolos fueron seleccionados con distintas características para dar una mayor pluralidad a los algoritmos de recepción, y adquirir más experiencia en la construcción de estos. Los protocolos operan a frecuencias de 38kHz y 40kHz.

5.2.2.1 Diseño del circuito receptor infrarrojo

Este vehículo al ser manejado por control remoto, debe tener varios puntos de recepción de señales infrarrojas: un sensor en cada brazo de la silla y otro que está colocado en la parte posterior del vehículo; éste último tiene como objetivo el control de la silla por parte de otro usuario (figura 5.11).



(Microsoft Paint)

Figura 5.11 Posición de los sensores IR en la estructura de la silla de ruedas.

Los receptores de señales infrarrojas poseen una frecuencia central de trabajo de 38KHz, son del fabricante Sharp®, modelo GP1UM281YK, y se muestra en la siguiente figura 5.12.

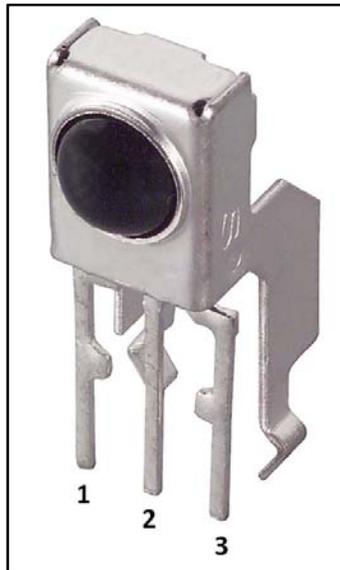


Figura 5.12 Módulo receptor de señales infrarrojas (1.Salida 2.Vcc 3. GND).

Este tipo de receptor posee tres terminales: la salida (OUT), que está invertida con respecto a la señal de entrada; tierra (GND), y por último, la alimentación (Vcc). Las especificaciones básicas del dispositivo se ofrecen a continuación:

- rango de recepción:** 13m;
- pasabanda infrarroja:** 940nm \pm 50nm;
- tensión de alimentación:** 4.5V a 5.5V;
- corriente de alimentación:** 1.5mA sin señal presente;
- frecuencia central:** 38kHz;
- dimensiones:** 5.6x6.8x15.3mm.

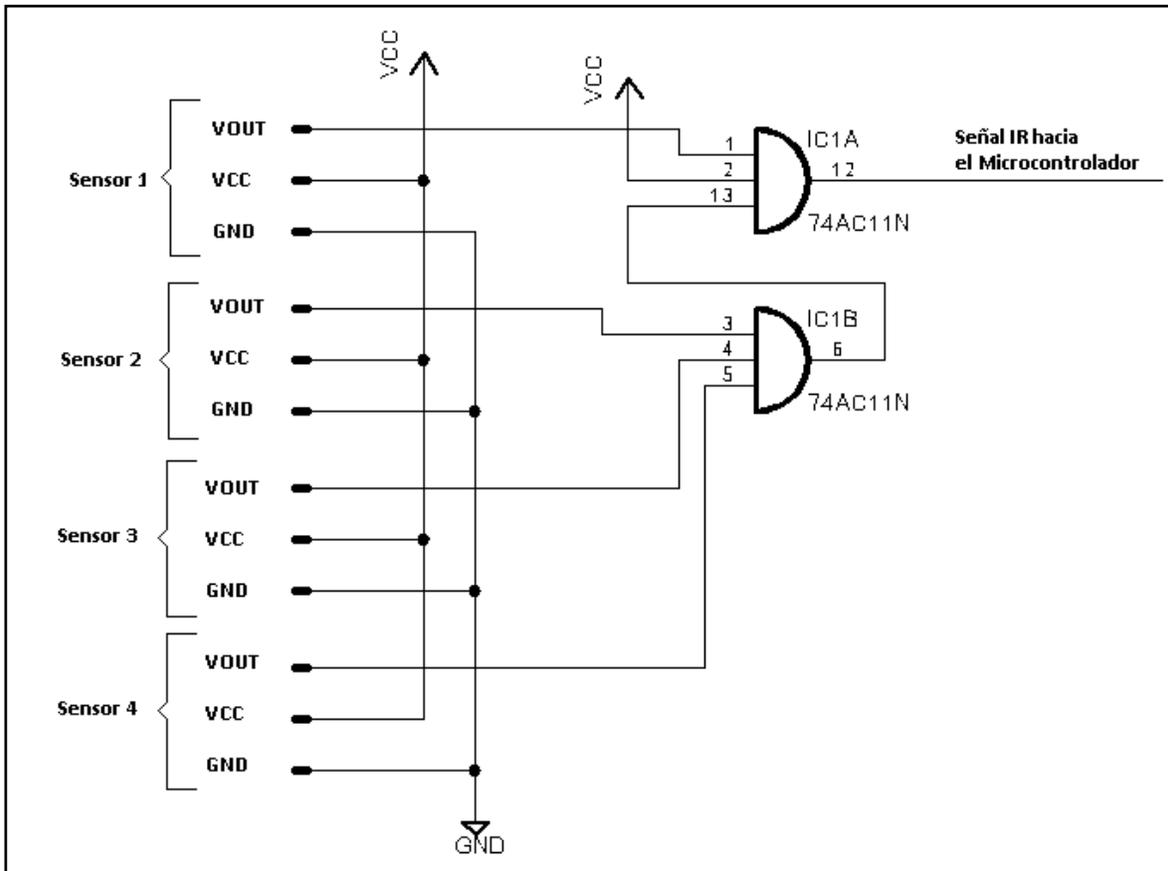
Para poder unir las tres señales provenientes de los sensores IR y enviarlas al módulo controlador de procesos, se utiliza una compuerta lógica AND. Cuando los sensores no reciben señal alguna, están en un estado de “1 lógico”; al recibir una señal

infrarroja, reenvían la señal invertida. Con una compuerta AND, podemos unir las tres señales en una sola, sin importar de cuál sensor provengan o si los tres están recibiendo la misma señal. Mediante una tabla lógica, podemos comprobar la selección de la compuerta AND como unión de los sensores. Dado que la separación entre sensores es muy poca, no existe problemas de retrasos de las señales entre los sensores, por lo que esta unión es eficiente y solo requiere una línea de transmisión que vaya dirigida hacia el microcontrolador. Si se desea agregar más sensores, todo lo que hay que hacer es incrementar el número de entradas de la compuerta lógica AND.

Tabla 5.2 Tabla del comportamiento del circuito que une los tres sensores IR.

Entradas			Salida
Sensor 1	Sensor 2	Sensor 3	OUT
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

El circuito final para la implementación se compone de una compuerta AND de 3 entradas (74AC11) con el fin de utilizar la menos cantidad de componentes para que el diseño sea pequeño. El diagrama electrónico se presenta en la figura 5.13.



(ISIS 7 Profesional y Microsoft Paint)

Figura 5.13 Circuito receptor para 4 sensores infrarrojos que envía la información en una sola línea.

5.2.2.2 Pantalla de visualización

Para visualizar los diferentes mensajes, las variables y poder configurar el sistema se utiliza una pantalla LCD de 20 columnas por 4 líneas. Se escogió este tipo de pantalla debido a su costo, además, es la más grande en su tipo, por lo que permite desplegar una mayor información. La pantalla es manejada mediante el microcontrolador y todas las funciones de activación son programadas en el lenguaje C para PIC's. Posee una luz de fondo que se enciende con el sistema al presionar el botón de POWER del control remoto. Esta iluminación es útil para situaciones en que el medio en que se encuentra la silla posee una baja iluminación.

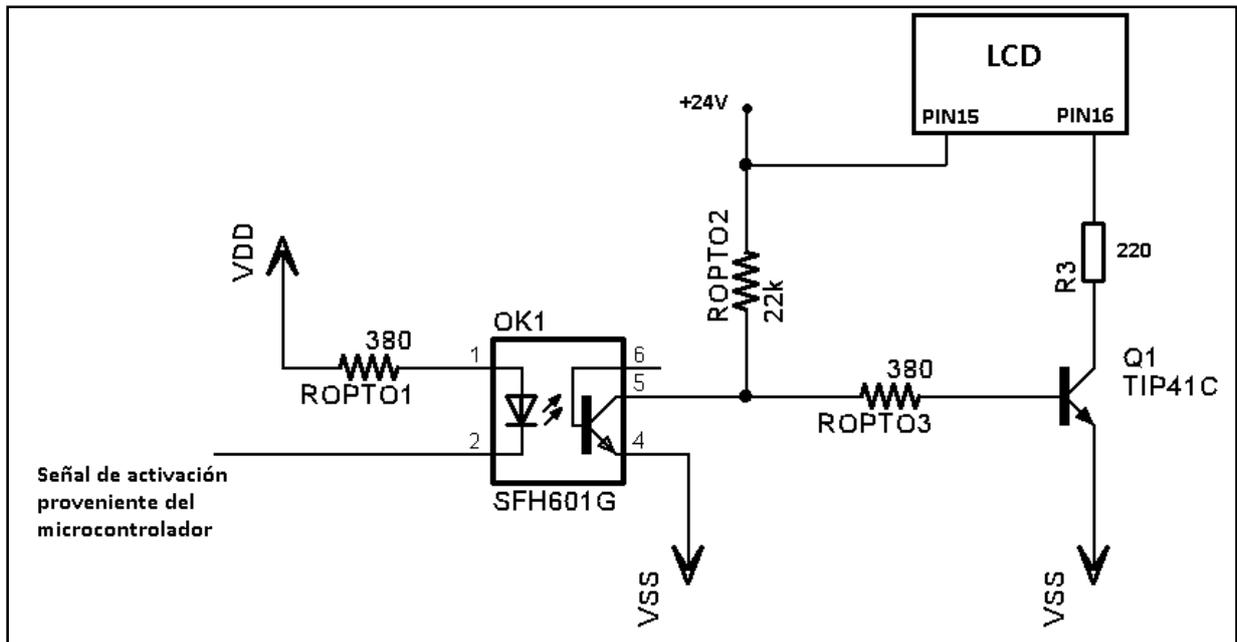


Figura 5.14 Pantalla LCD de 20 columnas y 4 líneas con luz de fondo.

5.2.2.3 Diseño del circuito que activa la luz del LCD

El sistema de visualización se compone de una pantalla LCD que posee una luz de fondo que se compone de un arreglo de LED's⁹. Los cuales necesitan un valor cercano a los 100mA para una iluminación claramente visible y su tensión es de 4.5V. Como se requiere de una corriente considerable a nivel de los circuitos lógicos, la alimentación se toma directamente de las baterías del sistema y no de los reguladores de voltaje que lleva el circuito.

⁹ LED: Acrónimo en inglés para Diodo Emisor de Luz.
Instituto Tecnológico de Costa Rica
Escuela de Ingeniería Electrónica



(ISIS 7 Profesional y Microsoft Paint)
Figura 5.15 Circuito utilizado para la activación de la luz de LCD.

La resistencia R_3 es una resistencia de 5W de potencia ya que en el peor de los casos la tensión de alimentación es de 26V cuando la batería está cargada al 100%, y la corriente por esa rama es:

$$I_{LUZ-LCD} = \frac{V_{Baterías} - V_{LED-LCD}}{R} \quad (5.1)$$

$$I_{LUZ-LCD} = \frac{26V - 4.5V}{220\Omega} = 98mA$$

$$P_{R3} = (I_{LUZ-LCD})^2 \cdot R3 = (98mA)^2 \cdot 220\Omega = 2.11W$$

El transistor Q_1 es activado mediante la señal que es transmitida mediante un optotransistor que se colocó para aislar el circuito con el microcontrolador. Ambos transistores son utilizados como interruptores.

5.2.2.4 Diseño del sensor de velocidad

La medición de la velocidad del sistema se realiza mediante dos pequeños motores paso-paso de similares características, colocados en cada llanta, que actúan como generadores. Se acoplaron al sistema de transmisión mecánica del sistema mediante un piñón que corre libre sobre la cadena de transmisión.

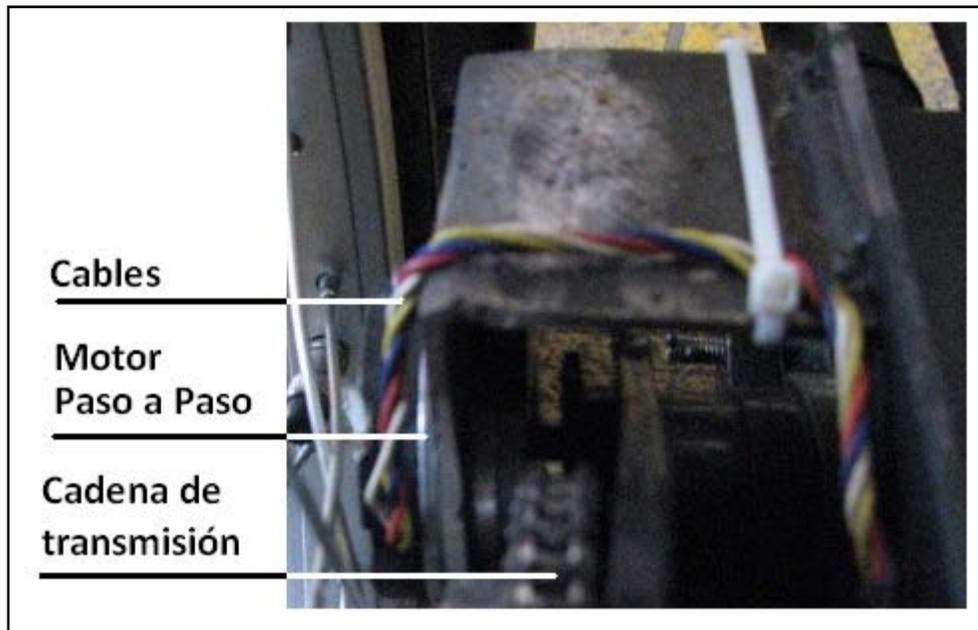
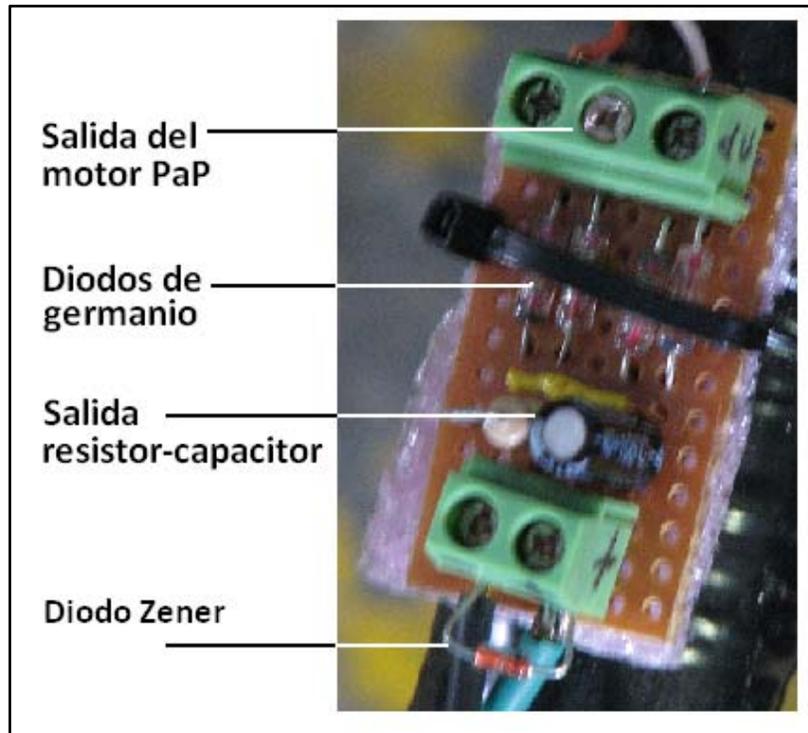


Figura 5.16 Constitución mecánica del sensor de velocidad de una llanta.

El motor paso-paso posee varios cables que corresponden a cada bobinado interno, y para la implementación del circuito se utilizó solo uno de los bobinados. Cuando la llanta gira, la salida de los motores paso-paso es una señal senoidal que es proporcional en amplitud y frecuencia a la velocidad. Para obtener una señal de corriente directa que se pueda introducir a la entrada de los convertidores analógicos a digital se utiliza un puente rectificador de onda completa que tiene como entrada la señal del motor paso-paso y su salida es una resistencia con un capacitor como filtro. El rectificador de onda completa está construido con diodos de germanio para aumentar la resolución de salida del sensor de velocidad.



(Microsoft Paint)

Figura 5.17 Rectificador de onda completa para la salida de un motor paso-paso.

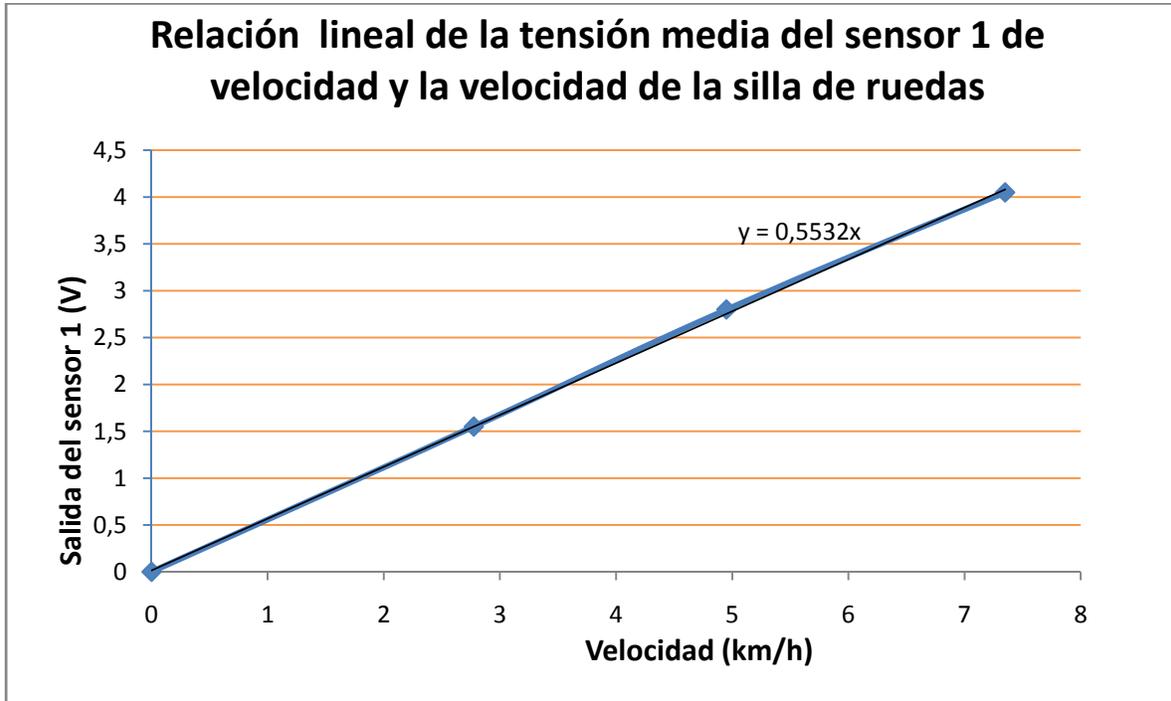
Una vez rectificada la salida del motor paso-paso se obtiene una tensión cd^{10} proporcional a la velocidad. Mediante un tacómetro se midió la velocidad en RPM^{11} de cada llanta para distintas velocidades lineales y se midió la tensión de salida de los rectificadores. Los resultados se presentan en la siguiente tabla.

Tabla 5.3 Medición de la tensión de salida de los sensores de velocidad a diferentes velocidades.

Tacómetro (RPM)	Velocidad (km/h)	Salida sensor 1 (V)	Salida sensor 2 (V)	Valor de ADC del sensor 1 (u)
0	0	0	0	0
37	2.775	1.55	1.53	317
66	4.95	2.8	2.74	573
98	7.35	4.05	4.31	828

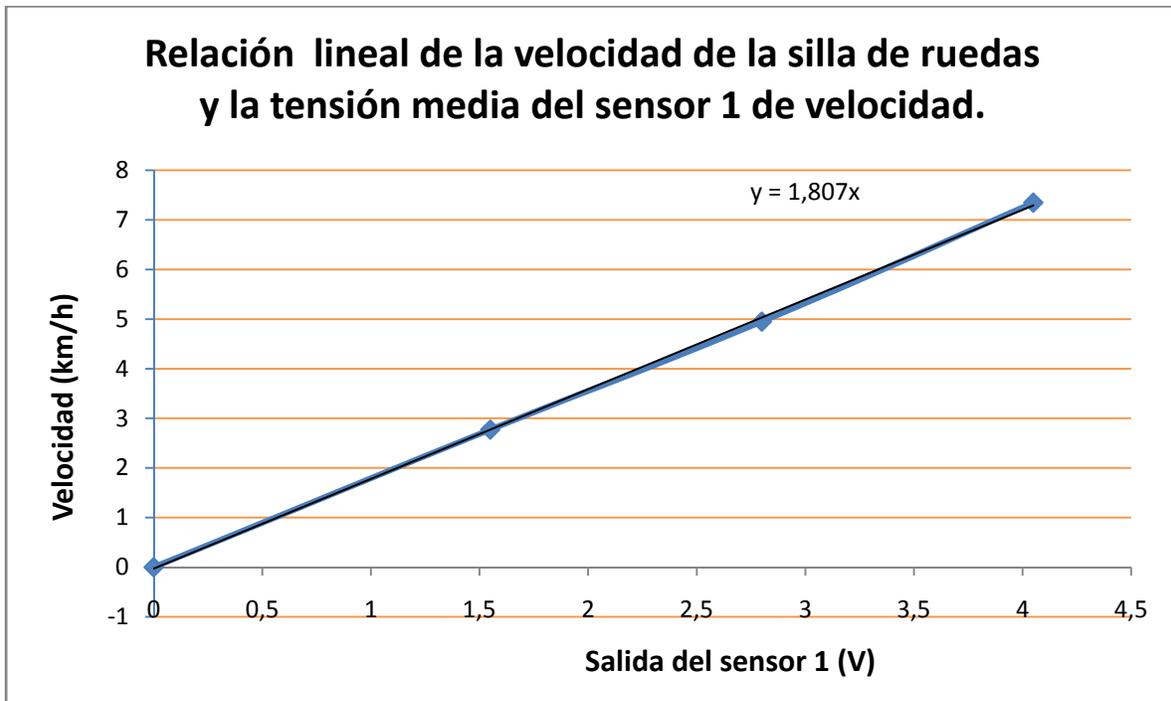
¹⁰ cd: corriente directa.

¹¹ RPM: revoluciones por minuto.



(Microsoft Office Excel 2007)

Figura 5.18 Curva que determina la relación de la velocidad con la salida del sensor 1.



(Microsoft Office Excel 2007)

Figura 5.19 Curva que determina la relación de la salida del sensor 1 con la velocidad.

En la figura 5.18 se muestra la curva que representa a la velocidad de la llanta 1 y la tensión de salida del sensor 1. Para poder desplegar la velocidad real del sistema en el LCD se necesita a la velocidad en función de la salida del sensor de velocidad. En la figura 5.19 se muestra dicha relación y es la ecuación que va incluida dentro de la programación del microcontrolador. Se aproxima la curva obtenida a una ecuación lineal.

5.2.2.5 Medición de la corriente en los motores.

La medición de la corriente en cada motor se realiza por medio de dos sensores de corriente de efecto de hall del fabricante LEM® modelo HXS 50-NP que se presentan en la siguiente figura 5.20. Estos sensores tienen como salida una señal de voltaje proporcional a la corriente. La tensión de salida es dependiente de la configuración del sensor y está representada por la siguiente ecuación según la hoja de datos:

$$V_{OUT} = V_{REF} \pm \left(0.625 \cdot \frac{I_P}{I_{PN}} \right) \quad (5.2)$$

La variable VREF es de 2.5V si no se coloca ninguna señal externa en el sensor. IP es el valor de la corriente a medir e IPN es el rango de medición seleccionado en el sensor. A manera de ejemplo si el rango de medición, IPN, es de 25A; VREF es de 2.5V y la corriente de entrada es de 20A, sustituyendo los valores en la ecuación la tensión de salida del sensor es de 3V.

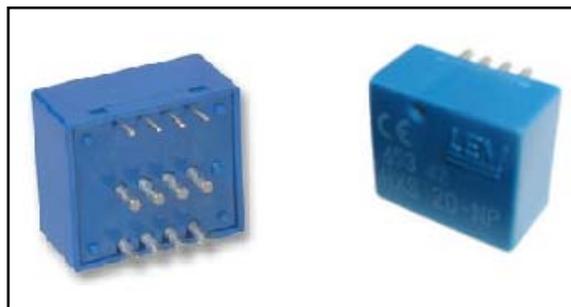


Figura 5.20 Sensor de corriente de efecto de Hall. Modelo HXS 50NP.

Tabla 5.4 Tabla de datos para el sensor de corriente de efecto de Hall HXs 50NP.

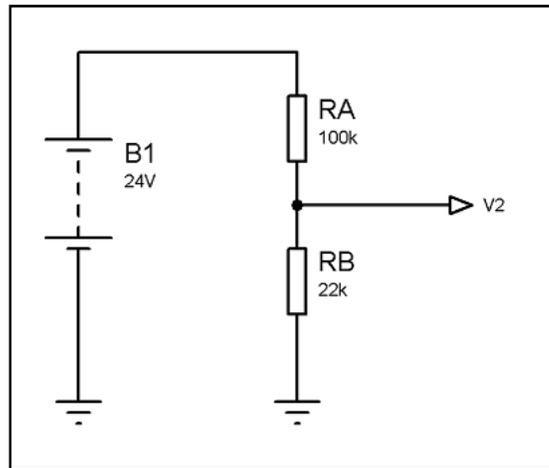
Number of primary turns	Primary current		Primary resistance R_p [m ohm]	Primary insertion inductance L_p [μ H]	Recommended PCB connections
	nominal I_{PN} [A]	maximum I_p [A]			
1	50	150	0.05	0.025	
2	25	75	0.2	0.1	
4	12.5	37.5	1	0.4	

La tensión de salida se coloca directamente a la entrada del microcontrolador y ésta se utiliza para verificar que no sobrepase un valor deseado mientras se va incrementando la corriente y la velocidad del sistema. La configuración utilizada en el sensor es para 25A, con el objetivo de tener un rango de tensión más amplio.

Para proteger al sistema, no se permite que la corriente promedio supere los 20A, por lo que el PIC compara internamente el valor del ADC que se genera de la salida del sensor de corriente con 613 unidades (que equivalen a 3V de la sensor de corriente) y si es superado, genera una señal de alerta en el LCD y detiene el sistema. Internamente en el microcontrolador no se necesitan ecuaciones extras como el caso de la velocidad del sistema.

5.2.2.6 Diseño del sensor de la tensión de la batería

La etapa de potencia funciona con un sistema de dos baterías de 12V en serie. El nivel de tensión en este sistema es de suma importancia, ya que se debe indicar la cantidad de energía disponible para saber si es necesario una recarga de las baterías. La medición de la tensión de la batería se realiza indirectamente mediante un divisor de tensión con dos resistencias, una de 100k Ω y otra de 22k Ω .



(ISIS 7 Profesional y Microsoft Paint)

Figura 5.21 Divisor de tensión para el sensor del voltaje de la batería.

$$V_2 = V_{\text{BATERÍA}} \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B} \text{ [V]} \quad (5.3)$$

$$V_2 = V_{\text{BATERÍA}} \cdot \frac{22\text{k}\Omega}{100\text{k}\Omega + 22\text{k}\Omega} = V_{\text{BATERÍA}} \cdot 0.1803 \text{ [V]}$$

Se ha mencionado anteriormente que cada batería se descarga (de 100% al 0%) con una tensión que varía de los 13V a los 10.5V, por lo que existe un rango de valores para la tensión de las dos baterías en serie, que oscilaría entre 21V y 26V, originando que el divisor de tensión presente los siguientes valores.

$$\Delta V_2 = [26\text{V} \dots 21] \cdot 0.1803 = [4.688\text{V} \dots 3.786\text{V}]$$

Con el divisor de tensión se pretende medir la tensión en la batería y ejecutar una etapa de acondicionamiento de la señal para transformar dicho valor y obtener un rango de 0V a 5V; con este rango se puede aprovechar al máximo la capacidad del convertidor analógico-digital (ADC¹²) del microcontrolador.

