

Instituto Tecnológico de Costa Rica

Escuela de Ingeniería en Electrónica



Diseño prototipo de controlador inversor de potencia polifásico y cargador de baterías para vehículos eléctricos e híbridos tipo serie (Primera parte)

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

Carlos Antonio Desanti Gatgens

Juan Williams Gonzalo Sánchez

Cartago, 9 Junio del 2006

**INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

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

Firma


Ing. Sergio Morales Hernández


Profesor lector

Firma


Ing. Carlos Badilla Corrales

Profesor lector

Firma


Ing. Juan Carlos Jiménez Robles

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

ITCR Cartago, 2 de Junio del 2006

Declaración de Autenticidad

Declaro que el presente Informe ha sido realizado por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema, así como la información que haya suministrado la empresa/institución para la que se realizará el proyecto, y aplicando e introduciendo conocimientos propios.

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

En consecuencia, asumo la responsabilidad por el contenido de este informe.

Cartago, 9 Junio del 2006



Carlos Antonio Desanti Gatgens
Cédula: 6-291-667

Declaración de Autenticidad

Declaro que el presente informe ha sido realizado por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema, así como la información que haya suministrado la empresa/institución para la que se realizará el proyecto, y aplicando e introduciendo conocimientos propios.

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

En consecuencia, asumo la responsabilidad por el contenido de este informe.

Cartago, 9 Junio del 2006



Juan W. Gonzalo Sánchez
Cédula: 4-168-389

Resumen

El Departamento de Transporte Eléctrico de la Compañía Nacional de Fuerza y Luz (CNFL) se ha dado a la tarea de promover una serie de programas, debido a su preocupación por el desarrollo sostenible y la protección ambiental. Uno de ellos es la utilización de vehículos eléctricos, que importó desde 1998, con diferentes fabricantes, entre: automóviles, bicicleta y motocicletas, como un plan piloto para familiarizar a la población y empresarios de la utilización de dicha tecnología en la vida diaria, con palpables conveniencias ambientales y económicas.

Debido a que dicha tecnología fue fabricada en otro país y por consiguiente para muy diferentes condiciones geográficas, se convirtió en un problema al no tener el efecto deseado en cuestión de autonomía para vehículos eléctricos convencionales debido a la cantidad de zonas elevadas de nuestro territorio, y en especial de tipo económico, debido a los costos de reparación-mantenimiento de los sistemas de control (controladores), ya que, rápidamente se convirtieron en obsoletos en el mercado, sin la posibilidad de la adquisición del diseño esquemático del mismo para su fabricación local.

La importancia de la solución radica, como un factor estratégico para parte del desarrollo del país, ya que en Costa Rica se produce y distribuye energía eléctrica; punto clave como para no continuar incentivando este plan por causa de dicho problema, además de las pérdidas económicas si la experiencia se deja de lado.

Por tanto se llegó a la necesidad de incursionar en el diseño de una propia tecnología de controladores de bajo costo y mantenimiento, basados en la experiencia en dichos vehículos, y en la posible evolución a los de tecnología híbrida, la mejor en autonomía y economía existente en este tipo.

Se planea, para este proyecto dividirlo en dos etapas. En la primera etapa y principal a resolver en este informe, el diseño prototipo básico electrónico de bajo costo de un vehículo eléctrico de carrocería previamente adquirida, el cual comprende el diseño de controlador inversor polifásico para la locomoción, freno regenerativo, cargador de baterías de conexión con la red eléctrica doméstica, además de previstas para un sistema auxiliar de generación que convierta el vehículo en uno híbrido serie y que se podrá implementar en una segunda etapa diferente a la solución de éste proyecto.

Palabras claves: Vehículos Eléctricos; Fabricantes; Desarrollo Sostenible; Autonomía; Controladores; Inversor Polifásico; Mantenimiento; Bajo Costo; Freno Regenerativo; Tecnología Híbrida.

Abstract

The Department of Electric Transport of the Compañía Nacional de Fuerza y Luz (CNFL) has been given to the task of promoting a series of programs, due to their concern for the sustainable development and the environmental protection. One of them is the use of electric vehicles that it cared from 1998, with different makers, among: automobiles, bicycle and motorcycles, as a plan pilot to familiarize to the population and managers of the use of this technology in the daily life, with palpable environmental and economic conveniences.

Because this technology was manufactured in another country and consequently for very different geographical conditions, he/she became a problem when not having the effect wanted in question of autonomy for conventional electric vehicles due to the quantity of high areas of our territory, and especially of economic type, due to the costs of repair-maintenance of the control systems (controllers), since, quickly they became in obsolete the market, without the possibility of the acquisition of the schematic design of the same one for its local production.

The importance of the solution resides, as a strategic factor for part of the development of the country, since in Costa Rica he/she takes place and it distributes electric power; key point as for not continuing incentivating this plan by reason of this problem, besides the lost ones economic if the experience is left aside.

Therefore you arrived to the necessity of intruding in the design of an own technology of controllers of low cost and maintenance, based on the experience in this vehicles, and in the possible evolution to those of hybrid technology, the best in autonomy and existent economy in this type.