El procedimiento para la obtención de ecuaciones lineales de primer grado es el siguiente:

$$y = m \cdot x + b \quad (5.4)$$

¹² ADC: Analog to Digital Converter
Instituto Tecnológico de Costa Rica
Escuela de Ingeniería Electrónica

$$m = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} = \frac{5V - 0V}{4.688V - 3.786V} = 5.543$$

$$b = y - m \cdot x \tag{5.5}$$

$$b = 5V - 5.543 \cdot 4.688V = -20.986V$$

Por lo que la ecuación final es:

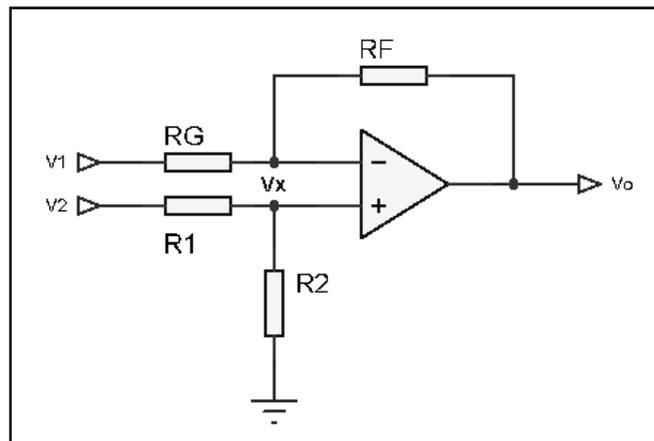
$$y = 5.543x - 20.986$$

La ecuación anterior se puede expresar en términos de tensión:

$$V_0 = 5.543 \cdot V_2 - 20.986V \tag{5.6}$$

5.2.2.7 Circuito Acondicionador de Señal

Para construir el circuito acondicionador de señal utilizamos la configuración de un circuito restador de dos señales, como el que se presenta a continuación.



(ISIS 7 Profesional)

Figura 5.22 Configuración del amplificador operacional para el circuito acondicionador de señal.

Para analizar y determinar la ecuación característica del circuito, se aplica la Ley de Corrientes de Kirchoff en la patilla negativa del amplificador:

$$\sum i = 0$$

$$i_g = i_f$$

$$\frac{V_1 - V_X}{R_g} = \frac{V_X - V_O}{R_f}$$

De la ecuación anterior despejamos la variable V_X :

$$V_X = \frac{R_g \cdot R_f}{R_g + R_f} \cdot \left(\frac{V_1}{R_g} + \frac{V_O}{R_f} \right)$$

$$V_X = \left(\frac{V_1 \cdot R_f + V_O \cdot R_g}{R_g + R_f} \right) \quad (5.7)$$

En la patilla positiva del amplificador existe un divisor de tensión:

$$V_X = \frac{V_2 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.8)$$

Luego igualamos V_X de las ecuaciones 5.7 y 5.8 para obtener la tensión de salida

$$\left(\frac{V_1 \cdot R_f + V_O \cdot R_g}{R_g + R_f} \right) = \frac{V_2 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_O = V_2 \cdot \left[\frac{R_2}{(R_1 + R_2)} \cdot \frac{(R_g + R_f)}{R_g} \right] - V_1 \cdot \frac{R_f}{R_g} \quad (5.9)$$

En la ecuación anterior se puede observar que se restan los valores de entrada V_1 y V_2 ; además el comportamiento de la ecuación anterior es lineal de primer grado:

$$y = m \cdot x + b.$$

Se elige V_2 como la variable independiente y V_1 como un valor constante. Con ello se determinan b y m :

$$b = -V_1 \cdot \frac{R_f}{R_g} \quad (5.10)$$

$$m = \left[\frac{R_2}{(R_1 + R_2)} \cdot \frac{(R_g + R_f)}{R_g} \right] \quad (5.11)$$

$$y = V_0$$

$$x = V_2$$

Escogiendo a $R_f = R_2 = 510\text{k}\Omega$, $V_1 = 3\text{V}$ para la ecuación 5.10 y sabiendo que b es equivalente a -20.986V , se obtiene el valor de R_g :

$$R_g = -V_1 \cdot \frac{R_f}{b} = -3\text{V} \cdot \frac{510\text{k}\Omega}{-20.986\text{V}} = 72.9\text{k}\Omega \cong 73\text{k}\Omega$$

$$R_g \cong 73\text{k}\Omega$$

El valor de esta resistencia se ajusta mediante un potenciómetro, y la fuente de 3V se construye con un diodo Zener de 3V . Luego se obtiene el valor de la resistencia R_1 de la ecuación 5.9:

$$m = \left[\frac{R_2}{(R_1 + R_2)} \cdot \frac{(R_g + R_f)}{R_g} \right]$$

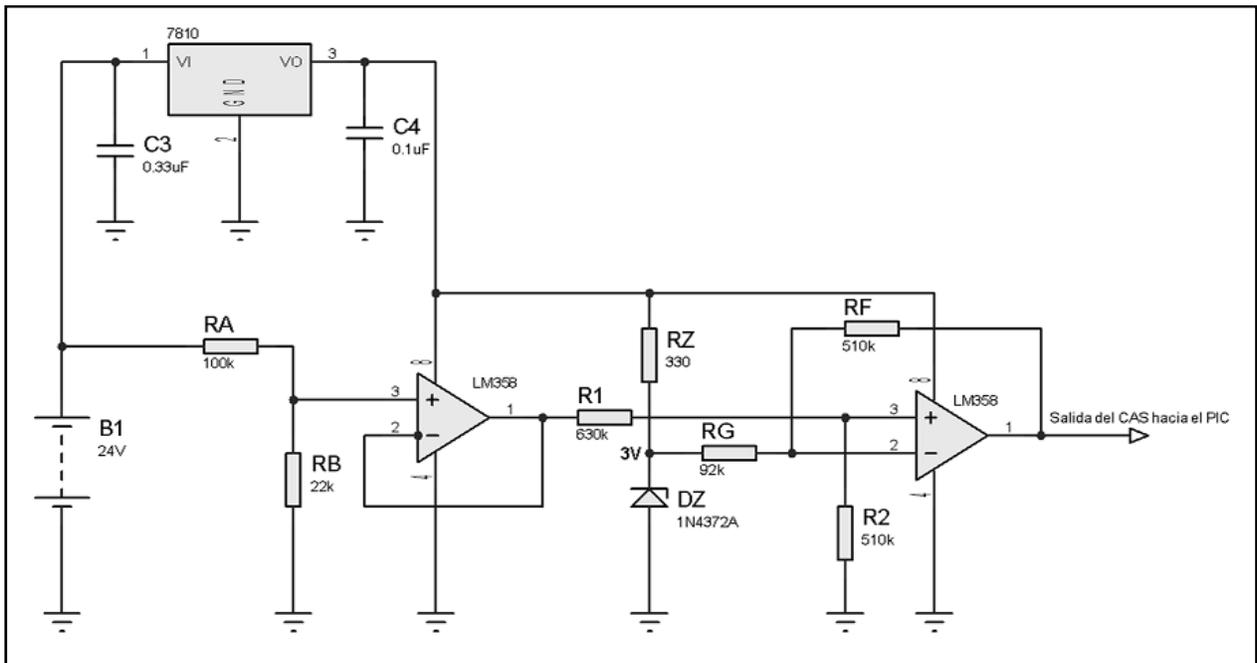
$$R_1 = \frac{(R_g + R_f) \cdot R_2}{m \cdot R_g} - R_2 = \frac{(73\text{k}\Omega + 510\text{k}\Omega) \cdot 510\text{k}\Omega}{5.543 \cdot 73\text{k}\Omega} - 510\text{k}\Omega = 224.803\text{k}\Omega$$

$$R_1 \cong 225\text{k}\Omega$$

De igual forma, esta resistencia se adapta con un potenciómetro. El circuito completo se muestra en la siguiente figura 5.23. Para alimentar a los dos amplificadores operacionales se utiliza un regulador de voltaje de 10V . Debido a que no se utiliza una

fuerza bipolar en el sistema, se buscó amplificadores operacionales que trabajen con una fuente unipolar; estos son los amplificadores LM358, y están contenidos en un encapsulador DIP de 8 pines.

Para no afectar el valor de las resistencias R_1 y R_2 con el uso del divisor de tensión R_A y R_B , se recurre a un circuito seguidor de tensión por medio de un amplificador, ya que posee una alta impedancia de entrada, una baja impedancia en la salida y ganancia unitaria.



(ISIS 7 Profesional)

Figura 5.23 Circuito acondicionador de señal para la medición de la tensión en la batería.

5.2.2.8 Derivación de las ecuaciones internas del microcontrolador para medir la tensión en la batería.

a. Ecuación para la medición de la tensión en la batería, porcentaje de descarga y gráfico de barras.

Cuando el circuito acondicionador de señal ha sido construido, se requiere visualizar la información en la pantalla LCD. El porcentaje de carga debe aparecer en forma gráfica, numérica y con el valor específico de la tensión; la forma gráfica se muestra en la siguiente figura.



(ISIS 7 Profesional)

Figura 5.24 Representación visual en el LCD del estado de carga de la batería.

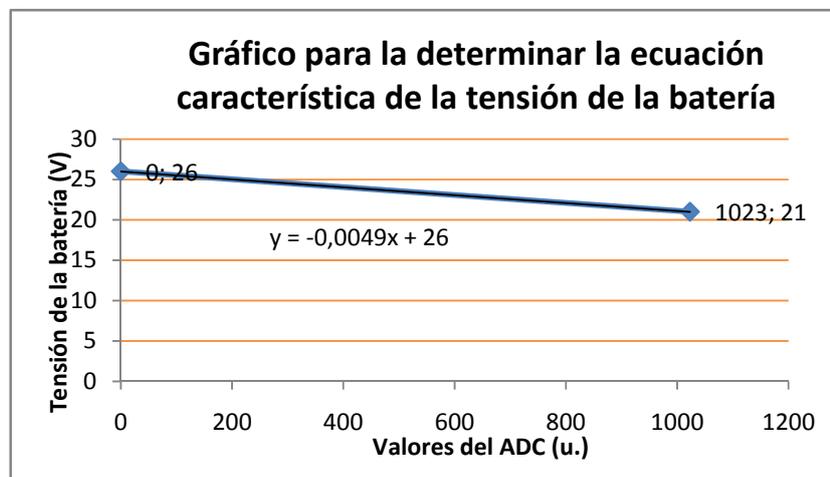
El sistema mide de forma aproximada el estado de carga de las baterías mediante la tensión de las mismas, ya que existen otros métodos y parámetros como son la vida útil y el estado del electrolito son más complejos de implementar.

Para obtener el porcentaje de descarga, se establece una relación entre la medida de la tensión de la batería medida y la escala porcentual. Con 26V, el porcentaje de descarga de la batería es de 100%, y con 22V corresponde a 0%. Cabe señalar que la batería no será descargada a un valor inferior del 20% del total de la carga, con el objetivo de no disminuir su vida útil.

El convertidor analógico-digital del microcontrolador funciona en un rango de datos internos que va de 0 a 1023 para valores de tensión de 0 a 5V, y en el LCD solo se dispone de 16 espacios para representar el 80% de la carga aceptada por la batería,

por lo que internamente el microcontrolador deberá representar dichos valores utilizando un algoritmo. La solución específica es dividir el valor interno del ADC (1023) entre 16, dando como resultado 64; por consiguiente, la resolución del ADC estará dividida en 16 segmentos visualizados en el LCD.

Para la presentación numérica de la tensión y el porcentaje de descarga, es necesario construir una ecuación lineal de primer grado que relacione los valores internos del ADC con la tensión o el porcentaje. En el caso de la tensión, se realiza un gráfico para obtener la ecuación correspondiente.



(Microsoft Office Excel 2007)

Figura 5.25 Curva que determina la ecuación característica para programación y visualización de la tensión de la batería.

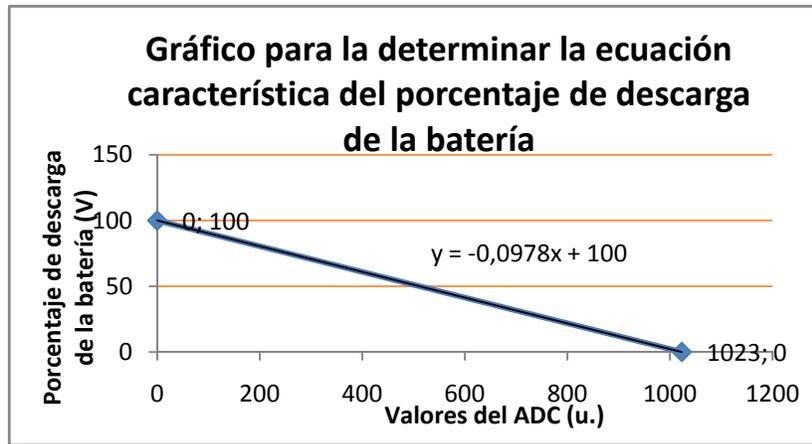
La ecuación resultante está incluida en la programación del microcontrolador:

$$y = -\frac{5}{1023} \cdot x + 26 \quad [\text{Voltios}] \quad (5.12)$$

, donde **y** son los valores en voltios para la tensión de la batería, según los valores del ADC representados por **x**.

De igual forma, la figura 5.26 determina la ecuación que relaciona el ADC y la escala porcentual para la representación del porcentaje de descarga. El diseño especifica que

un valor de 0 en el ADC indica que la batería está a un 0% de carga, y cuando está cercano a 1023 unidades, la batería está cargada casi a un 100%; considerando lo anterior, el gráfico es el siguiente:



(Microsoft Office Excel 2007)

Figura 5.26 Curva que determina la ecuación característica para programación y visualización del porcentaje de descarga de la batería.

En la siguiente figura se muestra la forma en que se visualiza en el LCD la tensión de la batería y el porcentaje de descarga de la batería.



(ISIS 7 Profesional)

Figura 5.27 Representación visual en el LCD de la tensión y porcentaje de descarga de la batería.

5.2.2.9 Circuito lógico de salida para el manejo de los controladores de puente H.

Para controlar de manera segura los controladores de puente H se construyó un circuito lógico que no permite la activación de los dos transistores de una misma rama del puente H. El circuito controlador de puente HIP4081A posee internamente un circuito de protección, pero durante la implementación hubo problemas de cortocircuito de una de las ramas del puente.

La tabla de verdad del integrado HIP4081A dice que si se activa el MOSFET inferior, el transistor superior de la misma rama no puede ser activado. Este último podrá ser activado si el MOSFET inferior está apagado. El puente H se divide en dos ramas A y B, y en el lado superior H y el inferior L. Estas consideraciones se presentan en la siguiente tabla.

Tabla 5.5 Tabla de verdad del circuito interno en el controlador de puente H de MOSFET HIP4081A.

Entradas			Salidas	
ALI, BLI	AHI, BHI	DIS	ALO,BLO	AHO
X	X	1	0	0
1	X	0	1	0
0	1	0	0	1
0	0	0	0	0

Nota: X significa que la entrada puede ser "1" o "0".

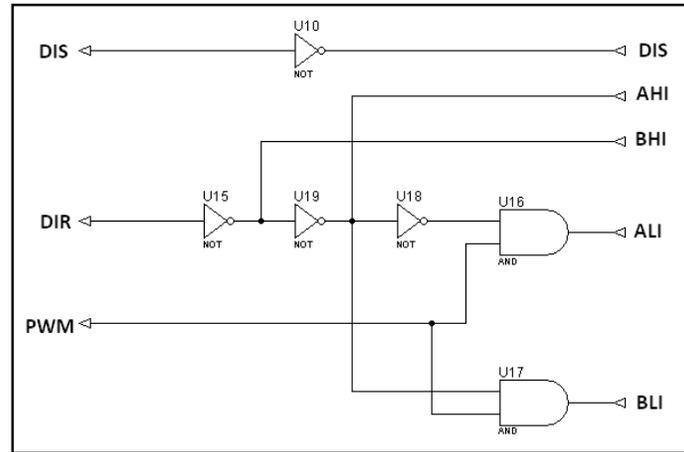
Teniendo en cuenta las consideraciones anteriores, realizamos una nueva tabla de verdad que tiene como entradas la habilitación del puente, la dirección de la corriente y la señal de PWM. Las salidas activan al controlador de puente H.

Tabla 5.6 Tabla de verdad para el circuito controlador de puente H de MOSFET HIP4081A.

Entradas			Salidas				
DIS	PWM	DIR	DIS	AHI	ALI	BHI	BLI
0	X	X	1	0	0	0	0
1	0	X	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	PWM	1	0
1	1	1	0	1	0	0	PWM

Nota: X significa que la entrada puede ser "1" o "0".

La lógica para cada salida se realiza mediante la aplicación de mapas de Karnaugh y el circuito lógico se presenta en la siguiente figura 5.28. Las entradas del circuito son controladas directamente por el microcontrolador.



(ISIS 7 Profesional)

Figura 5.28 Circuito lógico para el manejo de un controlador de puente H HIP4081A.

5.2.2.10 Reguladores de tensión.

Para alimentar los circuitos lógicos de la etapa de control y potencia se utilizan reguladores de tensión de diferentes voltajes. Para los circuitos que requieren 5V se utiliza un regulador NTE1934X que puede entregar hasta 2A. Para los reguladores de tensión de 10V se utiliza el LM7810 que es un regulador de 1A de capacidad. Los voltajes de 12V son tomados de los regulares NTE1912 y son de 3A. Se escogieron reguladores con suficiente corriente de salida debido a la cantidad de componentes en cada circuito.

5.2.2.11 Microcontrolador.

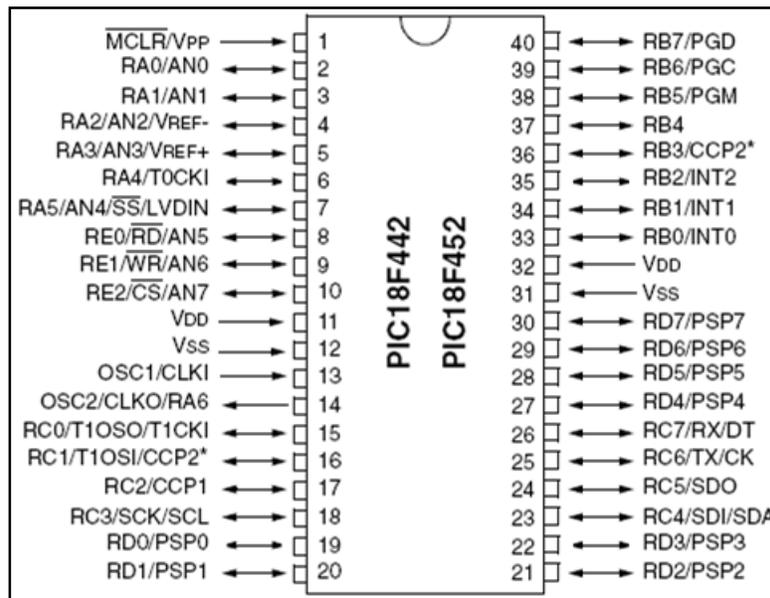
El sistema controlador de procesos está constituido por un microcontrolador programable recomendado para utilizarse con el lenguaje de programación C. En la implementación se utilizó C para PIC's mediante la herramienta PCWH Compiler PIC-C, en su versión 4.014. Por el tamaño de memoria necesaria se escogió el modelo del

microcontrolador es el PIC18F542, ya que durante las experiencias con otras aplicaciones con PIC, se ha comprobado que las funciones que requieren manejo de interrupciones y LCD abarcan una gran cantidad de memoria ROM dentro del microcontrolador.

Entre las características más importantes que están:

- Memoria EEPROM de 256Bytes, Flash de 32kBytes y RAM de 1536bytes.
- Arquitectura optimizada para el lenguaje C.
- Frecuencia de operación hasta 40MHz.
- Memoria lineal del programa que direcciona a 32 kBytes.
- Prioridad en los niveles de interrupciones.
- Convertidor analógico-digital de 10bits.
- Salida de PWM con una resolución de 1 a 10 bits.

En la siguiente imagen se muestra cada una de las patillas del dispositivo con su respectivo nombre.



(Acrobat Reader y Microsoft Paint)
Figura 5.29 Configuración de pines para el PIC18F542.

Mediante la tabla 5.7 se muestra la función que posee cada pin en la fabricación del controlador de procesos. En el puerto A1 se encuentra una de las cinco entradas analógicas para el convertidor analógico-digital y se utiliza para medir la tensión de la batería y establecer el estado de la carga de la batería. Las demás entradas analógicas son utilizadas como entradas de los sensores de corriente y velocidad de cada llanta.

El puerto B0 se emplea para borrar la bandera interna que indica una interrupción en alguna de las entradas desde RB4 hasta RB7; solo es necesario enviar alguna señal por el puerto B y la bandera será borrada. Cuando se maneja interrupciones con los puertos RB4 al RB7, se debe limpiar la bandera interna para evitar problemas con la activación y desactivación de las mismas, ya que el compilador no realiza dicha función al llamar a la rutina de interrupción.

La entrada digital B7 es por donde entran los datos serie provenientes de los sensores infrarrojos. Está configurada para generar una interrupción y proceder a la adquisición de los datos.

El puerto C del PIC se utiliza para el control del driver (controlador) del puente H, utilizando una etapa previa que consiste en una lógica que no permite la activación de una misma rama del puente H. Se escogió este puerto porque tiene dos PWM internos por hardware, y no es necesaria su implementación por software ni de forma externa al PIC. El PWM se utiliza para la regulación de la velocidad de los motores.

Otro de los puertos utilizados es el D, que se emplea para enviar los datos al LCD; y el puerto E se utiliza para recibir la señal de alarma que proviene del sistema de protección y a su vez limpiar los registros que posee dicho circuito. Todas las patillas del microcontrolador y su uso en el proyecto se proyectan en la tabla 5.7.

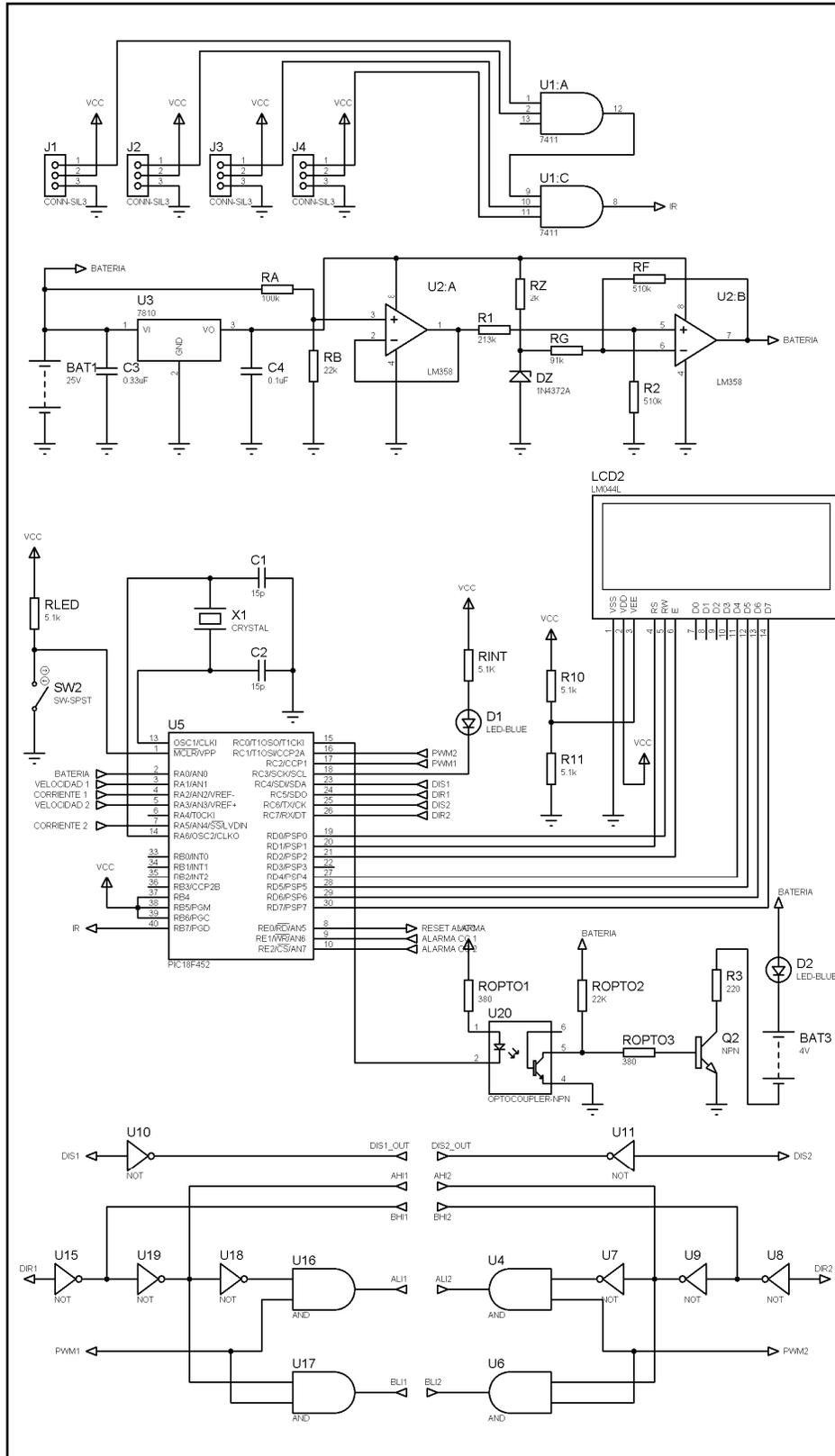
Tabla 5.7 Lista de pines utilizados en el PIC18F452 para la etapa controladora de procesos.

N°	PIN	FUNCIÓN	N°	PIN	FUNCIÓN
1	MCLR	Reset	40	RB7	Entrada IR
2	AN0	ADC Tensión Batería	39	B6	"1" Lógico
3	AN1	ADC Velocidad Rueda Derecha	38	B5	"1" Lógico
4	AN2	ADC Corriente Motor Derecha	37	B4	"1" Lógico
5	AN3	ADC Velocidad Rueda Izquierda	36	B3	NC
6	A4	NC	35	B2	NC
7	AN4	ADC Corriente Motor Izquierda	34	B1	NC
8	E0	Reset Alarma	33	B0	Borrar la bandera de interrupción de RB4:7
9	E1	Alarma CC 1	32	VDD	+5V
10	E2	Alarma CC 2	31	VSS	GND
11	VDD	+5V	30	D7	Conectado a la línea de datos D7 del LCD
12	VSS	GND	29	D6	Conectado a la línea de datos D6 del LCD
13	OSC1	Oscilador	28	D5	Conectado a la línea de datos D5 del LCD
14	OSC2	Oscilador	27	D4	Conectado a la línea de datos D4 del LCD
15	C0	Luz del LCD	26	C7	Dirección del Puente 2
16	C1	PWM 2	25	C6	Enable del Puente 2
17	C2	PWM 1	24	C5	Dirección del Puente 1
18	C3	LED de interrupción	23	C4	Enable del Puente 1
19	D0	Conectado al Read/Write (RW) del LCD	22	D3	NC
20	D1	Conectado al Register Select (RS) del LCD	21	D2	Conectado al Enable (E) del LCD

Para generar la señal de reloj del PIC, se utiliza un cristal de cuarzo junto a dos capacitores de 15pF que son los que ayudan a una generación de tiempos exactos en el microcontrolador. El valor de los capacitores es recomendado por el fabricante del PIC. El valor de la frecuencia del PIC es de 20MHz que provoca que una respuesta rápida y deseable del microcontrolador.

5.2.2.12 Circuito completo para la etapa de control

La implementación final del circuito controlador de procesos se construye con la conexión de las etapas anteriormente diseñadas y se representa en la figura 5.30.



(ISIS 7 Profesional)

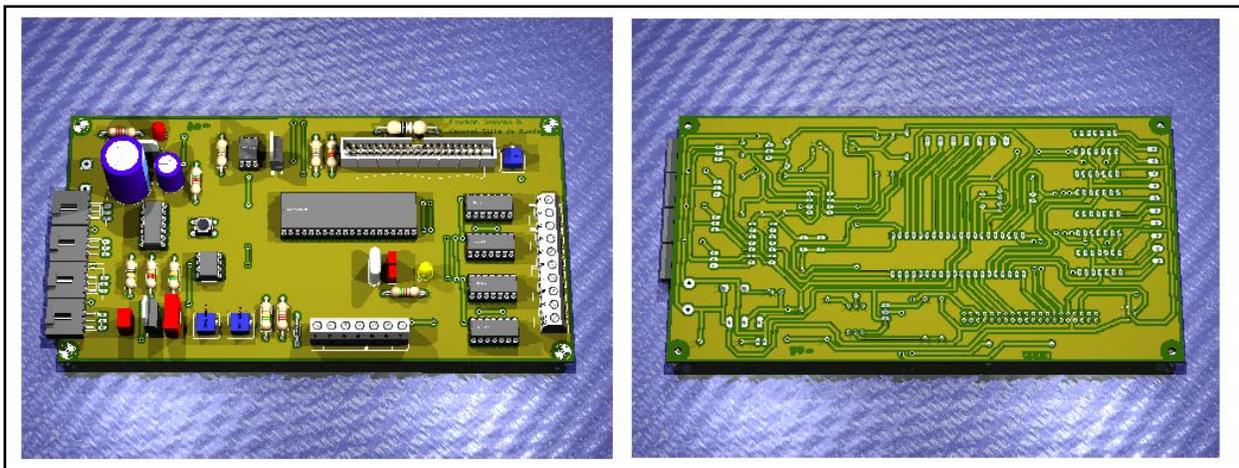
Figura 5.30 Circuito completo para la etapa controladora de procesos.

5.2.2.13 Circuitos impresos

Un circuito impreso se elabora para que el circuito eléctrico perdure en el tiempo y sea fácilmente reproducible. Es por esto que cada una de las etapas del proyecto lleva este tipo de implementación. Para diseñar el circuito impreso se utiliza la herramienta de software *Eagle Layout Editor versión 4.11*.

a. Circuito impreso de la etapa controladora de procesos

La etapa controladora de procesos utiliza baja tensión y baja corriente, por lo que el ancho de las pistas puede ser establecido arbitrariamente. Aún así, existen métodos y ecuaciones que dictan el ancho de las pistas para circuitos impresos y que sí serán utilizadas para la etapa de potencia. El software Eagle puede crear una presentación en tres dimensiones del circuito y sus componentes, para visualizar la posición final de los mismos; esta presentación virtual se muestra en la siguiente figura 5.31. El circuito impreso se presenta en la figura A.2.



(Eagle 3D v4.11)

Figura 5.31 Visualización en tres dimensiones del circuito impreso y acabado final de la Etapa Controladora de Procesos.

5.3 Etapa de potencia

5.3.1 Descripción del hardware

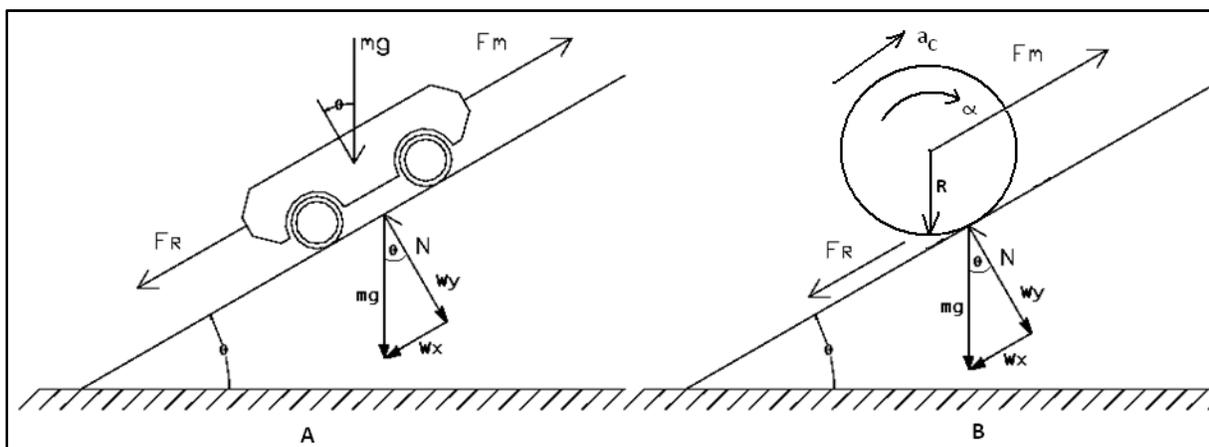
5.3.1.1 Resultados y análisis de las pruebas de fuerza para obtener la potencia de los motores.

a. Resultados experimentales.

La estimación de la potencia necesaria para trasladar toda la masa de la silla, con la persona a bordo, se midió utilizando una romana de muelle de 100kg como medición máxima, en la que el peso de 150 kg fue tirado a lo largo de una pendiente de 12%. La fuerza necesaria para desplazar la silla fue de aproximadamente 50Kg. Esta medición se obtuvo cuando la silla pasó de una condición de reposo a un desplazamiento de medio metro.

b. Modelo físico de un sobre un plano inclinado

La figura 5.32 se muestra el diagrama de cuerpo libre de un vehículo sobre una pendiente y las fuerzas que interactúan. Así mismo, en la figura 5.32.B se muestra las fuerzas que interactúan en las ruedas del vehículo.



(Microsoft Paint)

Figura 5.32 Diagrama de fuerzas para un objeto sobre una pendiente con fricción a un ángulo θ .

Como se mencionó anteriormente, la silla de ruedas eléctrica se dirigirá siempre a una velocidad máxima constante, y el análisis de su movimiento incluye las leyes de Newton.

$$\sum F = m \cdot a \quad (5.13)$$

Dado que la velocidad es constante la aceleración es cero.

$$\sum F = \vec{F}_m = \vec{F}_R + \vec{F}_w = m \cdot a_c$$

$$\vec{F}_m = \vec{F}_R + \vec{F}_w = m \cdot a_c \quad (5.14)$$

$$\vec{F}_m = \vec{F}_R + m \cdot g \cdot \text{sen}(\theta) \quad (5.15)$$

donde,

\vec{F}_m es la fuerza utilizada para impulsar al vehículo sobre la pendiente.

\vec{F}_R es la fuerza de fricción provocada por el roce del pavimento con las ruedas.

\vec{F}_w es la componente del peso en dirección contraria al movimiento.

m es la masa del vehículo.

g es la constante de aceleración de la gravedad.

El movimiento de rotación que se produce alrededor del centro de masa está dado por la siguiente ecuación:

$$\vec{F}_R \cdot \vec{R} = I_C \cdot \alpha \quad (5.16)$$

, donde I_C es el momento inercia del cuerpo que rueda y se establece con la siguiente relación.

$$I_C = k \cdot m \cdot R^2 \quad (5.17)$$

El valor de k está dado según el tipo de rueda y es de $2/5$ para la esfera, 1 para el aro y de 0.5 para el cilindro. Además, la relación entre el movimiento de traslación y el movimiento de rotación sin que la rueda se deslice está dado por:

$$a_C = \alpha \cdot R \quad (5.18)$$

, donde α es la aceleración angular.

Para obtener el valor de F_m obtenemos F_R de las ecuaciones 5.16, 5.17 y 5.18.

$$\vec{F}_R = K \cdot m \cdot a_C \quad (5.19)$$

El valor de a_C proviene del resultado F_R con la ecuación 5.15.

$$a_C = \frac{g \cdot \text{sen}(\theta)}{1-k} \quad (5.20)$$

Finalmente,

$$\vec{F}_R = \frac{k \cdot m \cdot g \cdot \text{sen}(\theta)}{1-k}$$

por lo que

$$\vec{F}_m = \vec{F}_R + \vec{F}_w$$

$$\vec{F}_m = \frac{k \cdot m \cdot g \cdot \text{sen}(\theta)}{1-k} + m \cdot g \cdot \text{sen}(\theta)$$

$$\vec{F}_m = m \cdot g \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \left(\frac{1}{1-k} \right) \quad [\text{Newton}] \quad (5.21)$$

Para obtener la potencia requerida para lograr el movimiento, se estima que el peso total del dispositivo y la persona pueden oscilar entre 150kg y 200kg , por lo que se escoge el caso extremo. El ángulo de inclinación es de 12% , la velocidad mínima de 2Km/h (equivalente a 0.556 m/s) y el factor geométrico escogido es de $0,5$ para un

cilindro, debido a su similitud con la geometría de la silla, que posee dos puntos de contacto.

$$\vec{F}_m = 200\text{Kg} \cdot 9.8\text{m/s}^2 \cdot \text{sen}(12^\circ) \cdot \left(\frac{1}{1 - 1/2}\right) = 815.56 \text{ N}$$

Si se acelera el vehículo a 9.8m/s^2 , el peso necesario es el siguiente:

$$\vec{F}_m = m \cdot g$$

$$m = \frac{\vec{F}_m}{g} = \frac{815.56\text{N}}{9.8\text{m/s}^2} = 83.16 \text{ kg}$$

Si realizamos el cálculo teórico para 150 Kg, el valor de la fuerza es de 611.67N, que corresponde a una masa de 62.37 kg. El valor experimental de 50Kg se debe a que la aceleración que se ejerció no es de 9.8m/s^2 , ya que no puede ser medida con exactitud, porque el vehículo fue tirado de tal forma que dejara su estado de reposo con la fuerza de una persona. La similitud de ambos resultados nos lleva a pensar que los valores del modelo son acertados.

La potencia requerida para mover la silla a una velocidad está establecida por la ecuación 5.22.

$$P = \vec{F} \cdot \vec{v} \quad [\text{Watts}] \quad (5.22)$$

La velocidad mínima seleccionable en la silla es la que se utilizará para subir una pendiente y será de 2Km/h (0.556m/s). El torque requerido por el motor para mover la silla se expresa en la ecuación 11, con un radio de 0.2m.

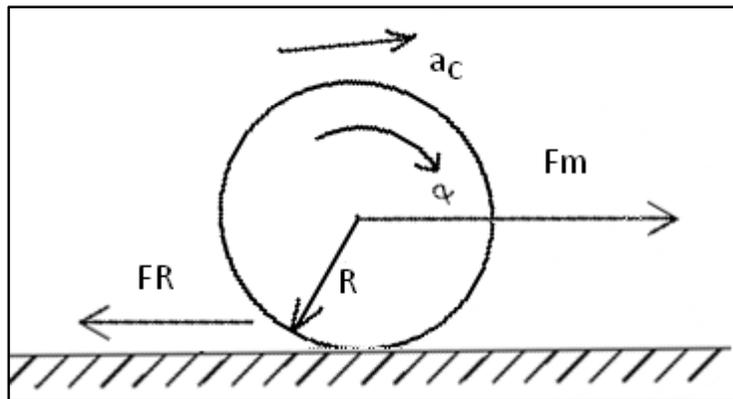
$$\tau = \vec{r} \cdot \vec{F}_m \quad [\text{Nm}] \quad (5.23)$$

Tabla 5.8 Resultados experimentales para la selección de la potencia de los motores (Pendiente de 12%).

Peso de la silla y el pasajero (Kg)	Fuerza requerida (N)	Peso requerido (KG)	Potencia (W)	Torque (Nm)
150	611.67	62.37	339.81	124.29
200	815.67	83.164	453.09	165.72

c. Modelo físico de un objeto que rueda sobre un plano horizontal.

Para estimar la autonomía del vehículo, se presenta el modelo de una rueda que gira sobre un plano; el diagrama de fuerzas aparece en la siguiente figura.



(Microsoft Paint)

Figura 5.33 Diagrama de fuerzas para un objeto sobre una pendiente con fricción a un ángulo α .

La sumatoria de fuerzas es la siguiente,

$$\vec{F}_m = \vec{F}_R$$

Según la ecuación 5.24, la fuerza de fricción se calcula de esta forma:

$$\vec{F}_R = K \cdot m \cdot a_c \tag{5.24}$$

Si deseamos que el vehículo pase del estado de reposo a una velocidad de 1.667m/s (6Km/h) en 1 segundo, la aceleración es:

$$a_c = \frac{\Delta v}{\Delta t} = \frac{1.667 \text{ m/s}}{1 \text{ s}} = 1.667 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$$

La fuerza necesaria es la siguiente:

$$\vec{F}_m = \vec{F}_R = K \cdot m \cdot a_c = \frac{1}{2} \cdot 200 \text{ kg} \cdot 1.667 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} = 166.667 \text{ N}$$

Y esta es la potencia requerida a una velocidad de 6 km/h:

$$P = \vec{F}_m \cdot \vec{v} = 111.111 \text{ N} \cdot 1.667 \frac{\text{m}}{\text{s}} = 277.778 \text{ W}$$

d. Autonomía de la silla de ruedas

Realizando una investigación sobre sillas de ruedas eléctricas comerciales, se establece valores de autonomía que van desde los 20km hasta los 45km; se propone una autonomía de 20Km, por lo que los cálculos para la energía de las baterías serían los siguientes:

El tiempo necesario para recorrer la distancia de 20Km a una velocidad de 6km/h es de 3.33 horas.

$$t = \frac{d}{v} = \frac{20 \text{ km}}{6 \text{ km/h}} = 3.33 \text{ horas}$$

Los motores trabajan a 24v, por lo que requerirán la siguiente estimación de corriente:

$$I_{\text{motor}} = \frac{P}{V_{\text{motor}}} = \frac{277.778 \text{ W}}{24 \text{ V}} = 11.574 \text{ A}$$

La capacidad de entrega de la batería se puede determinar de esta forma:

$$\text{Capacidad}_{Ah} = I_{\text{motor}} \cdot t = 11.574 \text{ A} \cdot 3.33 \text{ h} = 38.58 \text{ Ah}$$

Las especificaciones de las hojas técnicas para la escogencia de las baterías del fabricante MK, recomiendan seleccionar una capacidad mínima de la batería igual al doble del valor deseado en el diseño¹³, pero esto incrementa mucho el peso de la silla de ruedas por lo que se busca una baterías que cumpla con los valores dados y se del menor peso posible.

Utilizando una tabla¹⁴ donde vienen varios modelos de baterías del fabricante MK BATTERY® se puede seleccionar el tipo de batería que mas de adapte a nuestra necesidad tomando en consideración los factores como lo son la capacidad y el peso.

Si consideramos que la batería se descargará en 3.33 horas que equivalen a 200 minutos a una corriente de 11.574A, se busca en la tabla una batería cumpla con estos parámetros. El modelo de batería se escoge según los parámetros mostrados en la siguiente tabla.

Tabla 5.9 Datos característicos de 2 modelos de baterías MK BATTERY.

Modelo	Minutos de descarga a		Capacidad Ampere/hora		Peso (kg)
	15A	8A	5hr	3hr	
8G40	120	250	34	31	14.4
8G22NF	128	280	37.8	34.2	17.1

Para no incrementar el peso del sistema se escoge la batería más ligera que también cumpla con las expectativas de autonomía. El modelo seleccionado es el 8G40 ya que de una forma muy aproximada puede tardar en descargarse 190min a 11.5A. Además con éste modelo se obtienen 5.4 kg menos de peso en la silla que si escogiéramos el modelo 8G22NF.

¹³ Página 2. http://www.mkbattery.com/images/technical_manual_SP.pdf

¹⁴ La tabla se puede observar en: http://www.mkbattery.com/images/Gel_v3r5_SP.pdf.

5.3.1.2 Motores CD de imán permanente

Inicialmente se utilizarían 2 motores Hub de 250W a 24V, para cumplir con el valor de potencia requerido para el peso máximo total de 200kg a una potencia de 453W con una pendiente de 12%. El “Motor Hub” (Motor-llanta) es un motor eléctrico que está construido directamente dentro de la rueda y es muy utilizado para la implementación en bicicletas, scooter y algunas sillas de ruedas eléctricas. La ventaja que presentan es que no requieren de reductores ni acoples mecánicos para su colocación. Este tipo de rueda se utiliza con un neumático y su respectiva llanta. El precio encontrado en internet ronda los \$150 por cada motor, sin incluir los gastos de envío e impuestos que podrían incrementar el precio en un 75%. En este caso los dos motores tendrían un costo de \$525 a \$600.

Para este proyecto se pensó usar el motor Hub, pero por situaciones asociadas a los inconvenientes en la licitación para su compra, no se utilizarán. En su lugar se utilizarán 2 motores CD de imanes permanentes usados en bicicletas eléctricas y que han sido modificados para que tengan tracción hacia adelante y hacia atrás. Los motores son de 24V y de 480W consumiendo una corriente aproximada de 28A.



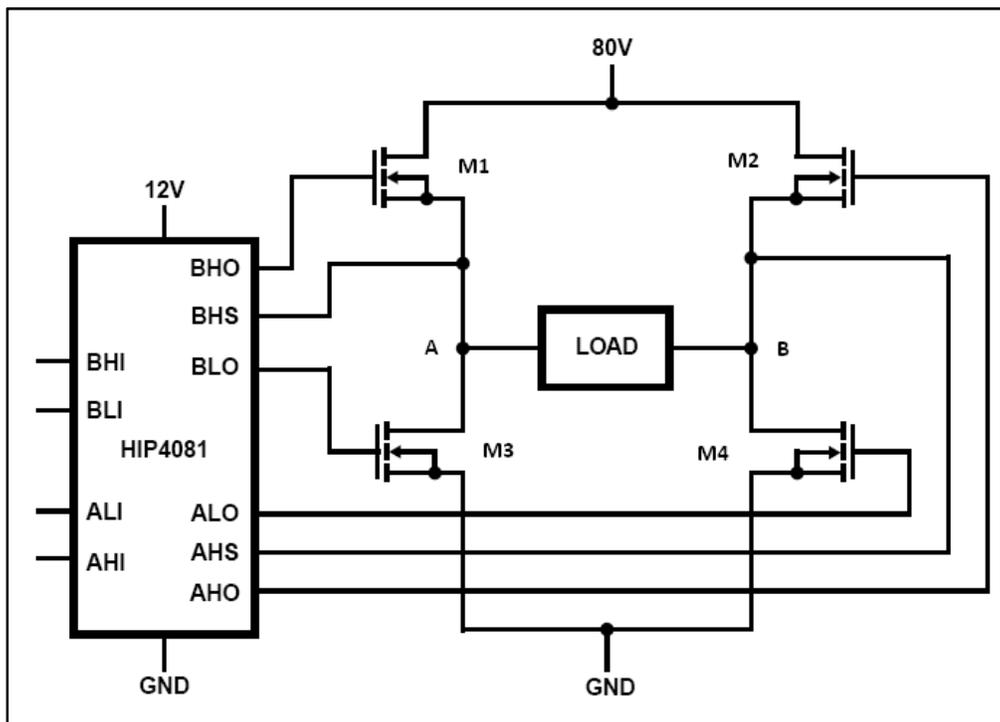
Figura 5.34 Motor de imanes permanentes con adaptación para llantas de bicicleta.

5.3.1.3 Convertidor cd – cd tipo Puente H

Para transferir y controlar la energía de las baterías hacia los motores de corriente continua, se utiliza un convertidor CD – CD tipo puente H, con el que podemos manejar la corriente para variar la velocidad y el sentido de giro del motor, mediante PWM. El puente H utilizado se muestra en la figura 3.17.

5.3.1.4 Driver para el puente H con MOSFET de canal N.

Debido a la utilización de MOSFET de canal N en la construcción del puente H, es necesaria la implementación de un controlador que permita al circuito ser activado de manera eficaz, con el circuito bootstrap y los retardos de activación para la secuencia de los transistores. Un dispositivo que permite realizar estas tareas es el circuito integrado HIP40841A, mostrado en la siguiente figura 5.35.



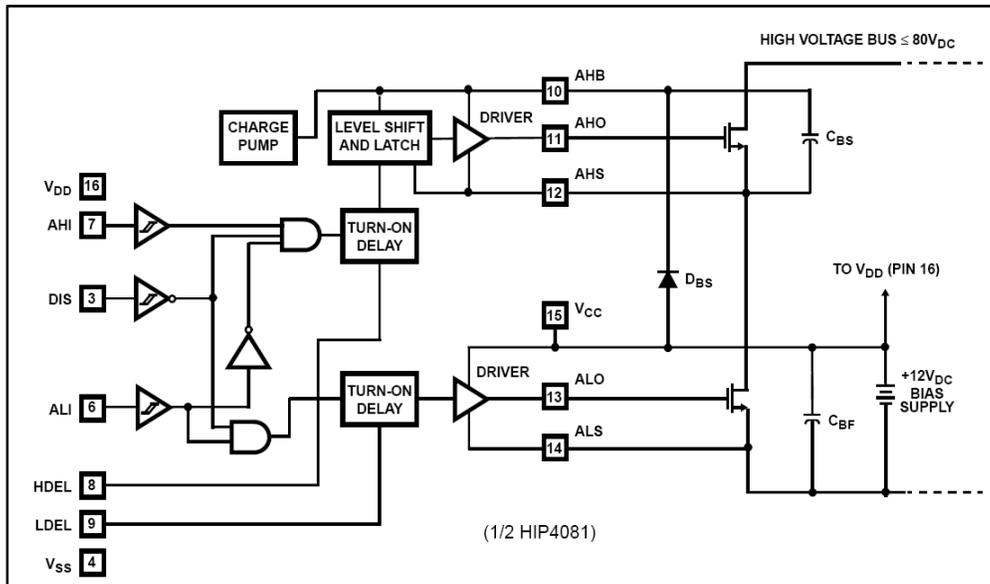
(Adobe Reader)

Figura 5.35 Aplicación del HIP4081A para puente H con MOSFET de canal N.

El HIP4081 es un circuito integrado de mediana tensión y alta frecuencia; su objetivo es controlar circuitos puente H contruidos con MOSFET de canal N. Entre sus aplicaciones se destacan amplificadores de potencia para audio clase D, cancelación del ruido en sistemas y controladores de potencia en vehículos de baterías y en fuentes de poder con respaldo de energía. Posee una alimentación máxima para el circuito de bootstrap de 95VCD, las entradas lógicas se activan con tensiones entre 5V y 15V. Básicamente, su funcionamiento se distribuye en dos lados, A y B, del puente, el cual se divide también en parte alta y parte baja (H y L respectivamente); por ejemplo, para activar el motor y que la corriente circule del lado A hacia el B, se activa las entradas BHI y ALI, y éstas a su vez activan los MOSFET M1 y M4.

En la siguiente figura se muestran los elementos que componen al HIP4081A para manejar medio puente H. Se observa el diodo D_{BS} , el capacitor C_{BS} y el driver para el MOSFET superior.

Este dispositivo posee un control para el atraso de las señales de activación del MOSFET superior y el inferior (TURN-ON DELAY), ya que una activación de ambos transistores al mismo tiempo crearía una resistencia muy pequeña en paralelo con la fuente de alimentación y con ello un severo cortocircuito que destruye inevitablemente los transistores de potencia. Este retardo es una de las principales características del HIP4081A, y se produce gracias a la acción de dos sub-circuitos idénticos que permiten una mayor exactitud en el control del tiempo. Mediante una curva, podemos escoger el tiempo de retardo deseado entre la parte alta y la parte baja del puente. Dicha curva se presenta en la figura 5.37.



(Adobe Reader)

Figura 5.36 Estructura del HIP4081A para medio Puente H.

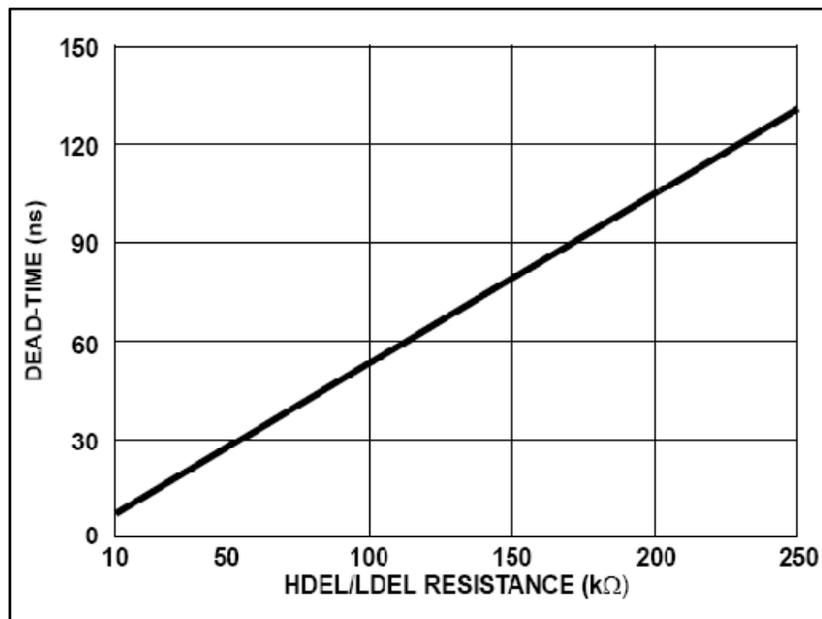


Figura 5.37 Retardo mínimo a partir del valor resistivo conectado a HDEL y LDEL.

Para el circuito a utilizar se eligió un valor de 100kΩ por lo que el valor del retardo será aproximadamente de 50ns.

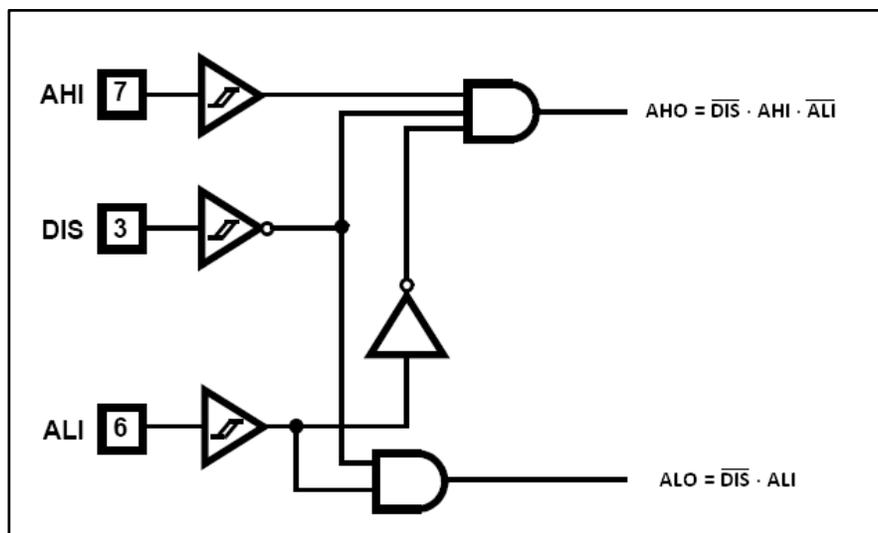
a. Lógica para la activación del puente H utilizada por el HIP4081A.

El HIP4081A cuenta con una lógica interna de control para la activación del puente H, del control de giro, la velocidad y evitar a la vez el accionamiento de una rama del puente H. La lógica utilizada por el HIP4081A para la mitad del puente H se presenta en al siguiente tabla.

Tabla 5.10 Tabla lógica utilizada por el driver HIP4081A.

Entradas			Salidas	
ALI,	AHI	DIS	ALO	AHO
X	X	1	0	0
1	X	0	1	0
0	1	0	0	1
0	0	0	0	0

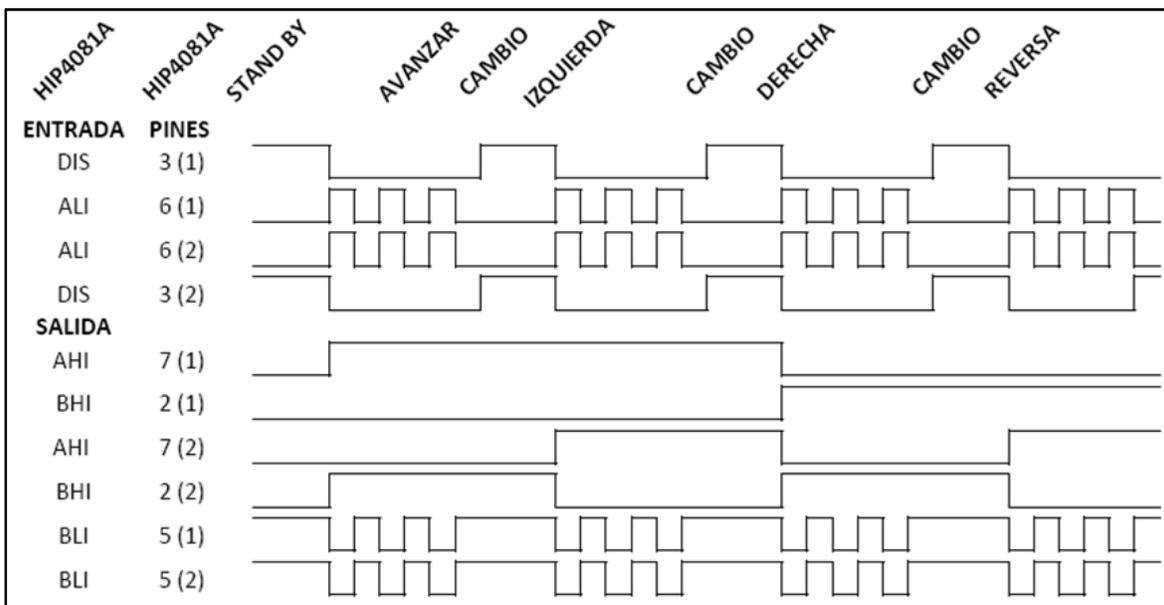
El objetivo de esta lógica es evitar la activación simultánea de los dos MOSFET del lado A del puente H, y además proveer una señal que habilite la etapa de control. Con los valores de la tabla anterior se obtiene la función asociada a cada salida, que corresponden al circuito de control de la entrada. La función y el conjunto de compuertas lógicas que forman el circuito se detalla a continuación:



(Adobe Reader y Microsoft Paint)

Figura 5.38 Circuito para la lógica de control del driver HIP4081A.

Para comprobar el funcionamiento del dispositivo HIP4081A, se realizó una simulación, y fue posible observar que el control del puente H para las diferentes configuraciones, tales como el avance y el cambio de giro, no tiene problemas de sincronía ni de control, asegurando de esta manera que no se producirá un disparo simultáneo ni un cortocircuito shoot-through en el circuito de energía.



(Microsoft Paint)

Figura 5.39 Simulación de las entradas y salidas del HIP4081A para un motor de la silla de ruedas.

b. Escogencia del diodo bootstrap

Basándose en el conocimiento de las condiciones a las que debe ajustarse el diodo bootstrap, escogemos el modelo NTE574, que es un diodo rectificador de recuperación rápida. Sus principales características se resumen en la siguiente tabla.

Tabla 5.11 Resumen de las principales características del diodo bootstrap NTE574.

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidades
V_F	Tensión instantánea en directa	1	V
I_R	Corriente en inversa	50	μA
t_{rr}	Tiempo de recuperación de inversa	35	ns
I_{AV}	Corriente máxima promedio en directa	2	A

5.3.1.5 Cálculo del capacitor para bootstrap

Según las hojas de datos de muchos controladores de puente H para MOSFET, el capacitor de bootstrap debe ser escogido correctamente para asegurar un buen funcionamiento. Si el capacitor es muy grande, el tiempo de carga del capacitor también es grande y la frecuencia de PWM se debe reducir para lograr cargarlo. Si el capacitor es muy pequeño la energía almacenada en el capacitor no sería suficiente para poder disparar al transistor y el tiempo de carga va a estar determinado por la capacitancia de entrada del MOSFET, provocando una caída de tensión grande porque R_{DS} sería grande.

Para mantener el valor de R_{DS} bajo y con ello una caída de tensión pequeña, un criterio de diseño es dimensionar la carga del capacitor de bootstrap mayor que la carga de compuerta:

$$Q_{BS} \gg Q_C \quad (5.24)$$

Para mantener esta relación se puede utilizar un factor entre 10 y 20.

$$Q_{BS} = C_{BS} \cdot V_{BS} = Q_C \cdot 20 \quad (5.25)$$

Despejando C_{BS}

$$C_{BS} = \frac{Q_C \cdot 20}{V_{BS}} \quad (5.26)$$

Utilizando los valores de los componentes, con $Q_C = 95\text{nC}$ para el MOSFET IRF1010ZS/L y la tensión $V_{BS} = 12\text{V}$ para el HIP4081A, se calcula el valor de C_{BS} :

$$C_{BS} = \frac{95\text{nC} \cdot 20}{12\text{V}} = 0.158\mu\text{F}$$

Para cumplir con el requisito de la ecuación utilizamos un valor comercial de $0.1\mu\text{F}$. En la implementación del sistema, éste valor de capacitor con la frecuencia de operación de 1.22 kHz no generó problemas de conmutación en los transistores.

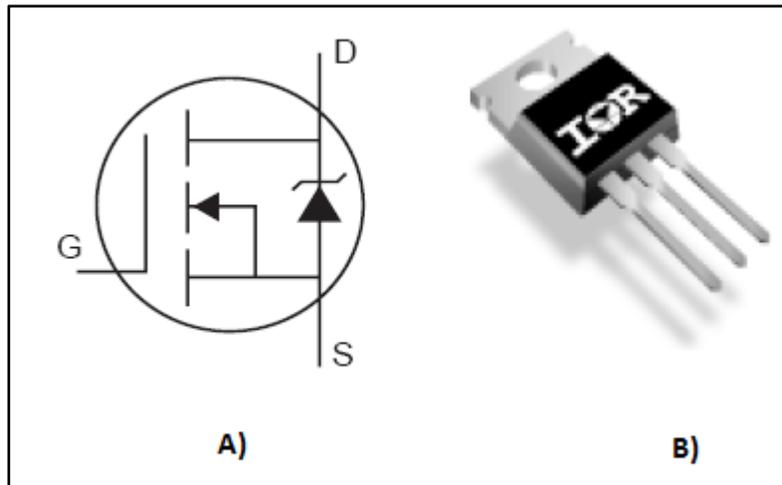
5.3.1.6 Selección de los MOSFET de canal N

El consumo de corriente cuando se energiza el motor CD o se produce un cambio en el sentido de giro de forma abrupta, puede llegar a alcanzar cuatro veces la corriente nominal del motor, es decir 112A (por lo general unos cuantos milisegundos). Debido a esto, los MOSFET de canal N seleccionados para el diseño son modelo IRF1010Z, del fabricante International Rectifier®, y sus características se resumen en la siguiente tabla.

Tabla 5.12 Resumen de las principales características de los MOSFET canal N.

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidades
T_j	Temperatura de operación de la unión	175	°C
V_{DSS}	Tensión Drenador-Surtidor	55	V
$R_{DS(ON)}$	Resistencia Drenador-Surtidor en modo encendido	7.5	mΩ
I_D	Corriente a 25°C	94	A
	Corriente a 100°C	75A	
I_{DM}	Pulso de corriente en el Drenador	360	A

El símbolo del transistor MOSFET y su empaquetado se muestran en la figura 5.40; el encapsulado para este dispositivo es del tipo TO-200AB.



(Acrobat Reader y Microsoft Paint)
Figura 5.40 Símbolo y encapsulado para el MOSFET de canal N.

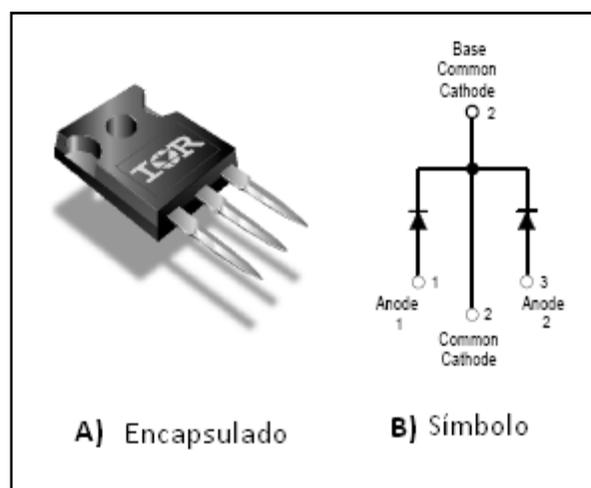
5.3.1.7 Selección de los diodos de rodamiento libre

La escogencia del diodo de rodamiento libre se hace con el criterio de corriente que utilizará el sistema para su funcionamiento. Según los cálculos, la corriente promedio máxima para el manejo de la silla a 6km/h es de 10A aproximadamente. Por lo que se escoge un diodo mayor que el doble de capacidad de corriente descrita. Además, el diodo de rodamiento libre debe tener un tiempo de recuperación inversa suficientemente bajo. El dispositivo seleccionado es el modelo MUR3020WTPbF y del fabricante International Rectifier®. Sus principales características se resumen en la siguiente tabla.

Tabla 5.13 Resumen de las principales características de diodo de rodamiento libre.

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidades
T_j	Temperatura de operación de la unión	175	°C
V_F	Tensión Ánodo-Cátodo en directa	0.85 @ 15A	V
$R_{DS(ON)}$	Resistencia Drenador-Surtidor en modo encendido	7.5	mΩ
I_F	Corriente en directa a 150°C	30	A
I_{DM}	Pulso de corriente no repetitiva	200	A
t_{rr}	Tiempo de recuperación inversa	35	ns

El símbolo del diodo y su empaquetado se muestran en la figura 5.41; el encapsulado para este dispositivo es del tipo TO-247AB.



(Acrobat Reader y Microsoft Paint)
Figura 5.41 Símbolo y encapsulado para el MOSFET de canal N.

5.3.1.8 Cálculo de la temperatura de los semiconductores de potencia del puente H

a. Temperatura del MOSFET

Los dispositivos conmutadores del puente H, poseen un encapsulado tipo TO-220, y requieren disipar el calor generado. El disipador permitirá que la temperatura de juntura del semiconductor se establezca entre los niveles permitidos, mediante la conducción y la evacuación adecuada del calor.

Según los cálculos para la potencia de los motores, cada motor necesita aproximadamente 227W para mover la silla con una persona de 200kg a bordo. Este cálculo se realizó para sobrepasar los valores estándar.

$$I_D = \frac{P_M}{V_M} \quad (5.27)$$

, donde P_M es la potencia y V_M la tensión en el motor.

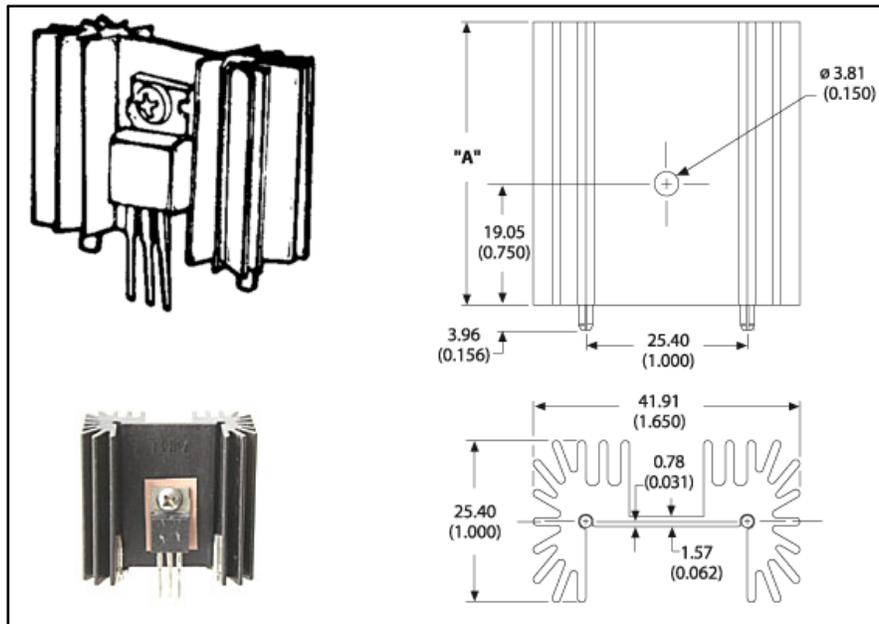
$$I_D = \frac{227W}{24V} = 9.548A$$

Se adquirieron disipadores para este tipo de encapsulado que tuviesen una resistencia térmica baja. El modelo 6400BG del fabricante AAVID THERMALLOY. Las características se muestran en la tabla. 5.14.

Tabla 5.14 Principales características del disipador de calor para MOSFET 6400BG.

Parámetro	Valor	Unidades
Dispositivo	6400BG	--
Encapsulado	TO-220 TO-218 TO-247	--
Resistencia térmica	2.7	°C/W
Largo	24.4	mm
Ancho	41.91	mm
Altura	63.5	mm
Precio	¢2500	--
Material	Aluminio	--
Acabado	Aluminio anodizado	--

En la siguiente figura se muestra la forma del disipador y sus dimensiones.



(Adobe Reader y Microsoft Paint)

Figura 5.42 Disipador de calor para dispositivos con encapsulado TO-220, para los MOSFET de potencia.

La resistencia térmica del disipador es de 2.7 °C/W, por lo que calculamos la temperatura a la cual se encontrará la temperatura de juntura con éste disipador, utilizando el equivalente de ley de Ohm para circuitos térmicos.

$$T_j = P_D \cdot (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) + T_a \quad (5.28)$$

, donde

T_j = Temperatura de juntura del MOSFET

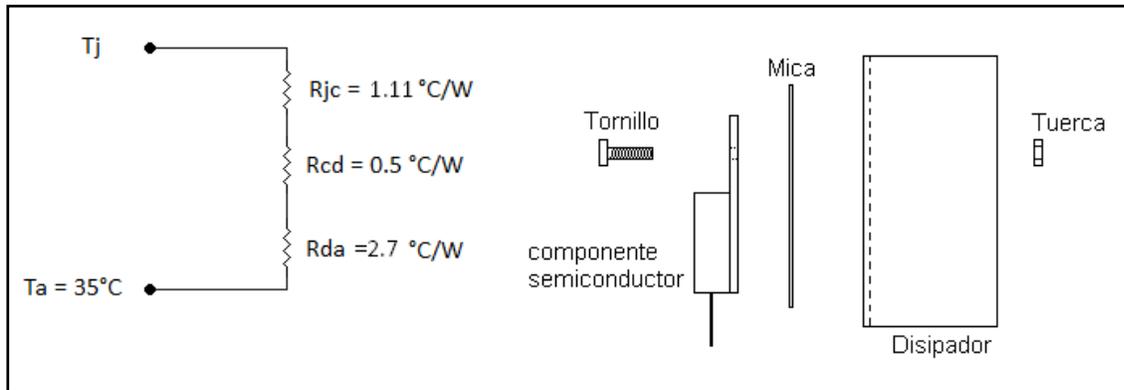
T_a = Temperatura ambiente

R_{jc} = Resistencia térmica de juntura-carcasa del MOSFET (junction-to-case).

R_{cd} = Resistencia térmica entre la carcasa y el disipador.

R_{da} = Resistencia térmica del disipador al ambiente.

P_D = Potencia consumida por el MOSFET.



(Microsoft Paint)

Figura 5.43 Circuito térmico para el cálculo de la temperatura de junta de un MOSFET.

La temperatura ambiente considerada es de 35 grados, ya que este es, en promedio, el valor de la temperatura máxima para nuestro país. La resistencia térmica del disipador es la que se busca mediante la analogía entre los circuitos eléctricos y los circuitos térmicos. La resistencia térmica de la carcasa al disipador es de 0.5 °C/W para el material de mica, que es el que se utiliza para separar el componente del disipador.

Tabla 5.15 Resumen de las principales características térmicas de los MOSFET canal N modelo IRF1010ZS/L.

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidades
T_j	Temperatura máxima de la unión	175	°C
T_a	Temperatura ambiente	35	°C
$R_{DS(ON)}$	Resistencia Drenador-Surtidor en modo encendido	7.5	mΩ
I_D	Corriente a $T_j = 175^\circ\text{C}$	10	A
V_{DS}	Tensión drenador-surtidor	0.1	V
P_D	Potencia del MOSFET a 75A @ TC = 25°C	140	W

La potencia máxima disipada por el MOSFET a 75A es de 140W, por lo que se realiza una comparación de la potencia que disipa el MOSFET a una corriente de 10A; este valor es aproximadamente de 18W.

Finalmente el valor de la temperatura de juntura del MOSFET es:

$$T_j = 18W \cdot \left(1.11 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + 0.5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + 2.7 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right) + 35^\circ\text{C} = 112.58^\circ\text{C}$$

El valor de 112.58°C está dentro del rango de temperaturas que la juntura del MOSFET puede soportar.

b. Temperatura del diodo de rodamiento libre

Según la hoja de datos del diodo MUR2030WTPBF, para una corriente de 10A (se supone que es la misma que pasa por los MOSFET), la tensión ánodo-cátodo es de 0.85 aproximadamente, por lo que la potencia que disipa el diodo es:

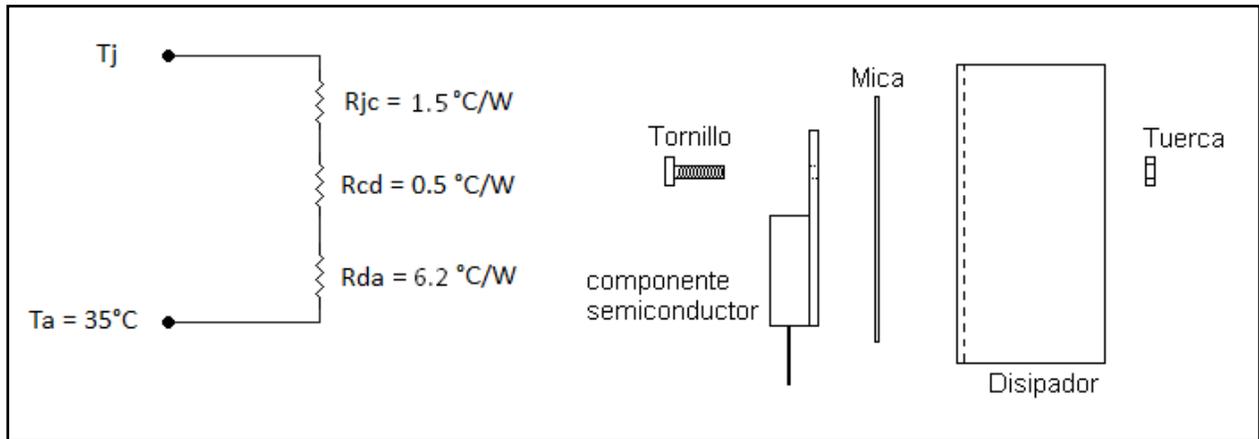
$$P_D = V_F \cdot I_F$$

$$P_D = 0.85V \cdot 10A = 8.5W$$

Los parámetros necesarios para el cálculo de la temperatura de la juntura se muestran en la tabla 5.16 y el circuito térmico equivalente es mostrado en la figura 5.44.

Tabla 5.16 Resumen de las principales características del diodo de carrera libre MUR3020WTPBF.

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidades
T_j	Temperatura máxima de la unión	175	$^\circ\text{C}$
T_a	Temperatura ambiente	35	$^\circ\text{C}$
I_D	Corriente a $T_j = 175^\circ\text{C}$	10	A
V_F	Tensión ánodo-cátodo	0.85 @ $T_j=175^\circ\text{C}$, $I_F = 15A$	V
T_{jc}	Resistencia térmica juntura-empaquetado	1.5	$^\circ\text{C/W}$



(Microsoft Paint)

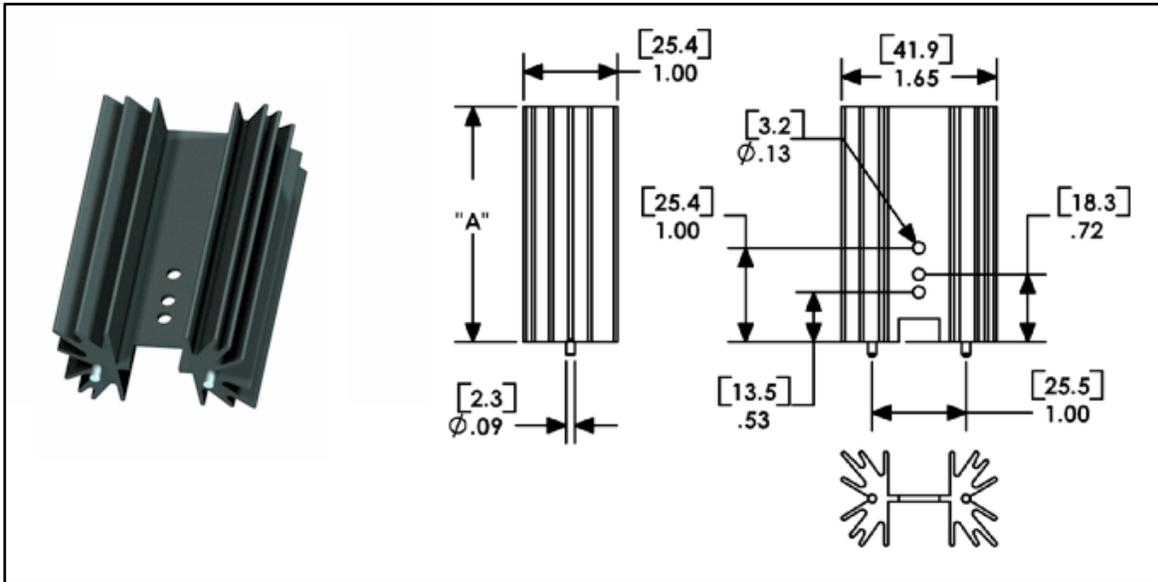
Figura 5.44 Circuito térmico para el cálculo del disipador para un solo MOSFET.

Un dispositivo comercial que se adapta al tipo de encapsulado, que posee una baja resistencia térmica y un precio conveniente, es el 411615B02500 del fabricante Comair Rotron, y su información general se resume en la tabla 5.17.

Tabla 5.17 Características principales del disipador de calor para los diodos de carrera libre.

Parámetro	Valor	Unidades
Dispositivo	411615B02500	--
Encapsulado	TO-220 TO-218 TO-247	--
Resistencia térmica	6.2	$^\circ\text{C/W}$
Largo	24.4	mm
Ancho	41.91	mm
Altura	38.1	mm
Precio	ϕ2500	--
Material	Aluminio	--
Acabado	Aluminio anodizado	--

En la siguiente figura se muestra la forma del disipador y sus dimensiones.



(Acrobat Reader y Microsoft Paint)

Figura 5.45 Disipador de calor para dispositivos con encapsulado TO-247, para los diodos de carrera libre.

De igual forma que en el cálculo del disipador del MOSFET, la temperatura ambiente se estableció en 35 °C. Utilizando la “ley de Ohm térmica” para éste circuito, se tiene que:

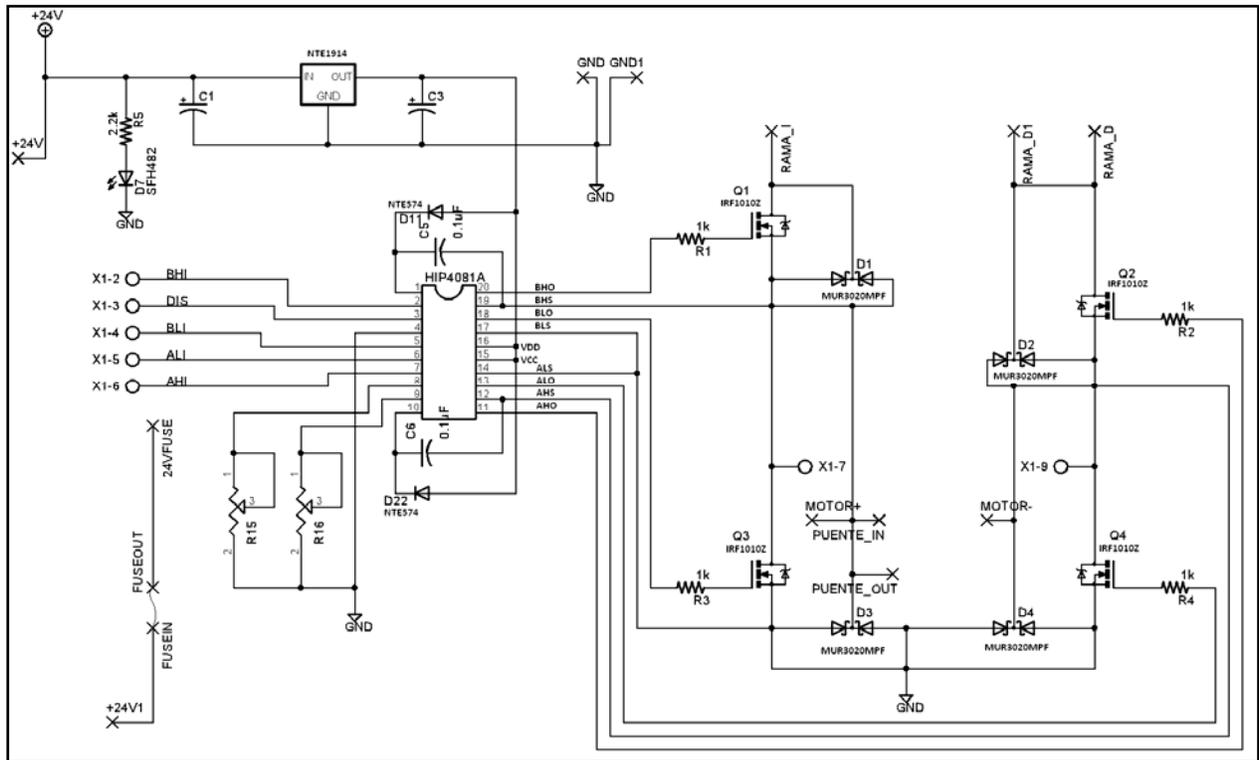
$$T_j - T_a = P_D \cdot (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$$

$$T_j = 8.5W \cdot \left(1.5 \frac{^{\circ}C}{W} + 0.5 \frac{^{\circ}C}{W} + 6.2 \frac{^{\circ}C}{W} \right) + 35^{\circ}C = 104.7^{\circ}C$$

El valor de 104.7°C está por debajo del rango de temperaturas aceptadas para este diodo.

5.3.1.9 Circuito completo de la etapa de potencia.

El circuito completo para la etapa de potencia muestra la estructura completa del controlador de puentes H.



(Eagle v4.11 y Microsoft Paint)

Figura 5.46 Circuito esquemático completo para la etapa de potencia.

5.3.1.10 Circuito impreso de la etapa de potencia.

El circuito impreso de la etapa de potencia requiere un diseño de pistas calculado con mayor detenimiento, ya que maneja una corriente más alta. En Internet existe información con ecuaciones que dan como resultado el ancho más recomendable para las pistas.

Como referencia se utiliza el estándar IPC-2221, Generic Standard on Printed Board Desing, y el procedimiento que se describe a continuación utiliza las milésimas de pulgada (mils) como unidad. Se toma una corriente de 20A para un caso extremo.

Primero se calcula el área:

$$\text{Area}[\text{mils}^2] = \left(\frac{\text{Corriente [A]}}{k \cdot (\text{Incremento de la temperatura}[\text{°C}])^b} \right)^{\frac{1}{c}} \quad (5.29)$$

$$\text{Area}[\text{mils}^2] = \left(\frac{20 \text{ A}}{0.048 \cdot (10\text{°C})^{0.44}} \right)^{\frac{1}{0.725}} = 1015.32 \text{ mils}^2$$

Donde $k = 0.048$, $b = 0.44$ y $c = 0.725$. Estas constantes son dadas por varias curvas en el estándar IPC-2221 utilizadas para capas externas; además, concuerdan con el tipo de circuito impreso de una sola cara que se diseña para el proyecto; los resultados son aproximaciones basadas en estudios efectuados para la creación del estándar.

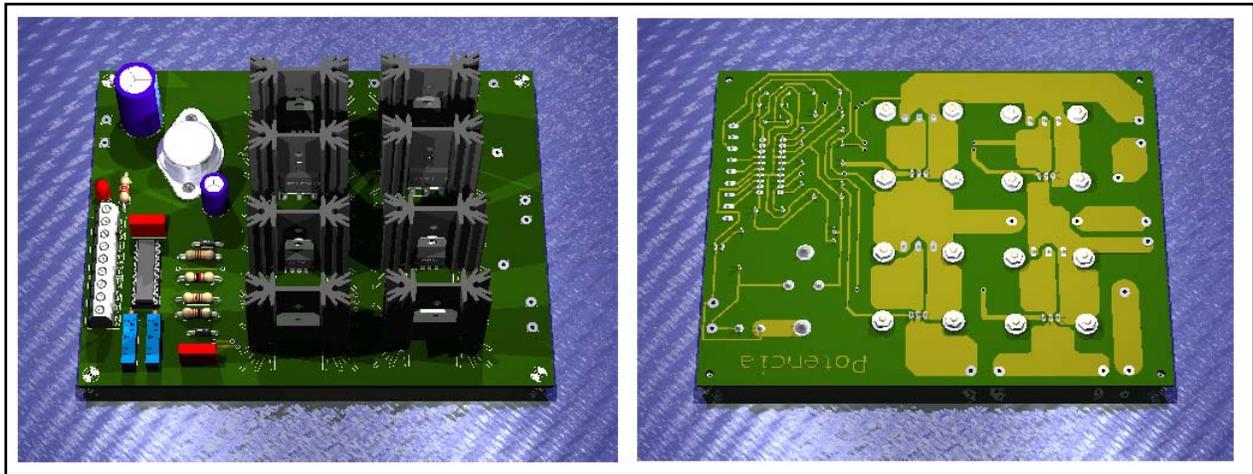
Es necesario conocer la corriente máxima del circuito y el incremento máximo de temperatura, que se puede aproximar a 10°C . Luego se calcula el ancho requerido por la pista, utilizando el área y el espesor de la placa de cobre del impreso. La ecuación en la siguiente:

$$\text{Ancho [mils]} = \frac{\text{Area}[\text{mils}^2]}{(\text{Grosor [oz]} \cdot 1.378 [\text{mils/oz}])} \quad (5.30)$$

$$\text{Ancho [mils]} = \frac{1015.32 \text{ mils}^2}{(2 \text{ oz} \cdot 1,378 [\text{mils/oz}])} = 368.40 \text{ mils} = 0,935\text{cm}$$

Para reforzar el ancho de las pistas se puede incrementar el grosor con una capa de estaño y estableciendo el ancho en un 1cm. En la siguiente figura se observa el diseño final para el circuito de potencia; es requerido un circuito impreso para cada motor.

El circuito impreso se realizó con el programa Eagle y su simulación en tres dimensiones se muestra en la figura 5.47 y su versión impresa en la figura A.3.



(Eagle 3D v4.11)

Figura 5.47 Visualización en tres dimensiones del circuito impreso y acabado final de la etapa de potencia para un motor de la silla de ruedas.

5.4 Circuito de Protección para el circuito de potencia puente H.

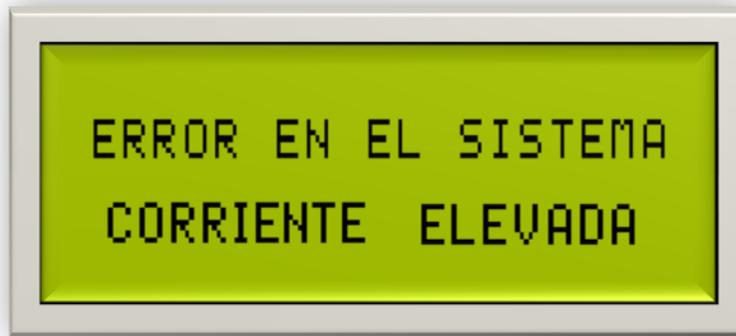
Los circuitos de protección de semiconductores son importantes en los sistemas de potencia porque previenen que los componentes sufran daño cuando se sobrepasan los valores máximos ya sea de forma accidental o por situaciones aleatorias del circuito. Una de las condiciones son las sobrecorrientes o cortos circuitos que dañan al circuito de potencia y causan la destrucción de sus componentes.

El puente H que maneja a los motores, está construido de transistores MOSFET que son muy vulnerables cuando se sobrepasa el valor permitido de corriente drenador-surtidor. Los tiempos en que tardan en dañarse este tipo de componente están entre 10 y 15us, por lo que un sistema de protección como un fusible no evitaría el daño. Los fusibles actúan sobre un valor de corriente promedio que provoca un alto calor en el filamento que produce que se rompa. Además, cuando ocurre una sobre-corriente, la tensión drenador-surtidor alcanza valores entre 6V y 7V.

Teniendo en cuenta esta característica y el tiempo tan pequeño que se dispone para desactivar la corriente que fluye por los MOSFET se hace necesaria la construcción de un circuito que mida el valor de la corriente así como la tensión drenador-surtidor, y desactive el sistema de puente H de una forma rápida.

Para el sistema de potencia se definió que la condición de cortocircuito se va a generar mediante una condición lógica de AND, que se da cuando la corriente por el drenador supere los 20A y cuando la tensión drenador-surtidor sea de 6V. El valor de la corriente es un valor escogido según los cálculos hechos para la potencia que entrega el motor.

En cada rama del puente H se miden estas dos condiciones y en caso de que alguna de las dos genere una alarma desactiva directamente al controlador HIP4081A. En el circuito se enciende una luz piloto que indica cual rama del puente H fue en la que se produjo el cortocircuito. La señal de alarma es enviada a la etapa de control que enseguida deshabilita el control de la silla de ruedas y en la pantalla de LCD se muestra que hay una alarma en el sistema, como se muestra en la figura 5.48.



(ISIS 7 Profesional)

Figura 5.48 Visualización en el LCD cuando se produce una alarma en el circuito de potencia.

En la figura 5.49 se muestra el circuito de protección para una rama del puente H. En la parte superior está la entrada de +24V que proviene directamente de las baterías. La salida de corriente del sensor está conectada con el drenador de uno de los MOSFET superior del puente H. La señal de tensión del sensor de corriente es comparada con un valor fijo de 3V que son correspondiente a 20A. Cuando se activa el motor, en una rama del puente H, el MOSFET inferior está apagado y el superior encendido; además, la tensión drenador-surtidor del MOSFET inferior corresponde al valor de tensión de las baterías. Si hay un cortocircuito, al activarse los dos transistores de la misma rama, la tensión en el drenador-surtidor del MOSFET superior puede

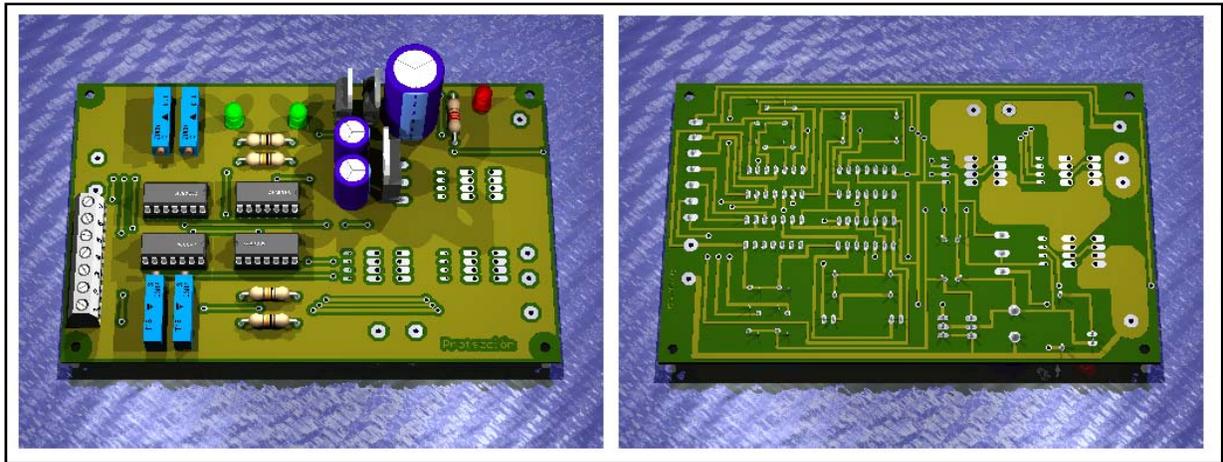
alcanzar los 6V o 7V, por lo que la tensión drenador-surtidor del MOSFET inferior quedaría por debajo de los 20V. Con esta lógica es que se compara la tensión drenador-surtidor del MOSFET inferior con 20V. Para cada puente H se utilizan 4 comparadores que se implementan mediante el circuito integrado LM339 que posee 4 comparadores de alta velocidad.

Cuando las dos condiciones de cortocircuito se presentan la salida de los comparadores se ponen en “1” lógico y mediante una compuerta AND se envía la señal a la entrada de reloj (CLK¹⁵) de un flip-flop tipo D. La salida negada del flip-flop activa la luz piloto de alarma y la salida positiva se suma mediante una OR a la otra señal de alarma de la otra rama del puente H. La salida de ésta compuerta es enviada a la etapa de control para avisar de la situación presentada. El tiempo de respuesta de la etapa de protección debe ser lo suficientemente pequeño para desactivar al controlador de puente H para que apague la etapa de potencia y no se dañen los transistores.

La segunda compuerta OR que está en la parte inferior de la figura tiene como entrada la señal de alarma de cualquiera de las dos ramas y la señal de habilitación del HIP4081A que proviene de la etapa de control. El sistema de protección o el de control pueden desactivar al controlador de puente H.

¹⁵ CLK: acrónimo en inglés de reloj.
Instituto Tecnológico de Costa Rica
Escuela de Ingeniería Electrónica

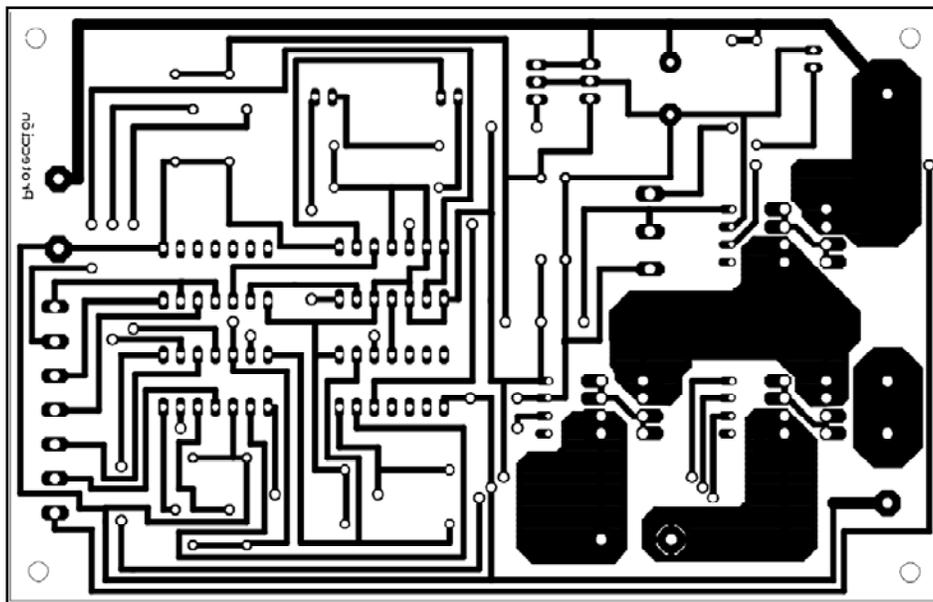
simulación en tres dimensiones y el circuito impreso se presentan en las siguientes dos figuras.



(Eagle 3D v4.11)

Figura 5.50 Visualización en tres dimensiones del circuito impreso y acabado final de la Etapa de Protección para el puente H.

Los sensores de corriente no se muestran porque son componentes muy exclusivos y su modelo en el simulador no se encuentra. El ancho de las pistas se puso igual al del puente H, porque la corriente es la misma en ambos circuitos.



(Eagle v4.11)

Figura 5.51 Circuito impreso para la etapa de protección.

Capítulo 6. Análisis de resultados

6.1 Resultados y Análisis

Antes de ser manufacturado, el funcionamiento del circuito de control fue simulado mediante el software Proteus Desing Suit 7 con la herramienta ISIS. Esto permitió una mayor ventaja en la programación del microcontrolador ya que nos aseguró el buen control de las interrupciones, la definición de las señales y las rutinas para la visualización del LCD. Una vez que las principales partes de la programación del PIC estaban listas se realizó un montaje en protoboard para comenzar con la adquisición e interpretación de las señales infrarrojas, el cual se muestra en la siguiente figura 6.1.

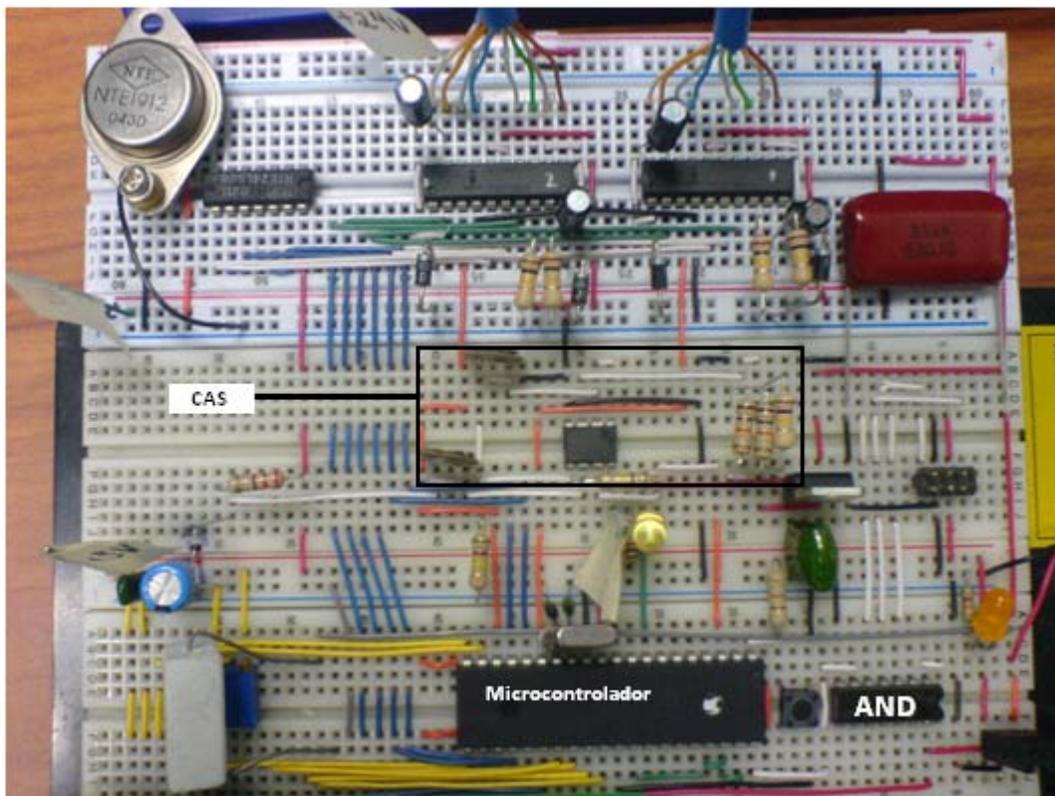


Figura 6.1 Circuito de control en protoboard.

En la parte inferior de la figura 81 se muestra el microcontrolador junto con la compuerta AND que recoge las señales de los sensores. Hacia el centro de la figura 6.1

se encuentra el circuito acondicionador de señal para la medición de la tensión en la batería, y en la sección superior los controladores de puente H que se utilizaron para ver su lógica de control sobre un puente H con carga resistiva.

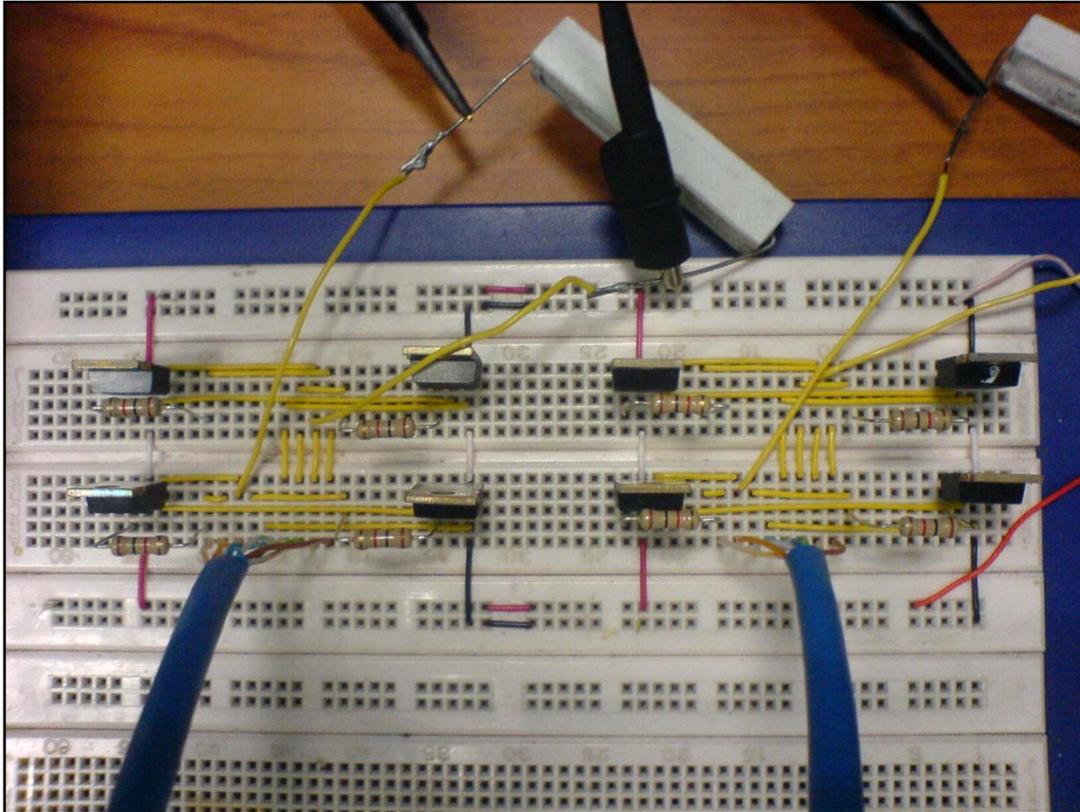


Figura 6.2 Fotografía de la implementación del puente H en protoboard utilizando como carga resistencias.

Luego de realizar pruebas, asegurar el funcionamiento de las principales partes del sistema mediante el montaje en protoboard y el acabado final en circuito impreso, se pasó a realizar los ajustes del sistema para su funcionamiento final (figura 6.3).

La distancia máxima a la cual la señal IR fue detectada fue de 13 metros y por ser un dispositivo óptico es necesario tener una trayectoria sin obstáculos entre el transmisor y el receptor.

Con el protocolo NEC[®] se tuvo que adquirir 24 bits de los 32 disponibles debido a la velocidad de procesamiento de microcontrolador y que el tiempo de ejecución de del

algoritmo se hace muy extenso y complicado. Además con los 24 bits se puede adquirir la suficiente información del comando y la dirección del protocolo.

Con el control remoto universal configurado para el protocolo SONY® se maneja la silla de ruedas. Al encender el sistema se muestra una pantalla de bienvenida, además se comprobó mediante la utilización de un multímetro digital la función de la medición de la batería, así como las demás funciones con el control remoto como el cambio del protocolo. Los resultados se resumen en la figura 6.4. El tiempo de acceso mediante el control remoto a las diferentes opciones del sistema es de manera inmediata al presionar un botón.

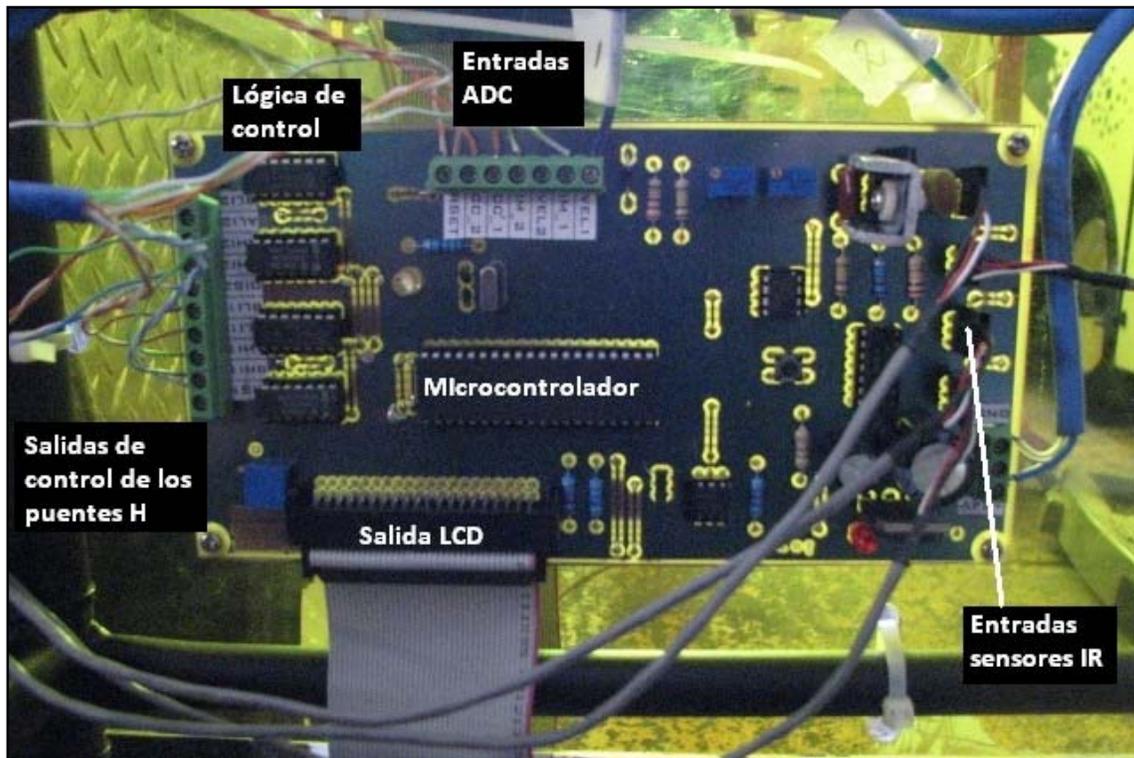


Figura 6.3 Circuito completo para la etapa de control montado en la estructura de la silla.

Cuando el sistema está listo para avanzar o realizar cualquier otra función presenta un esquema con los botones del control remoto que se utilizan para avanzar, retroceder o dar giros (figura 6.4.c). Se muestra la velocidad seleccionada y la velocidad real de la silla que están representada por las letras VS y VR respectivamente. También se

muestra el botón que accede al menú del sistema (**PLAY**), en donde se presentan 4 opciones, seleccionables según corresponde al número asignado a continuación:

1. Cambio de protocolo.
2. Visualización de parámetros del sistema
3. Referencias
4. Salir



Figura 6.4 Ejemplos del sistema de visualización LCD.

Los diferentes sensores del sistema se utilizan para el control de la silla y para conocer su estado. El sensor de batería posee un error en la lectura de 0.01V comparando el valor que se muestra en la pantalla con el valor del multímetro digital. En la figura 6.4.f se muestra un ejemplo de la tensión en la batería mostrada mediante el LCD.

EL sensor de corriente de los motores situados en la etapa de protección, envían la señal de tensión a la entrada de los convertidores analógico-digital. Para evitar falsas alarmas por pulsos de sobrecorrientes que se presentan en los motores debido a activación mediante PWM, se realizó un promedio de 5 mediciones cada 50us.

La medición de la velocidad en tiempo real se despliega en el LCD al apretar cualquier botón de avanza, giro o retroceso. Su valor se da en km/h y con la retroalimentación del sistema se puede mantener la velocidad constante de cada llanta. La tabla de resultados para la velocidad del sistema se muestra en la tabla 6.1 y corresponde a la llanta 1. La velocidad en el LCD que se presenta en la tabla es un promedio, ya que el sistema siempre se está ajustando para mantener una velocidad constante.

Tabla 6.1 Resultados experimentales de la visualización de la velocidad en el LCD.

Velocidad teórica (km/h)	Velocidad experimental vista en el LCD (km/h)	Medición con Tacómetro (RPM)
0	0	0
2	2.1	1.10
4	4.07	2.21
6	5.9	3.32

Cuando se presiona alguno de los botones de movimiento y se logra alcanzar la velocidad máxima en un tiempo aproximado de 5seg. Se genera una rampa de corriente lenta, para que el arranque sea suave.

Uno de los inconvenientes presentados al implementar el circuito de protección fue el ruido electromagnético que se presentó en uno de los comparadores que causaba

una alerta de cortocircuito falsa. El ruido se genera principalmente por la corriente inducida sobre las líneas de transmisión en el circuito impreso. La solución implementada para esta parte del circuito fue separar a uno de los comparadores y colocarlo en un circuito externo.

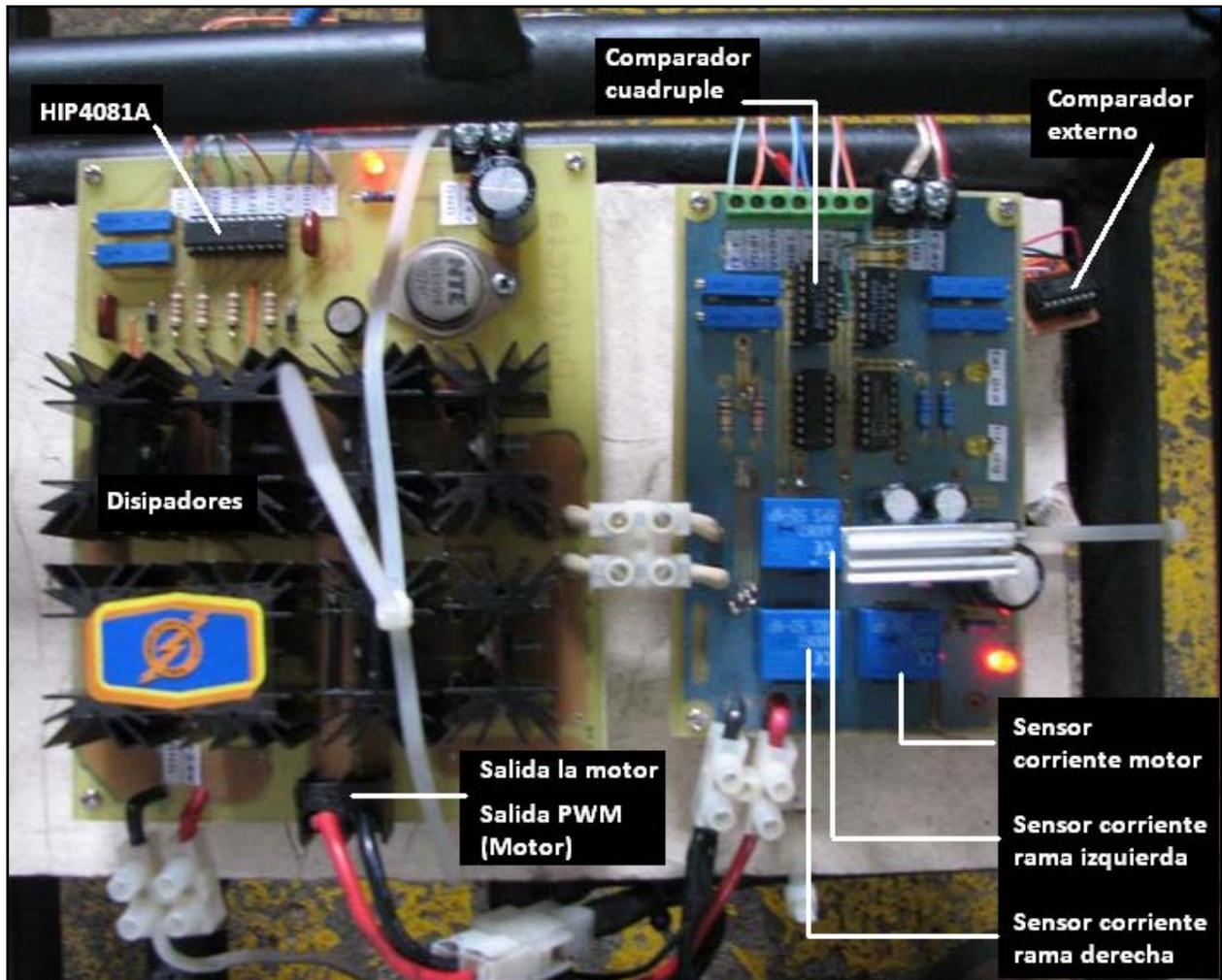


Figura 6.5 Circuito completo para la etapa de control montado en la estructura de la silla.

La alimentación del puente H está en la etapa de protección y luego se envía la corriente a cada rama mediante unos conectores entre los circuitos impresos. Esta separación se hace para medir de forma independiente la corriente de cada rama.

El tiempo de respuesta de la etapa de protección fue de 12.5us (figura 6.6), el es relativamente largo pero que funcionó correctamente. Ya que en el transcurso de las

pruebas con el circuito de protección, se produjeron alarmas por corrientes altas y por cortocircuitos que activaron al sistema de protección y no se dañó a ninguno de los transistores.

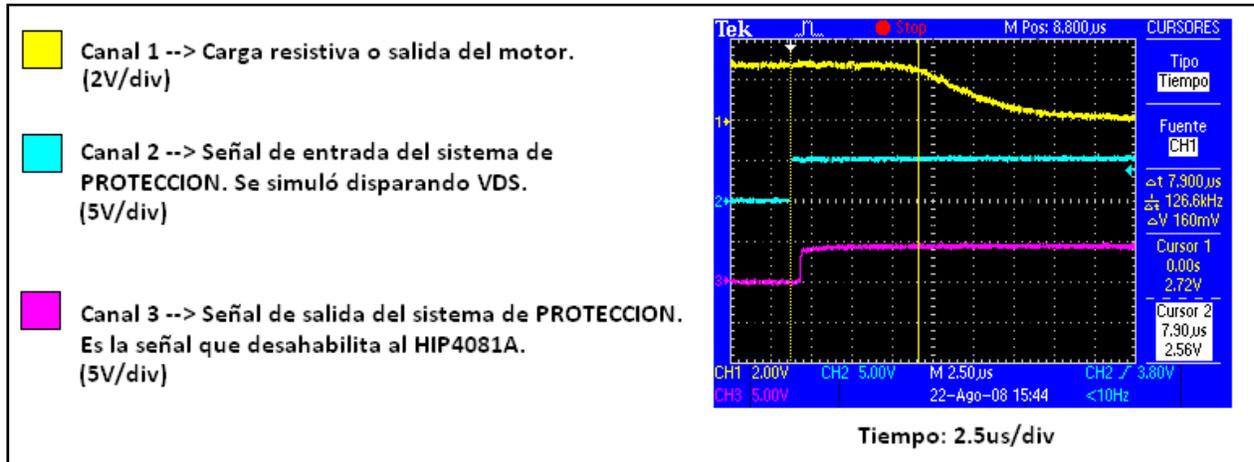


Figura 6.6 Medición del tiempo de desactivación del puente H ante una señal de alarma.

A la entrada de cada etapa de potencia llegan las señales de activación para el controlador de puente H. Una muestra de la entrada y la salida del HIP4081A, para el lado B del puente H se muestra en la siguiente figura 6.7.

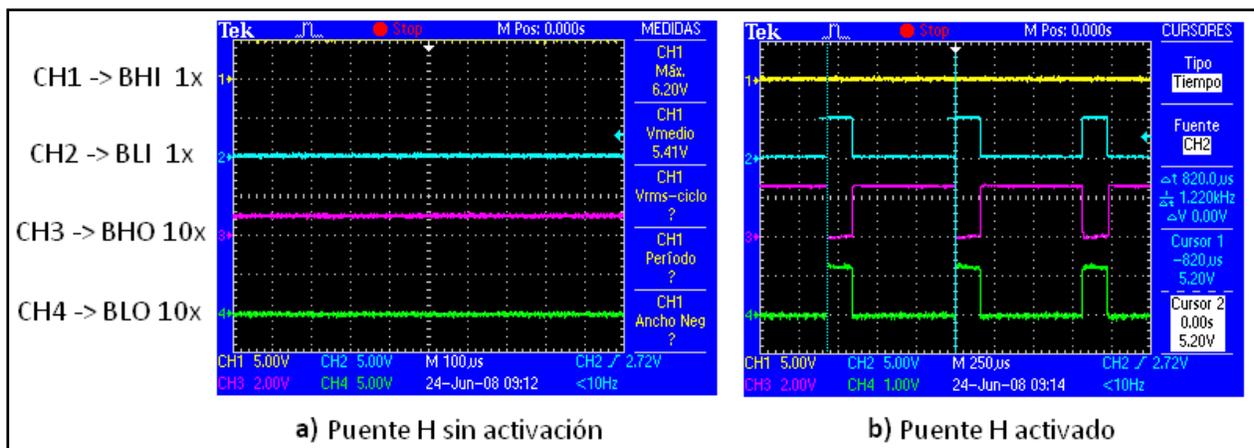


Figura 6.7 Señales de entrada y salida para el controlador de puente H HIP4081A.

Antes de conectar los motores al puente H se realizaron pruebas con una carga resistiva y con una fuente de tensión regulable. Una vez corroborado el buen funcionamiento del puente H, y que no hay problemas de cortocircuitos se probó con las 2 baterías de 12V con motores de menor potencia. Finalmente se conectaron los motores de la silla y la forma de onda de salida se muestra en la figura 6.8.

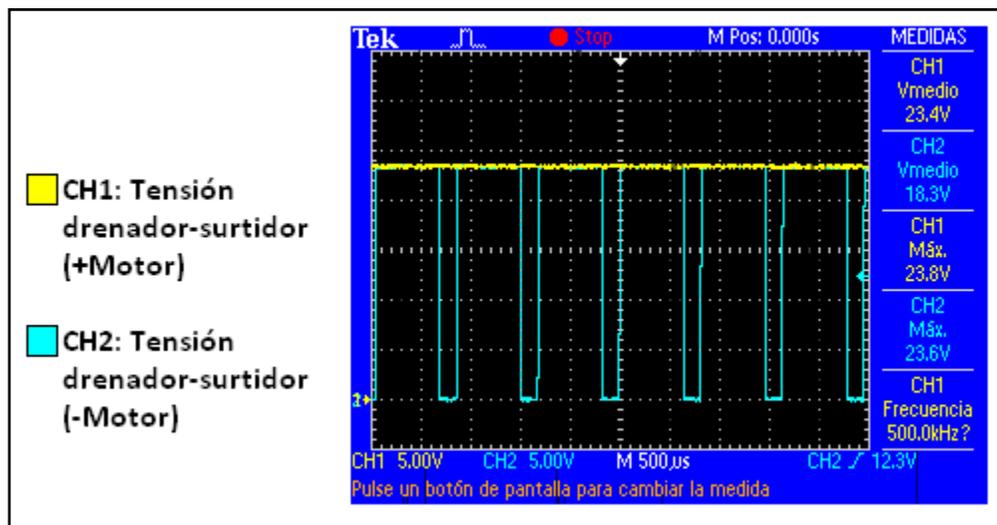


Figura 6.8 Tensión de salida de la etapa de potencia con el motor de la silla como carga.

Por no disponer, en el momento de realización de este proyecto de una silla de ruedas, todo el sistema se implementó en una canasta de carga de una bicicleta con unas llantas giratorias pequeñas y unas llantas de bicicleta que acoplados mediante kits de bicicletas. Los engranajes de los motores se modificaron internamente para que tuviesen tracción en ambos sentidos de giro (figura 6.9).

La unión de la parte mecánica con la eléctrica es la parte final de la implementación en donde se probaron los circuitos al presentarse una carga en los motores, representada por el peso de una persona a bordo de la silla. Las pruebas iniciales consistieron en activar el sistema con las llantas en el aire y se vigilaba la corriente mediante un amperímetro de gancho y también con la salida de los sensores de corriente de cada motor. Luego se colocó la silla en el suelo y se fue aumentando el peso del sistema poco a poco para observar su comportamiento.

Se simuló el sistema con un peso total de 103.8kg. Este peso se consiguió con 3 baterías de 29kg más 3 baterías de 6,5kg, que suman 106,5kg (Figura 6.10).

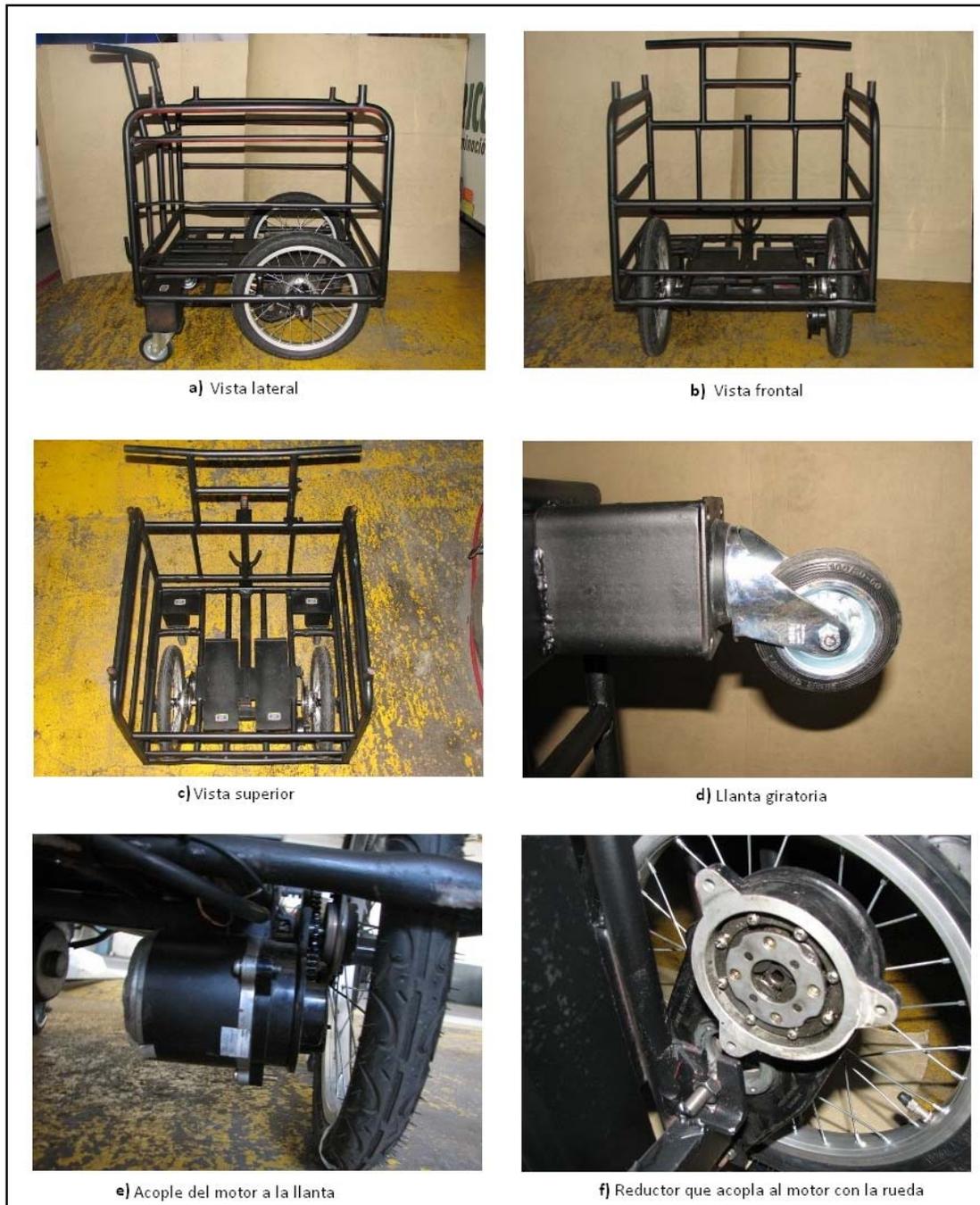


Figura 6.9 Estructura mecánica utilizada como silla de ruedas.

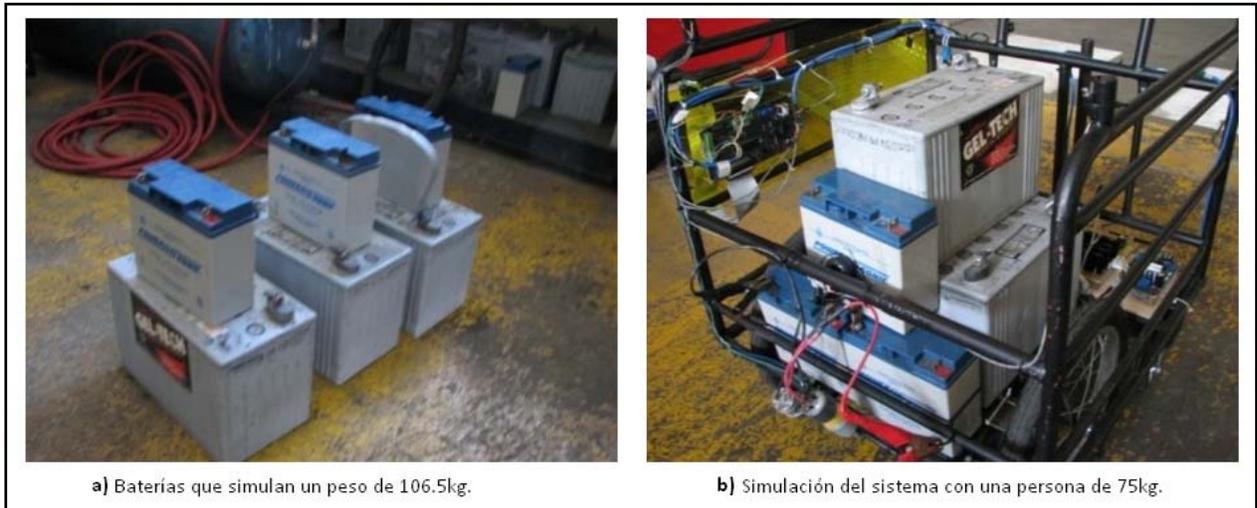


Figura 6.10 Simulación del peso de una persona a bordo de la silla de ruedas.

Se logró llegar a un peso de 126kg pero con el inconveniente de que el sistema empieza a mostrar una señal de cortocircuito de forma aleatoria. Según mediciones hechas, se determinó que el sistema estaba siendo afectado por ruido electromagnético. Este ruido afecta al sistema conforme se incrementaba el peso. Las señales de las compuertas de los MOSFET inferiores presentaban pulsos no deseados que activaban al transistor y ponían al sistema en cortocircuito.

La entrada de los MOSFET es equivalente a un capacitor entre la compuerta y el surtidor que es cargado y descargado al encender y apagar al transistor. Según lo anterior, la solución implementada para disminuir el ruido, fue colocar capacitores adecuados en paralelo con la entrada del MOSFET. La hoja de datos indica que la capacitancia de entrada es de 2840pF y los capacitores que se colocaron son de 820pF. La señal de ruido así como la eliminación de los pulsos se presentan en la figura 6.11. Esta solución, sin embargo, es transitoria y queda pendiente el análisis exhaustivo del origen de este problema para la siguiente etapa.

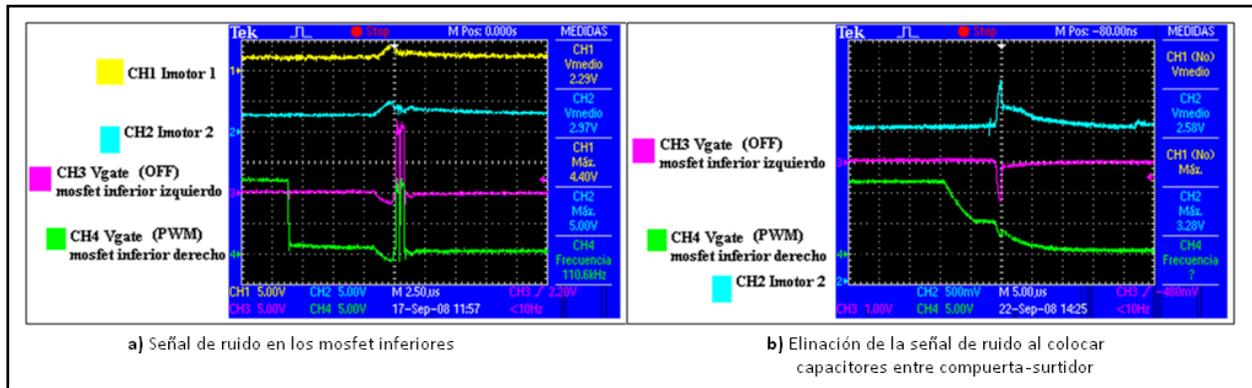


Figura 6.11 Eliminación del ruido presente en las compuertas de los MOSFET inferiores.¹⁶

La sección a de la figura anterior muestra como se genera unos pulsos en los MOSFET inferiores con un ancho de 1us aproximadamente. La desactivación del MOSFET inferior (Canal 4) se muestra de forma inmediata y se observa su forma cuadrada. En los canales 1 y 2 se muestra la salida de los sensores de corriente y se observa que la corriente aumenta cuando se presentan los pulsos de corriente. Al agregar los capacitores el sistema se vuelve más lento debido a que se aumentó la capacitancia de entrada de los MOSFET y su comportamiento se observa en la sección b. Los picos positivos desaparecieron y siempre existe un aumento en la corriente pero menor.

Los capacitores permitieron una mejor operación del sistema y disminución de las alarmas de cortocircuito, que permitió que operara con el peso de 75kg. Pero se requiere determinar donde se está produciendo la interferencia electromagnética, y los métodos que se pueden aplicar para disminuir éste efecto. Este inconveniente se solucionará en la segunda etapa del proyecto, en donde se pueden implementar soluciones adecuadas. Por ejemplo una tipo jaula de Faraday entre los circuitos, utilizar cables con blindaje metálico puesto a la tierra y eliminar los posibles lazos del circuito impreso en donde se pueden inducir corrientes parásitas que son función de la corriente eléctrica de los motores.

¹⁶ a) CH1, CH2, CH3 y CH4 a 5V/div. Tiempo 2.5us/div. b) CH2 a 500mV/div, CH3 a 1V/div, CH4 a 5V/div. Tiempo 5us/div.

Uno de los problemas mecánicos durante la implementación fue que una de las llantas presenta más fricción, lo que provoca que la silla al avanzar se desvíe de su trayectoria. Ya que la modificación de los kits de bicicletas que se utilizaron provocó un aumento en la fricción interna de los engranajes. Además en la silla de ruedas se utiliza baja velocidad, caso contrario al de una bicicleta eléctrica.

El utilizar unas llantas giratorias tan pequeñas provocó que cualquier obstrucción en el camino, como una piedra pequeña o una grieta en el suelo frenaran la silla; y la parte electrónica sufre las consecuencias, ya que es una sobrecarga para el sistema. La solución a estos problemas mecánicos son parte de una segunda etapa, donde se dará la implementación correcta del diseño mecánico del sistema.

Para mejorar este sistema se piensa en utilizar un joystick porque este permite que la dirección y giro del sistema más eficiente, ya que utiliza señales analógicas que simplifican los algoritmos.

Capítulo 7. Conclusiones y recomendaciones

7.1 Conclusiones

1. Mediante un dispositivo óptico como el control remoto no se puede maniobrar una trayectoria curvilínea en una silla de ruedas debido a solo pueden representar movimientos ya predeterminados para cada botón.
2. Los sistemas de potencia que utilizan motores eléctricos generan ruido eléctrico y electromagnético que repercuten en las etapas de potencia y de control.
3. Al aplicar un sobredimensionamiento de los componentes (factor de seguridad de 2-2.5) ayudó a brindar seguridad en el funcionamiento del sistema ante diversas situaciones extremas a las cuales se ve sometido.
4. La parte electrónica y mecánica de un sistema deben diseñarse en conjunto para facilitar el diseño de ambas partes.
5. Las aproximaciones de potencia mediante cálculos físicos realizados son esenciales para el dimensionamiento del sistema como lo son los motores y los componentes de la etapa de potencia.
6. Se demostró que los sistemas de protección incorporados de semiconductores proporcionan mayor seguridad de los componentes en las pruebas y el funcionamiento final del circuito de potencia, evitando un daño irreversible ante situaciones extremas de los parámetros del circuito.
7. Una desventaja de los vehículos y el transporte eléctrico en general es la relación del peso y la energía almacenada por las baterías, lo que provoca que los sistemas prácticamente se diseñen en un 50-60% para lograr mover el peso de las mismas.

8. La supervisión de variables en un vehículo eléctrico implementado es de suma importancia ya que es una retroalimentación del estado del sistema hacia el usuario, brindando seguridad sobre el manejo del vehículo.

9. La silla de ruedas eléctrica basa su autonomía de recorrido en la energía almacenada en las baterías, en el peso total del sistema que se ve desfavorecido por el peso de los acumuladores de energía y el coeficiente de fricción del rodaje donde se desempeñe.

7.2 Recomendaciones

1. Implementar el manejo de la silla de ruedas mediante un joystick para brindar una mayor maniobrabilidad.

2. Colocar un freno mecánico de fricción o electromecánico para seguridad del usuario, que se active inmediatamente al dejar de dar movimiento al sistema por parte del usuario.

3. Emplear blindaje electromagnético para los circuitos y cables que aseguren el funcionamiento adecuado de los circuitos.

4. Construir la parte mecánica acorde a las características de un sistema de baja velocidad que proporcionen una menor carga al motor y un mayor torque mediante la utilización de reductores mecánicos.

Bibliografía

[1] MINOS. *Catálogo* [en línea]: *de Sillas Eléctricas de la marca Minos*. [España]: Innova Advanced Software Solutions. <<http://www.minos97.com/pdf/SillasElectricas.pdf>> [Consultada el 14 de Agosto de 2007].

[2] Iniciativa Múltiple de Atención de Gaps a la Integración, Normalización y Accesibilidad. *Catálogo* [en línea]: *de la silla de ruedas F55 de la marca Powertec*. [España] Antonio Rodríguez. Última actualización: 12 de octubre de 2008. <http://www.imagina.org/mercado/fotos/Powertwch_F55_S.pdf> [Consultada el 27 de Agosto de 2007].

[3] Instituto Tecnológico de Massachsetts. *Documento* [en línea]: *Proyecto Vehículo Autónomo con Brazo Manipulador Controlado a Distancia Vía TCP/IP*. José Antonio Domínguez Caballero. [Estados Unidos]. MIT. <<http://mit.edu/jadc/www/memoriavacbmcd.pdf>> [Consultada el 21 de agosto de 2007].

[4] Universidad del País Vasco. *Fuerza* [en línea] *de rodamiento en un plano inclinado*. [España]: Ángel Franco García. Última actualización: 3 de Octubre de 2006. <http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica/dinamica/rozamiento/plano_inclinado/plano_inclinado.htm> [Consultada el 23 de agosto de 2007].

[5] Renato Masías. *Tutorial* [en línea]: *Diseño de Puentes H*. Icy Phoenix Robots Perú. [Estados Unidos]. <<http://www.robotsperu.org/foros/3-vt248.html?postdays=0&postorder=asc&start=30>> [Consultada el 30 de noviembre de 2007].

[6] Ing. Francisco José Terrón Dáz. *Documento* [en línea]: *Carrito controlado por la calculadora TI-92 Plus y el CBL*. [Estados Unidos] <<http://mx.geocities.com/calcti/recre98.htm>> [Consultada el 30 de noviembre de 2007].

[7] D. Emilio J. Bueno Peña. *Documento* [en línea]: *Montaje de un convertidor DC-DC en puente completo para excitar un motor DC de imán permanente*. Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá [España] <http://www.depeca.uah.es/docencia/ITT-SE/lep/curso_online/P4/P4_6.htm> [Consultada el 30 de noviembre de 2007].

[8] TodoRobot. *Documento* [en línea]: *MOSFET H-Bridge esquema y teoría de operación*. [Argentina]. Última actualización 28 de Marzo de 2008.

<<http://www.todorobot.com.ar/documentos/hbridge-MOSFET.pdf>> [Consultada el 30 de noviembre de 2007].

[9] Lon Glazner. *Documento* [en línea]: *Stamp-Controlled High Power H-Bridge*. Parallax [Estados Unidos]. <www.parallax.com/dl/docs/cols/nv/vol2/col/nv52.pdf> [Consultada el 30 de noviembre de 2007]

[10] F.L Castro. *Documento* [en línea]: *Cálculo de disipadores*. Terra [España]. Última actualización: 20 de junio de 2005. <<http://www.terra.es/personal2/equipos2/disipadores.htm>> [Consultada el 29 de Enero de 2008]

[11] Luis M. Cárdbaba. *Documento* [en línea]: *Disipadores térmicos*. [España]. Última actualización: 14 de septiembre de 2008. <http://www.lcardaba.com/articulos/heatsinks/heatsinks.htm> [Consultada el 29 de Enero de 2008].

[12] José Luis Molina. *Documento* [en línea]: *Disipadores de calor*. Iespana [Francia] Última actualización: 13 de diciembre de 2002. <<http://profesormolina2.iespana.es/electronica/componentes/disip/disip.htm>> [Consultada el 29 de Enero de 2008].

[13] Rod Elliott. *Documento* [en línea]: *The Heatsinks*. Elliott Sound Products [Estados Unidos]. Publicada: 11 de febrero de 2005. Última actualización: 14 de octubre de 2007. <<http://sound.westhost.com/articles/diy-heatsink.htm>> [Consultada el 5 de febrero de 2008].

[14] Miguel Ángel Montejó Ráez. *Documento* [en línea]: *Introducción a los disipadores de calor en semiconductores de potencia*. REDEYA [Estados Unidos]. Última actualización: 05 de abril de 2007. <<http://www.redeya.com/electronica/cursos/disipa/disipa.htm>> [Consultada el 5 de febrero de 2008].

[15] Felipe Calvo Álvarez. *Documento* [en línea]: *MOTOR DE IMANES PERMANENTES COMO PROPULSOR NAVAL*. Revista Marina de la armada de Chile. [Chile]. Última actualización: 28 de febrero de 2008. <<http://www.revistamarina.cl/revistas/1999/3/calvo.pdf>> [Consultada el 16 de Agosto de 2007]

[16] Rafael Rus Palacios. *Documento* [en línea]: *Diseño e implantación de un acelerador electrónico controlable en un vehículo monoplace*. Laboratorio de Automoción del Departamento de Ingeniería Mecánica. [España]. Última actualización: 05 de enero de 2006. <www.tecnun.es/automocion/proyectos/acelerador_electronico/memoria.pdf> [Consultada el 16 de Agosto de 2007].

[17] C. Escobar, J. Martínez, G. Téllez. *Documento* [en línea]: *Control de un motor brushless DC con frenado regenerativo*. Pontificia Universidad Javeriana [Bogotá]. <<http://www.javeriana.edu.co/biblos/tesis/ingenieria/tesis89.pdf>> [Consultada el 16 de Agosto de 2007].

[18] Álvaro Gutiérrez Martín. *Documento* [en línea]: *Electrónica de excitación empleada en la actuación de motores de corriente continua de baja potencia*. Departamento de Tecnologías Especiales Aplicadas a la Telecomunicación. [Madrid]. <http://www.etsit.upm.es/departamentos/teat/asignaturas/lab-lstr/textos/teor%EDa_excitacion_pwm_motores_dc_v1.pdf> [Consultada el 16 de Agosto de 2007]

[19] J. Bernardo Cotero Ochoa. *Documento* [en línea]: *Medición de parámetros de un motor de C.D. controlado por armadura*. Departamento de Electrónica del ITESO. [México]. <http://www.desi.iteso.mx/elec/automat/control_1/Apuntes/MedicionParametrosMotorCD.pdf> [Consultada el 7 de febrero de 2008].

[20] Andrés Cánovas López. *Manual* [en línea]: *Manual de usuario del compilador PCW de CCS®.PICMANIA* [España]. <http://picmania.garcia-cuervo.com/recursos/Manual_Compilador_CCS_PICC.pdf> [Consultada el 17 de Agosto de 2007*].

[21] Norberto Daniel Pellegrini. *Foro* [en línea]: *Todo en Microcontroladores PIC*. Miarroba [España] <<http://todopic.mforos.com/>> [Consultada el 17 de Agosto de 2007].

[22] San Bergmans. *Documento* [en línea]: *Control Remoto Infrarrojo*. SB-Projects. [Holanda]. Última actualización: 12 de septiembre de 2006. <<http://www.sbprojects.com/projects/ircontrol/ircontrol.htm>> [Consultada el 19 de Agosto de 2007].

[23] Nocturno. *Documento* [en línea]: *Interpretando mando infrarrojos con dsPIC*. MicroPIC [Estados Unidos]. Última actualización 15 de octubre de 2008. <http://www.micropic.es/index.php?option=com_content&task=view&id=40&Itemid=1> [Consultada el 19 de Agosto de 2007].

[24] Amazon. *Fotografía* [En línea]: *Control remoto universal Marca Sony Modelo RM-V202*. [Estados Unidos] <http://images.amazon.com/images/P/B00008XP0A.01._SCLZZZZZZZ_.jpg> [Consultada el 24 de Agosto de 2007].

[25] Todo Baterías. *Documento* [en línea]: *Información de la A a la Z de la batería Óptima*. Infobide.com [España]. <http://www.todobaterias.com/optima_az.html> [Consultada el 12 de diciembre de 2007].

[26] Wolfgang Krogmann. *Manual Técnico* [en línea]: *Acumuladores de plomo-ácido sellados, regulados por válvula (SVR) y electrolito gelado*. MK Battery and American Workshop. [Estados Unidos] <http://www.mkbattery.com/images/technical_manual_SP.pdf> [Consultada el 9 de noviembre de 2007].

[27] Comisión de Accesibilidad. *Documento* [en línea]: *Paternidad Responsable y Discapacidad*. Poder Judicial [San José, Costa Rica]. <www.poder-judicial.go.cr/accesibilidad/documentos/Paternidad_Responsable_y_Discapacidad.ppt> [Consultada el Martes 6 de Junio de 2007].

[28] Compañía Nacional de Fuerza y Luz S.A. *Información* [en línea]: *sobre la Compañía Nacional de Fuerza y Luz. C.N.F.L.* [San José, Costa Rica] <<http://www.cnfl.go.cr>> [Consultada el Martes 1 de Junio de 2007].

[29] Ortopedia en casa. *Imagen* [en línea]: *Silla de ruedas eléctrica*. [España]. <<http://www.ortopediaencasa.com/catalog/images/movilidad/samba.gif>> [Consultada el Martes 7 de Junio de 2007].

[30] Asamblea Legislativa. *Documento* [en línea]: *Ley 7600 de igualdad de oportunidades para personas con accesibilidad*. Colegio Federado de Ingenieros y de Arquitectos. Documento [San José, Costa Rica]. www.cfia.or.cr/leyes/LE-002%20Ley%207600%20Igualdad%20de%20oportunidades.doc [Consultada el Domingo 18 de Junio de 2007].

[31] Wikipedia. *Documento* [en línea]: *Leyes de Newton*. [Estados Unidos] <http://es.wikipedia.org/wiki/Leyes_de_Newton#Segunda_Ley_de_Newton_o_Ley_de_la_Fuerza> [Consultada el 27 de agosto de 2007].

[32] Jrfinkle. *Catálogo* [en línea]: *de Baterías de gel*. Solar lighting [Estados Unidos]. <http://www.solarlighting.com/images/pdf/cut/Components/Gel_Tech%20Sealed%20Gel%20Batteries.pdf> [Consultada el 24 de Agosto de 2007].

[33] Vrej Barkhordarian. *Documento* [en línea]: *Power MOSFET Basics*. IRF [Estados Unidos] <<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/MOSFET.pdf>> [Consultada el 27 de febrero de 2008].

[34] Francisco José Molina López. *Documento* [en línea]: *Tiristores especiales*. ElectrónicaFacil [España]. <<http://www.electronicafacil.net/tutoriales/tutorial212.html>> [Consultada el 7 de febrero de 2008]

[35] D. Emilio J. Bueno Peña. *Documento* [en línea]: *Práctica 4: Montaje de un convertidor DC-DC en puente completo para excitar un motor DC de imán permanente*. Universidad de Alcalá [España]. <http://www.depeca.uah.es/docencia/ITT-SE/lep/curso_online/P4/PRACTICA_4.htm> [Consultada el 27 de febrero de 2008].

[36] Intersil Corporation. *Hoja de datos* [en línea]: *High Frequency Full Bridge FET Driver*. Intersil [Francia]. <<http://association.arobas.free.fr/doc/HIP4081.pdf>> [Consultada 23 de Enero de 2008].

[37] Steven J Chapman (2002). *Máquinas eléctricas*. 3ª Edición. Colombia: Mc Graw Hill.

[38] Rashid, Muhammad H. (2004). *Electrónica de Potencia – Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*. 6ª Edición. México: Pearson Educación.

[39] Ronald J. Tocci (1996). *Sistemas Digitales – Principios y Aplicaciones*. 6ª Edición. México: Prentice Hall.

[40] Coughling, Robert F./Driscoll, Frederick F. (1998). *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. 5ª Edición. México D.F.: Prentice Hall.

Apéndices

A.1 Glosario, abreviaturas y simbología

CNFL: Compañía Nacional de Fuerza y Luz.

ICE: Instituto Costarricense de Electricidad.

IR: Infrarrojo.

PIC: Microcontrolador programable.

CAS: Circuito Acondicionador de Señal.

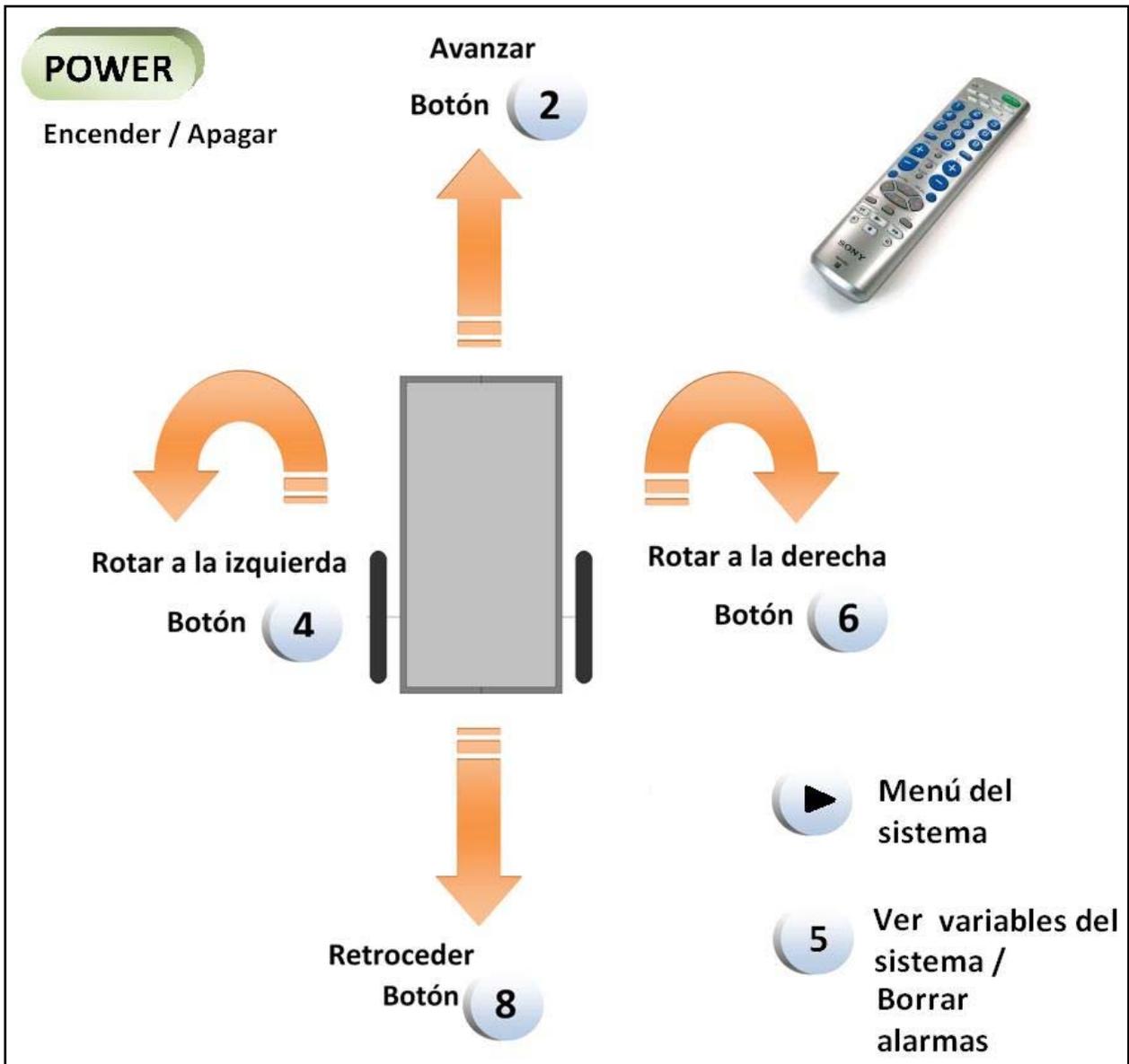
ADC: Siglas en inglés para Convertidor Analógico a Digital.

LED: Acrónimo en inglés de Light Emitter Diode.

Q_{BS} : Carga del capacitor Bootstrap.

Q_C : Carga de la compuerta del MOSFET.

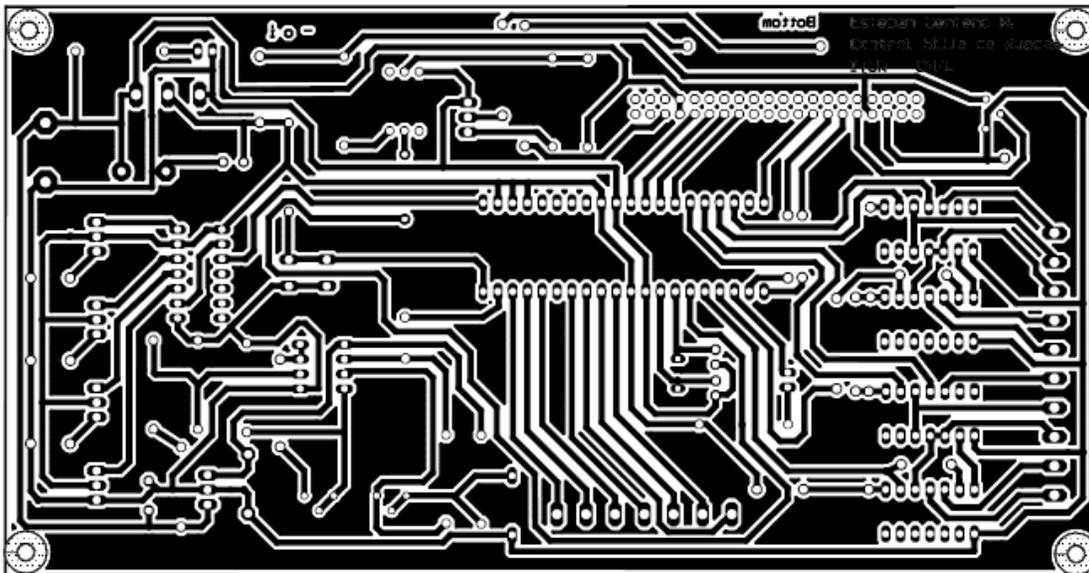
A.2 Manuales de usuario



(Microsoft Word 2007)

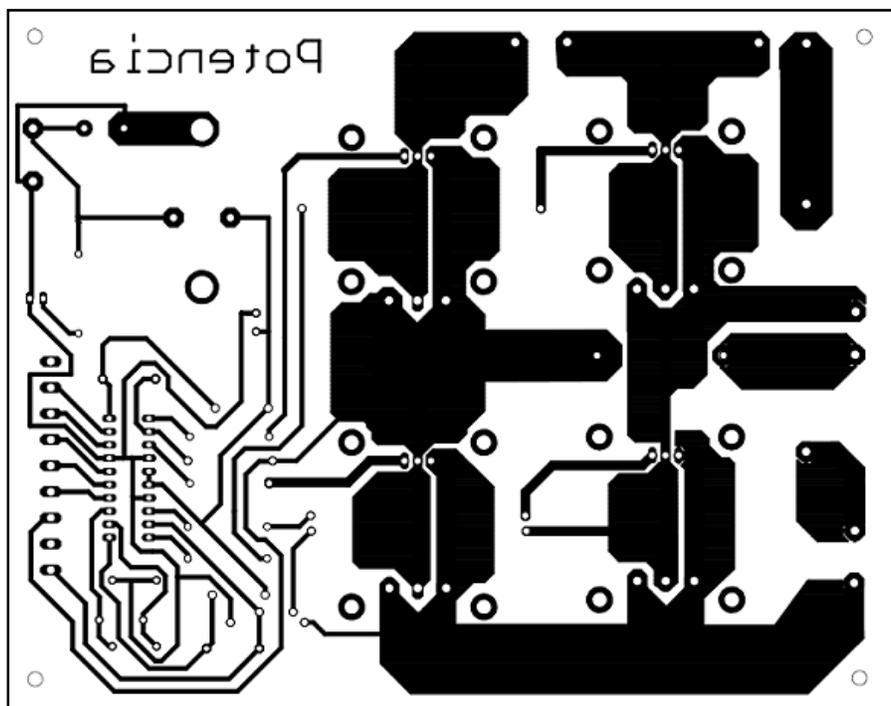
Figura A.1 Esquema general para el uso de la silla de ruedas

A3. Circuitos impresos



(Eagle v4.11)

Figura A.2 Circuito impreso para la etapa controladora de procesos.



(Eagle v4.11)

Figura A.3 Circuito impreso para un motor de la silla de ruedas.

A.4 Información sobre la empresa

A.4.1 Descripción de la empresa

La compañía Nacional de Fuerza y Luz S.A (C.N.F.L.) fue creada el 8 de abril de 1941, como fusión de tres empresas eléctricas: Compañía Nacional de Electricidad, The Costa Rican Electric Light and Traction Company Limited y Compañía Nacional Hidroeléctrica¹⁷. Asumiendo las funciones de distribución y generación de electricidad en el territorio de Costa Rica.

Se logró nacionalizar la empresa cuando, el 30 de abril de 1968, el I.C.E. le compró a la Electric Bond and Share Co., el 98,6% de las acciones. El resto se dejó en manos de empresarios costarricenses.

A partir de ese momento la empresa se mantiene organizada como se ilustra en la figura A.2¹⁸. También se pueden apreciar los ocupantes actuales de algunos de los principales puestos en esta estructura.

En la actualidad sus servicios comprenden el suministro de energía al 40% de los clientes del sistema eléctrico costarricense y la comercialización del 46% de la electricidad del mercado de distribución nacional. Además, esta empresa se dedica a desarrollar proyectos en diferentes ámbitos, como por ejemplo:

-Proyectos de Distribución: mejorar las condiciones de la red y fortalecer el sistema de distribución.

-Proyectos de Generación: adquisición de un componente de energía propia y fuentes para la producción de energía renovable y potable.

-Sistema de Alimentación Eléctrica para la Ciudad de San José: Transformación del sistema eléctrico aéreo a subterráneo, en el sector central de San José.

¹⁷ La información correspondiente a la reseña histórica y los servicios de la empresa fue tomada de la página <http://www.cnfl.go.cr/>.

¹⁸ Cortesía de C.N.F.L. a través de la página <http://www.grupoice.com/esp/ele/infobase/organizacnfl.htm>.

-Interconexión Eléctrica en Centro América.

-Proyectos de Conservación: Transporte Eléctrico (vehículos eléctricos), Conservación de la Energía y Palma Virilla.

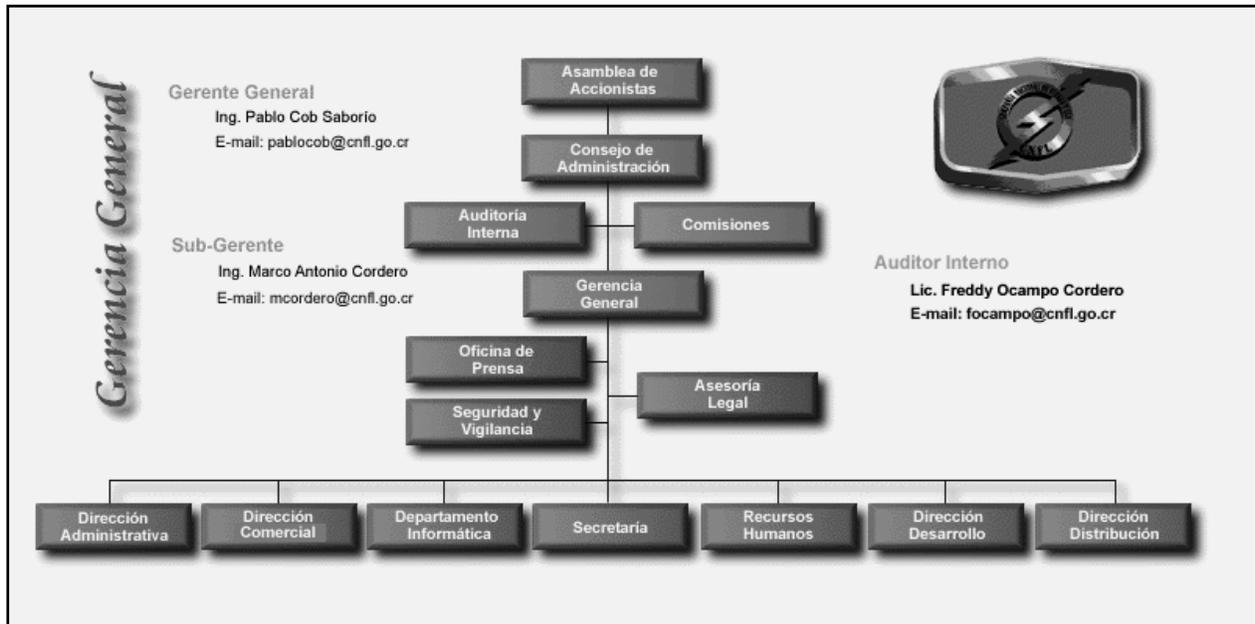


Figura A.1 Estructura organizativa de la Compañía Nacional de Fuerza y Luz

A.4.2 Descripción del departamento o sección en la que se realizó el proyecto

En la Compañía Nacional de Fuerza y Luz S.A. (C.N.F.L), existe un Departamento de Transporte Eléctrico que se encarga de desarrollar e impulsar el estudio de vehículos potenciados mediante electricidad.

Actualmente en el Departamento de Transporte Eléctrico existen distintos proyectos e ideas en desarrollo que buscan incentivar a la electricidad como la fuente de energía a utilizar en un futuro muy cercano. Algunos de los proyectos son la construcción de un cargador universal de baterías para vehículos eléctricos, el diseño y construcción de bicicletas eléctricas, de vehículos livianos eléctricos. Como ejemplo del uso de la electricidad como fuente de energía, el departamento posee un autobús eléctrico en funcionamiento y otros vehículos livianos de reciente adquisición. Estos últimos son

para sustituir vehículos de la flota de la compañía. Poseen una autonomía de 50km/h , tienen caja de cambios y pueden transportar 4 personas. Los proyectos generados en el Departamento de Transporte Eléctrico buscan crear prototipos que brinden experiencia y sirvan como base para la implementación de vehículos eléctricos a mayor escala y tamaño.

El proyecto del desarrollo de la silla de ruedas eléctrica es parte de estas intenciones que permiten generar una visión más abierta de los pormenores que se deben tomar para el planeamiento y ejecución de un proyecto más elaborado y amplio, como puede ser la fabricación de un vehículo y el funcionamiento básico de la electrónica que lo componen. La silla de ruedas eléctrica, al ser un vehículo tripulado por una persona, requiere de distintas implementaciones electrónicas que permitan al dispositivo ser amigable con el usuario y que posea el grado de independencia para desplazarse a los lugares que se desea.

Para su desarrollo el Departamento de Transporte Eléctrico cuenta con el respaldo económico de la Compañía, para adquirir los materiales y equipos utilizados para el proyecto. Además de tener un laboratorio especializado en el cual se ejecutan los objetivos de las políticas amigables con el ambiente.

A.5. Ley 7600 Igualdad de oportunidades para las personas con discapacidad

Artículos 1 y 4 de la ley 7600 de igualdad de oportunidades.

Artículo 1-Interés público

Se declara de interés público el desarrollo integral de la población con discapacidad, en iguales condiciones de calidad, oportunidad, derechos y deberes que el resto de los habitantes.

Artículo 4-Obligaciones del Estado

Para cumplir con la presente ley, le corresponde al Estado:

a) Incluir en planes, políticas, programas y servicios de sus instituciones, los principios de igualdad de oportunidades y accesibilidad a los servicios que, con base en esta ley, se presten; así como desarrollar proyectos y acciones diferenciado, que tomen en consideración el menor desarrollo relativo de las regiones y comunidades del país.

b) Garantizar que el entorno, los bienes, los servicios y, las instalaciones de atención al público sean accesibles para que las personas los usen y disfruten.

c) Eliminar las acciones y disposiciones que, directa o indirectamente, promueven la discriminación o impiden a las personas con discapacidad tener acceso.

ARTICULO 124 - Pendientes

Las especificaciones para las pendientes, serán:

- Del 10 al 12 % en tramos menores a 3 metros.
- Del 8 al 10 % en tramos de 3 a 10 metros.
- Del 6 al 8% en tramos mayores a 10 metros.

Anexos

HIP4081A – Controlador de Puente H



HIP4081A, 80V High Frequency H-Bridge Driver

Application Note

December 11, 2007

AN9405.5

Introduction

The HIP4081A is a member of the HIP408x family of High Frequency H-Bridge Driver ICs. A simplified application diagram of the HIP4081A IC is shown in Figure 1. The HIP408x family of H-Bridge driver ICs provide the ability to operate from 10VDC to 80VDC busses for driving H-Bridges, whose switch elements are comprised of power N-Channel MOSFETs. The HIP408x family, packaged in both 20 pin DIP and 20 pin SOIC DIPs, provide peak gate current drive of 2.5A. The HIP4081A includes undervoltage protection, which sends a continuous gate turn-off pulse to all gate outputs when the V_{DD} voltage falls below a nominal 8.25V. The startup sequence of the HIP4081A is initiated when the V_{DD} voltage returns above a nominal 8.75V. Of course, the DIS pin must be in the low state for the IC to be enabled. The startup sequence turns on both low side outputs, ALO and BLO, so that the bootstrap capacitors for both sides of the H-bridge can be fully charged. During this time the AHO and BHO gate outputs are held low continuously to insure that no shoot-through can occur during the nominal 400ns boot-strap refresh period. At the end of the boot strap refresh period the outputs respond normally to the state of the input control signals.

A combination of bootstrap and charge-pumping techniques is used to power the circuitry which drives the upper halves of the H-Bridge. The bootstrap technique supplies the high instantaneous current needed for turning on the power devices, while the charge pump provides enough current to "maintain" bias voltage on the upper driver sections and MOSFETs. Since voltages on the upper bias supply pin "float" along with the source terminals of the upper power switches, the design of this family provides voltage capability for the upper bias supply terminals to 95VDC.

The HIP4081A can drive lamp loads for automotive and industrial applications as shown in Figure 2. When inductive loads are switched, flyback diodes must be placed around the loads to protect the MOSFET switches.

Many applications utilize the full bridge topology. These are voice coil motor drives, stepper and DC brush motors, audio amplifiers and even power supply inverters used in uninterruptable power supplies, just to name a few. The HIP408x family of devices is fabricated using a proprietary Intersil IC process which allows this family to switch at frequencies over 250kHz. Therefore the HIP408x family is ideal for use in various high frequency converter applications, such as motor drives, switching power amplifiers, and high-performance DC/DC converters. A typical application is shown in Figure 5.

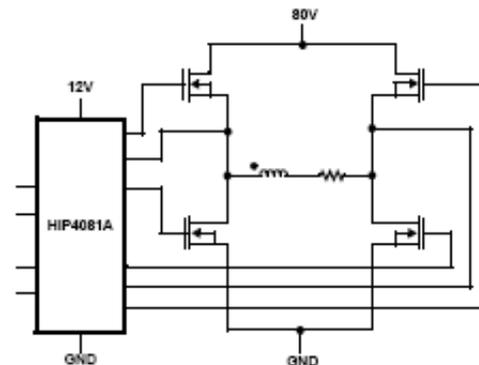


FIGURE 1. HIP4081A SIMPLIFIED APPLICATION DIAGRAM

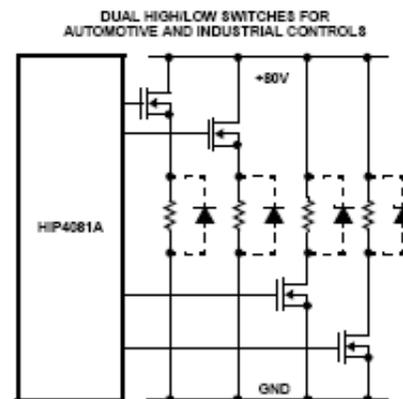


FIGURE 2. HIP4081A AS LAMP SWITCH DRIVER

To provide accurate dead-time control for shoot-through avoidance and duty-cycle maximization, two resistors tied to pins HDEL and LDEL provide precise delay matching of upper and lower propagation delays, which are typically only 55ns. The HIP4081A H-Bridge driver has enough voltage margin to meet all SELV (UL classification for operation at $\leq 42.0V$) applications and most Automotive applications where "load dump" capability over 65V is required. This capability makes the HIP408x family a more cost-effective solution for driving N-Channel power MOSFETs than either discrete solutions or other solutions relying on transformer- or opto-coupling gate-drive techniques.

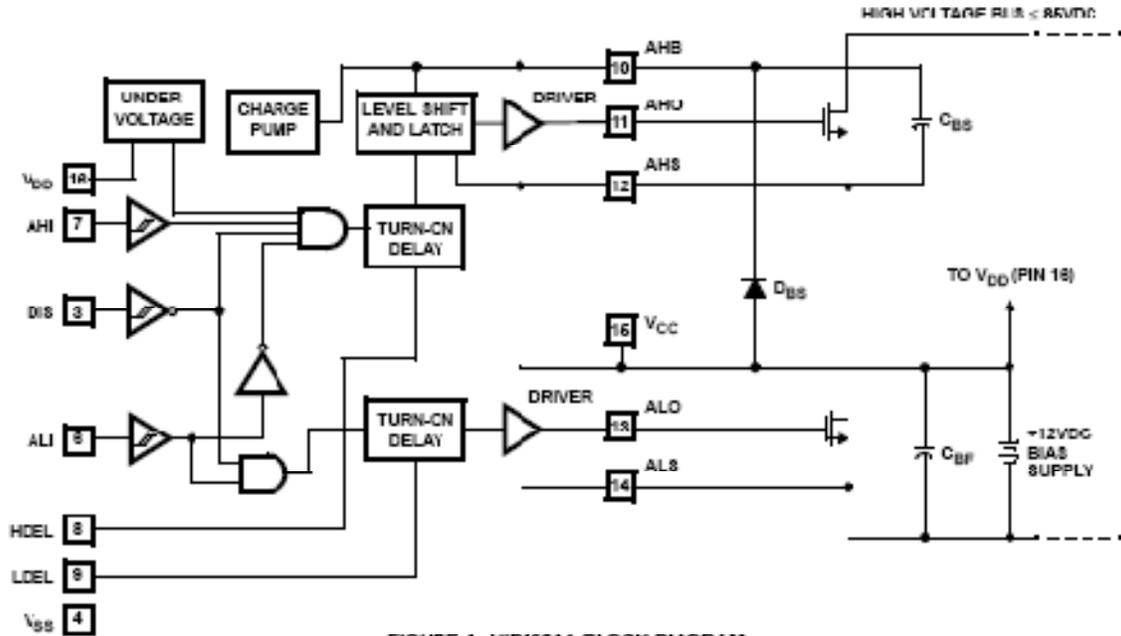


FIGURE 4. HIP4081A BLOCK DIAGRAM

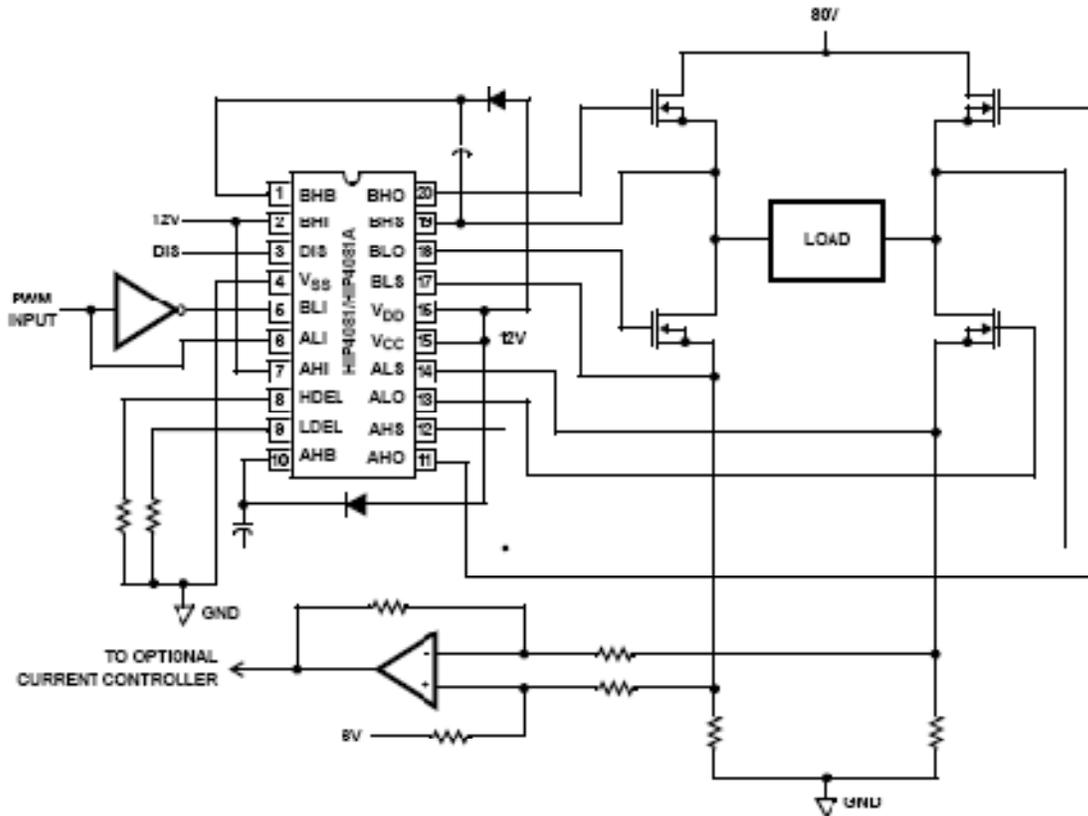


FIGURE 5. TYPICAL APPLICATION (PWM MODE SWITCHING)

LM339 – Comparador cuádruple

**LM339, LM239, LM2901,
 LM2901V, NCV2901,
 MC3302**

**Single Supply Quad
 Comparators**

These comparators are designed for use in level detection, low-level sensing and memory applications in consumer, automotive, and industrial electronic applications.

Features

- Single or Split Supply Operation
- Low Input Bias Current: 25 nA (Typ)
- Low Input Offset Current: ±5.0 nA (Typ)
- Low Input Offset Voltage
- Input Common Mode Voltage Range to GND
- Low Output Saturation Voltage: 130 mV (Typ) @ 4.0 mA
- TTL and CMOS Compatible
- ESD Clamps on the Inputs Increase Reliability without Affecting Device Operation
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes
- Pb-Free Packages are Available

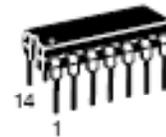


ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



SOIC-14
 D SUFFIX
 CASE 751A

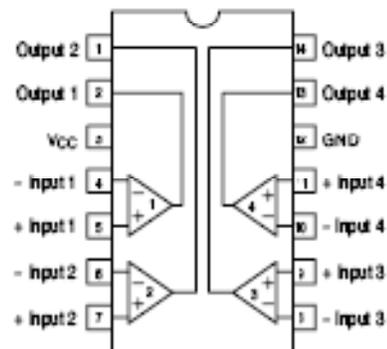


PDIP-14
 N, P SUFFIX
 CASE 646



TSSOP-14
 DTB SUFFIX
 CASE 948G

PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 6 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 8 of this data sheet.

PIC18F452 – Microcontrolador programable



PIC18FXX2

28/40-pin High Performance, Enhanced FLASH Microcontrollers with 10-Bit A/D

High Performance RISC CPU:

- C compiler optimized architecture/instruction set
 - Source code compatible with the PIC16 and PIC17 instruction sets
- Linear program memory addressing to 32 Kbytes
- Linear data memory addressing to 1.5 Kbytes

Device	On-Chip Program Memory		On-Chip RAM (bytes)	Data EEPROM (bytes)
	FLASH (bytes)	# Single Word Instructions		
PIC18F242	16K	8192	768	256
PIC18F252	32K	16384	1536	256
PIC18F442	16K	8192	768	256
PIC18F452	32K	16384	1536	256

- Up to 10 MIPS operation:
 - DC - 40 MHz osc./clock input
 - 4 MHz - 10 MHz osc./clock input with PLL active
- 16-bit wide instructions, 8-bit wide data path
- Priority levels for interrupts
- 8 x 8 Single Cycle Hardware Multiplier

Peripheral Features:

- High current sink/source 25 mA/25 mA
- Three external interrupt pins
- Timer0 module: 8-bit/16-bit timer/counter with 8-bit programmable prescaler
- Timer1 module: 16-bit timer/counter
- Timer2 module: 8-bit timer/counter with 8-bit period register (time-base for PWM)
- Timer3 module: 16-bit timer/counter
- Secondary oscillator clock option - Timer1/Timer3
- Two Capture/Compare/PWM (CCP) modules. CCP pins that can be configured as:
 - Capture input: capture is 16-bit, max. resolution 6.25 ns ($T_{cy}/16$)
 - Compare is 16-bit, max. resolution 100 ns (T_{cy})
 - PWM output: PWM resolution is 1- to 10-bit, max. PWM freq. @: 8-bit resolution = 156 kHz, 10-bit resolution = 39 kHz
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module, Two modes of operation:
 - 3-wire SPI™ (supports all 4 SPI modes)
 - I²C™ Master and Slave mode

Peripheral Features (Continued):

- Addressable USART module:
 - Supports RS-485 and RS-232
- Parallel Slave Port (PSP) module

Analog Features:

- Compatible 10-bit Analog-to-Digital Converter module (A/D) with:
 - Fast sampling rate
 - Conversion available during SLEEP
 - Linearity ≤ 1 LSB
- Programmable Low Voltage Detection (PLVD)
 - Supports interrupt on-Low Voltage Detection
- Programmable Brown-out Reset (BOR)

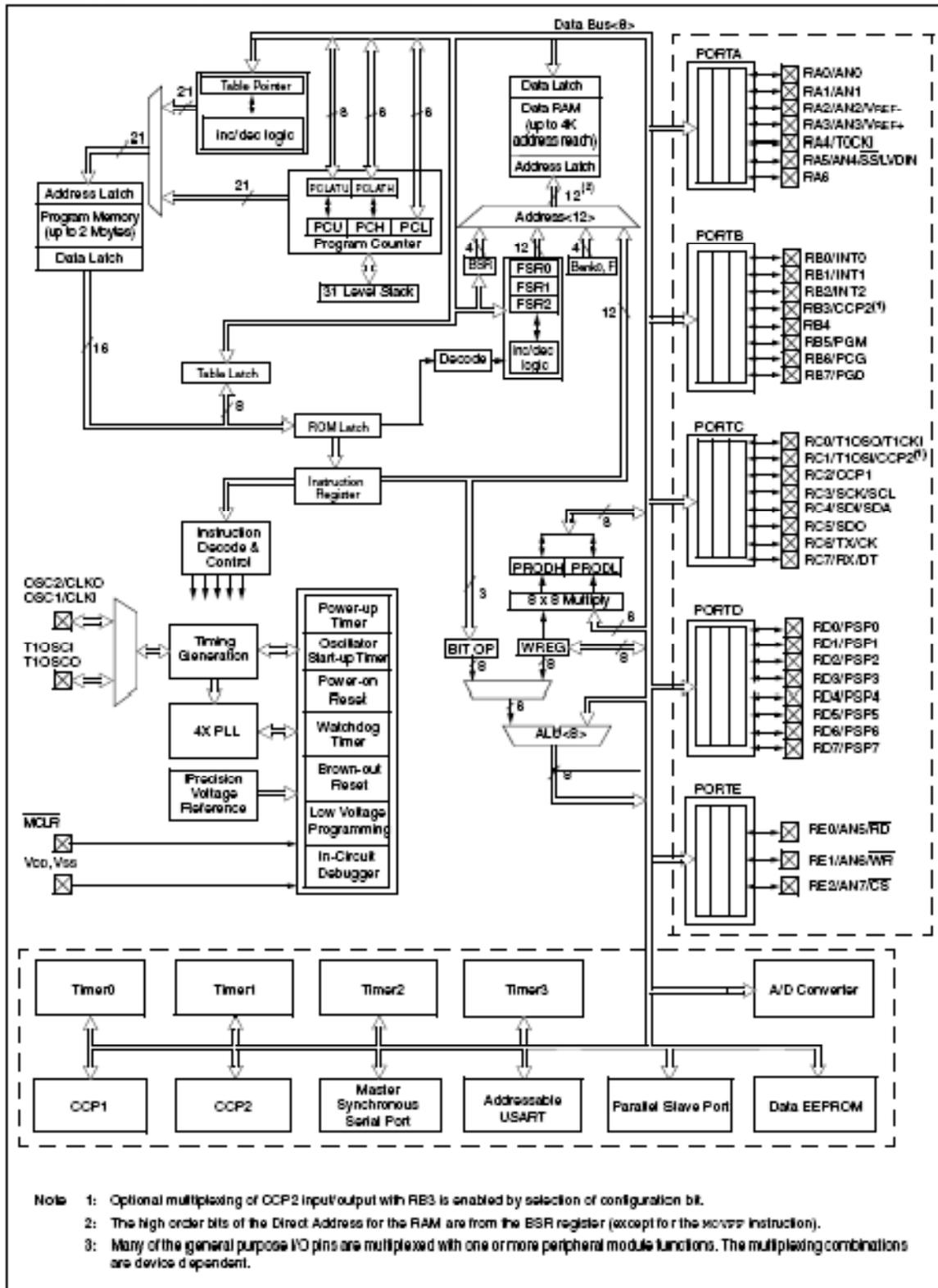
Special Microcontroller Features:

- 100,000 erase/write cycle Enhanced FLASH program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle Data EEPROM memory
- FLASH/Data EEPROM Retention: > 40 years
- Self-reprogrammable under software control
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own On-Chip RC Oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options including:
 - 4X Phase Lock Loop (of primary oscillator)
 - Secondary Oscillator (32 kHz) clock input
- Single supply 5V In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins

CMOS Technology:

- Low power, high speed FLASH/EEPROM technology
- Fully static design
- Wide operating voltage range (2.0V to 5.5V)
- Industrial and Extended temperature ranges
- Low power consumption:
 - < 1.6 mA typical @ 5V, 4 MHz
 - 25 μ A typical @ 3V, 32 kHz
 - < 0.2 μ A typical standby current

FIGURE 1-2: PIC18F4X2 BLOCK DIAGRAM



IRF1010ZF (MOSFET de 75A) – MOSFET de potencia de 75A y 55V.



AUTOMOTIVE MOSFET

PD - 94852A

IRF1010Z
IRF1010ZS
IRF1010ZL

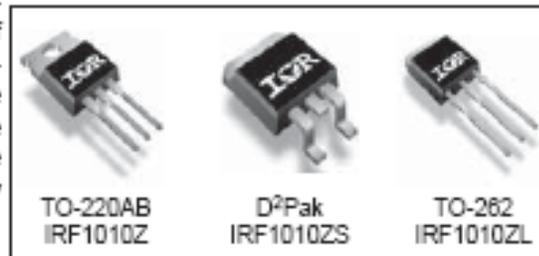
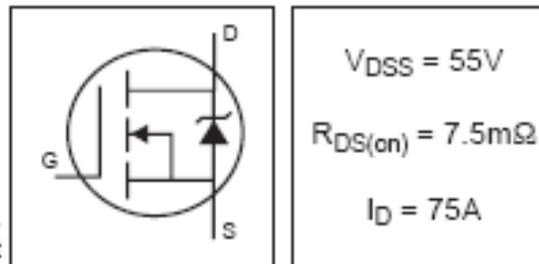
Features

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Repetitive Avalanche Allowed up to Tjmax

Description

Specifically designed for Automotive applications, this HEXFET® Power MOSFET utilizes the latest processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. Additional features of this design are a 175°C junction operating temperature, fast switching speed and improved repetitive avalanche rating. These features combine to make this design an extremely efficient and reliable device for use in Automotive applications and a wide variety of other applications.

HEXFET® Power MOSFET



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$ (Silicon Limited)	94	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	66	
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$ (Package Limited)	75	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	360	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	140	W
	Linear Derating Factor	0.90	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS} (Thermally limited)	Single Pulse Avalanche Energy ②	130	mJ
E_{AS} (Tested)	Single Pulse Avalanche Energy Tested Value ②	180	
I_{AR}	Avalanche Current ③	See Fig. 12a, 12b, 15, 16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ③		mJ
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw ④	10 lbf·in. (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	---	1.11	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat Greased Surface ⑤	0.50	---	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient ⑥	---	62	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient (PCB Mount) ⑥	---	40	

www.irf.com

1

9/8/03

IRF1010ZS/L

International
IGR Rectifier

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.040	—	V/°C	Referenced to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	5.8	7.5	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 75A$ Ⓢ
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	33	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 75A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	μA	$V_{GS} = 55V, V_{DS} = 0V$ $V_{GS} = 55V, V_{DS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	200	nA	$V_{DS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-200	nA	$V_{DS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	63	95	nC	$I_D = 75A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	19	—	nC	$V_{DS} = 44V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	24	—	nC	$V_{DS} = 10V$ Ⓢ
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	16	—	ns	$V_{DD} = 26V$
t_r	Rise Time	—	150	—	ns	$I_D = 75A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	36	—	ns	$R_{\theta} = 6.8 \Omega$
t_f	Fall Time	—	92	—	ns	$V_{GS} = 10V$ Ⓢ
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	2840	—	pF	$V_{DS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	420	—	pF	$V_{GS} = 25V$
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	250	—	pF	$f = 1.0MHz$
C_{out}	Output Capacitance	—	1630	—	pF	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 1.0V, f = 1.0MHz$
C_{out}	Output Capacitance	—	360	—	pF	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 44V, f = 1.0MHz$
$C_{out\ eff.}$	Effective Output Capacitance	—	560	—	pF	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V$ to $44V$ Ⓢ

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	75	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) Ⓢ	—	—	360	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 75A, V_{GS} = 0V$ Ⓢ
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	22	33	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 75A, V_{DD} = 25V$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	15	23	nC	$dI/dt = 100A/\mu s$ Ⓢ
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

MUR3020WTPbF – Diodo de rodamiento libre



MUR3020WTPbF

Ultrafast Rectifier

Features

- Ultrafast Recovery Time
- Low Forward Voltage Drop
- Low Leakage Current
- 175°C Operating Junction Temperature
- Lead-Free ("PbF" suffix)

$t_{rr} = 35\text{ns}$
 $I_{F(AV)} = 30\text{Amp}$
 $V_R = 200\text{V}$

Description/ Applications

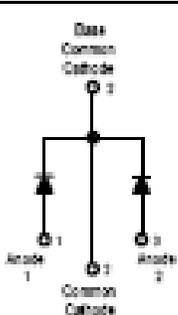
International Rectifier's MUR... series are the state-of-the-art Ultra fast recovery rectifiers specifically designed with optimized performance of forward voltage drop and ultra fast recovery time. The planar structure and the platinum doped life time control, guarantee the best overall performance, ruggedness and reliability characteristics. These devices are intended for use in the output rectification stage of SMPB, UPS, DC-DC converters as well as free-wheeling diode in low voltage Inverters and chopper motor drives. Their extremely optimized stored charge and low recovery current minimize the switching losses and reduce over dissipation in the switching element and snubbers.

Absolute Maximum Ratings

Parameters		Max	Units
V_{RRM}	Peak Repetitive Peak Reverse Voltage	200	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current	15	A
	Total Device, (Rated V_R), $T_C = 150^\circ\text{C}$	30	
I_{FSM}	Non Repetitive Peak Surge Current	200	
I_{FM}	Peak Repetitive Forward Current	30	
	(Rated V_R , Square wave, 20 KHz), $T_C = 150^\circ\text{C}$		
T_J, T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperatures	-65 to 175	$^\circ\text{C}$

Case Styles

MUR3020WTPbF

TO247

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
V_{BR}, V_T Breakdown Voltage, Blocking Voltage	200	-	-	V	$I_R = 100\mu\text{A}$
V_F Forward Voltage	-	-	1.05	V	$I_F = 15\text{A}$
	-	-	0.85	V	$I_F = 15\text{A}, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_R Reverse Leakage Current	-	-	10	μA	$V_R = V_R$ Rated
	-	-	500	μA	$T_J = 150^\circ\text{C}, V_R = V_R$ Rated
C_T Junction Capacitance	-	55	-	pF	$V_R = 200\text{V}$
L_S Series Inductance	-	12	-	nH	Measured lead to lead 5mm from package body

Dynamic Recovery Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
t_{rr} Reverse Recovery Time	-	-	35	ns	$I_F = 1.0\text{A}, dI_F/dt = 50\text{A}/\mu\text{s}, V_R = 30\text{V}$
	-	22	-		$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	39	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{RRM} Peak Recovery Current	-	1.6	-	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	4.1	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$
Q_{rr} Reverse Recovery Charge	-	19	-	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	-	90	-	$T_J = 125^\circ\text{C}$

$I_F = 15\text{A}$
 $V_R = 160\text{V}$
 $dI_F/dt = 200\text{A}/\mu\text{s}$

Thermal - Mechanical Characteristics

Parameters	Min	Typ	Max	Units
T_J Max. Junction Temperature Range	-	-	-65 to 175	$^\circ\text{C}$
T_{Stg} Max. Storage Temperature Range	-	-	-65 to 175	
$R_{\theta JC}$ Thermal Resistance, Junction to Case Per Leg	-	-	1.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta JA}^{\text{①}}$ Thermal Resistance, Junction to Ambient Per Leg	-	-	40	
$R_{\theta CS}^{\text{②}}$ Thermal Resistance, Case to Heatsink	-	0.5	-	
Wt Weight	-	6.0	-	g
	-	0.21	-	(oz)
Mounting Torque	6.0	-	12	Kg-cm
	5.0	-	10	lbf.in
Marking Device	MUR3020WT			

① Typical Socket Mount

② Mounting Surface, Flat, Smooth and Greased

Sensor de Corriente HXS 50NP



Current Transducer HXS 50-NP

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



All Data are given with a $R_L = 10\text{ k}\Omega$

Electrical data		
I_{PN}	Primary nominal current rms	± 50 A
I_{PM}	Primary current, measuring range	± 150 A
V_{OUT}	Output voltage (Analog) @ I_p	$V_{REF} \pm (0.625 \cdot I_p / I_{PN})$ V
	$I_p = 0$	$V_{REF} \pm 0.0125$ V
V_{REF}	Reference voltage ¹⁾ - Output voltage	2.5 ± 0.025 V
	V_{REF} Output Impedance	typ. 200 Ω
	V_{REF} Load Impedance	≥ 200 k Ω
R_L	Load resistance	≥ 2 k Ω
R_{OUT}	Output Internal resistance	< 10 Ω
C_L	Capacitive loading	< 1 μ F
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	5 V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5$ V	22 mA

Accuracy - Dynamic performance data		
X	Accuracy ²⁾ @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$\leq \pm 1$ % of I_{PN}
ϵ_L	Linearity error 0 ... I_{PN}	$\leq \pm 0.5$ % of I_{PN}
	... $3 \times I_{PN}$	$\leq \pm 1$ % of I_{PN}
TCV_{OC}	Temperature coefficient of V_{OC} @ $I_p = 0$	$\leq \pm 0.4$ mV/K
TCV_{REF}	Temperature coefficient of V_{REF}	$\leq \pm 0.01$ %/K
TCV_{OUT}/V_{REF}	Temperature coefficient of V_{OUT}/V_{REF} @ $I_p = 0$	$\leq \pm 0.2$ mV/K
TCV_{OUT}	Temperature coefficient of V_{OUT}	$\leq \pm 0.05\%$ of reading/K
V_{CM}	Magnetic offset voltage @ $I_p = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	$< \pm 1$ % of I_{PN}
t_{in}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}	< 3 μ s
t_r	Response time to 90 % of I_{PN} step	< 5 μ s
dI/dt	dI/dt accurately followed	> 50 A/ μ s
V_{no}	Output voltage noise (DC ... 10 kHz)	< 20 mVpp
	(DC ... 1 MHz)	< 40 mVpp
BW	Frequency bandwidth (-3 dB) ³⁾	DC ... 50 kHz

General data		
T_A	Ambient operating temperature	-40 ... +85 $^\circ\text{C}$
T_D	Ambient storage temperature	-40 ... +85 $^\circ\text{C}$
m	Mass	10 g
	Standards	EN 50178: 1997

Notes : ¹⁾ It is possible to overdrive V_{REF} with an external reference voltage between 2 - 2.8 V providing its ability to sink or source approximately 2.5 mA.

²⁾ Excluding offset and hysteresis.

³⁾ Small signal only to avoid excessive heatings of the magnetic core.

$I_{PN} = 12.5 - 25 - 50\text{ A}$



Features

- Hall effect measuring principle
- Multirange current transducer through PCB pattern lay-out
- Galvanic Isolation between primary and secondary circuit
- Isolation test voltage 3500V
- Low power consumption
- Extremely low profile, $< 11\text{mm}$
- Single power supply +5V
- Fixed offset & gain
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Small size and space saving
- Only one design for wide current ratings range
- High Immunity to external interference.
- Internal & external reference

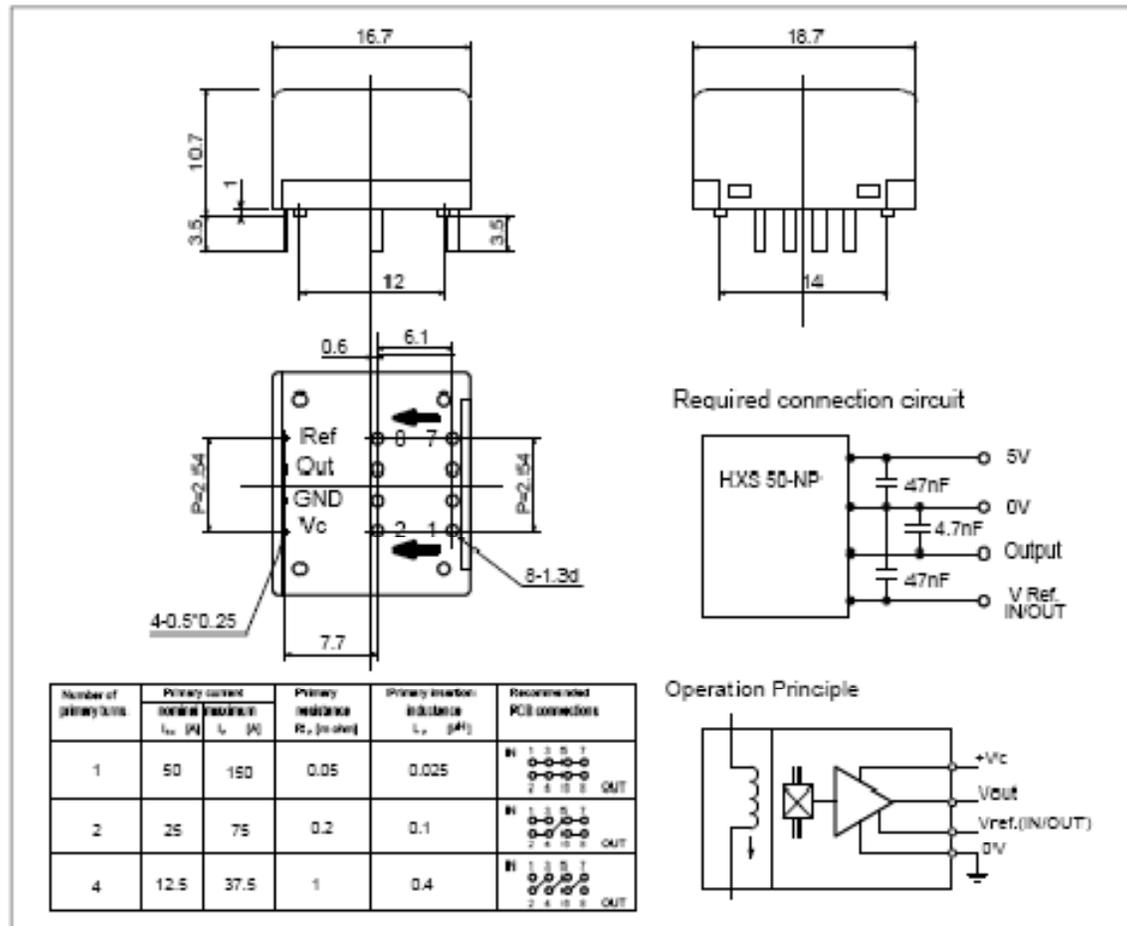
Applications

- AC variable speed drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application Domain

- Industrial

Dimensions HXS 50-NP (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary jumper 8 pins $\varnothing 1.3$ mm
Recommended PCB hole $\varnothing 1.5$ mm
- Fastening & connection of secondary 4 pins 0.5×0.25
Recommended PCB hole $\varnothing 0.7$ mm

Remarks

- V_{OUT} is positive when I_p flows from terminals 1, 3, 5, 7 (IN) to terminals 2, 4, 6, 8 (OUT).
- Temperature of the primary conductors should not exceed 100°C.

Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the following manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply). Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

This transducer is a built-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.

A protective housing or additional shield could be used.

Main supply must be able to be disconnected.