The project was divided in two stages. In the first stage and main to solve in this report, the design electronic basic prototype of low cost of an electric vehicle of previously acquired chassis, which understands controller's Multi Phases investor design for the locomotion, regenerative control, loader of connection batteries with the net electric maidservant, besides having foreseen for an auxiliary system of generation that transforms the vehicle into one hybrid series and that one will be able to implement in a second stage different to the solution of this project.

Keywords: Electric vehicles; Makers; Develop Sustainable; Autonomy; Controllers; Multi Phases Investor; Maintenance; Under Cost; Regenerative Brake; Hybrid Technology.

Dedicatoria

por Carlos Antonio Desanti Gatgens

*A mi madre y padre, **Sonia Gatgens y Guillermo Desanti** por su apoyo incondicional para que pudiese realizar con éxito mi carrera, la cual con alegría les dedico, que sin contratiempos a mi persona y en condiciones que considero jamás uno pudiese haberse imaginado de la vida, **Gracias**, ello también es fruto de sus esfuerzos.*

A mis hermanos, Guillermo y en especial a Henry los últimos años, por ser mi sustento durante la época de mis estudios.

Dedicatoria

por Juan W. Gonzalo Sánchez

Este Proyecto de Graduación se lo dedico principalmente a mi madre, Teresita Sánchez Salas, la cual siempre procuró enseñarme a hacer lo correcto y trató de darme un buen ejemplo en todo lo que hacía. Aunque ya no se encuentra entre nosotros, estoy seguro que se encontraría orgullosa de ver lo que he logrado como persona y como profesional y que ella, aún con su último respirar, procuró apoyarme en todo momento y de todas las formas posibles.

También quiero dedicar este trabajo a todos los seres queridos que siempre me han apoyado, agradeciéndoles además, por todos los medios que me han facilitado a lo largo de mi carrera de ingeniería y en mi vida como individuo. Estas personas quisiera nombrarlas para que en este documento quede evidenciado lo especiales que son:

A Juan W. Gonzalo Torres mi padre, que no tengo palabras para agradecer la ayuda recibida, en todos los sentidos; a marcado su vida de sacrificios para entregarnos a sus hijos una educación y con su ejemplo, enseñarnos a ser personas de provecho a la sociedad. A mi esposa Diana Marcela Jiménez, por su paciencia en todos los años de noviazgo y por ser mi inspiración. A mis amigos de siempre Erick, Diego y Manrique, nunca me dejaron solo. A mis familiares y parientes: Teresita, Patricia, mis hermanas de sangre y de estudio. A mi hermano Donnie, siempre alegre. A mis suegros: Doña Ana y Don Carlos que nunca me dejaron solo y me trataron como a otro hijo. A mis cuñados y a sus parejas. A mis compañeros de estudio que me ayudaron en momentos buenos y malos: Carlos Abarca, Emilio Calderón, Felipe Blanco, Jorge Chavaría, Aldo Diener, Christian Beatriz, José M. Arauz y otros tantos. Y también, de último pero no menos importante: a mi compañero Carlos A. Desanti que me permitió trabajar con él en este proyecto y poder desarrollar juntos un sueño.

Agradecimientos

Damos agradecimientos al Instituto Tecnológico de Costa Rica por servir de casa para nuestra educación superior.

Agradecemos a los siguientes profesores de la Escuela de Ingeniería Electrónica del I.T.C.R.: al Ing. Juan Carlos Jiménez, al Ing. Carlos Badilla y al Ing. Sergio Morales, miembros del tribunal evaluador.

Les damos las gracias al Compañía Nacional de Fuerza y Luz por permitirnos realizar nuestro proyecto de graduación en sus instalaciones y con su patrocinio.

Agradecemos también al personal del Departamento de Transporte Eléctrico de la C.N.F.L., al Ing. Erick Bogantes Cabezas, a los técnicos eléctricos Iván Montes y Pedro Soto, a la administradora Yolanda Conejo y a la secretaria Marlene.

ÍNDICE GENERAL

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	15
1.1 Problema existente e importancia de su solución	15
1.2 Solución seleccionada	17
1.2.1 Sistema Controlador polifásico inversor.....	20
1.2.2 Regulador cargador automático por red eléctrica doméstica.....	25
1.2.3 Software de controlador polifásico inversor, cargador de baterías y PC	27
CAPÍTULO 2: META Y OBJETIVOS	30
2.1 Meta.....	30
2.2 Objetivo general	30
2.3 Objetivos específicos	30
2.3.1 Objetivos de hardware.....	30
2.3.2 Objetivos de software	31
2.3.3 Objetivos de documentación	32
2.3.4 Objetivos de implementación	32
CAPÍTULO 3: MARCO TEÓRICO	33
3.1 Descripción del sistema a mejorar.....	33
3.2 Antecedentes Bibliográficos.....	35
3.3 Descripción de los principales principios físicos y/o electrónicos relacionados con la solución del problema.....	37
3.3.1 Control de Voltaje del Estator.....	37
3.3.2 Control por Frecuencia	39
3.3.3 Control de Voltaje y Frecuencia	42
3.3.4 Motores de imán permanente.....	43
3.3.5 Control de lazo cerrado de motores síncronos	44
3.3.6 Inversores trifásicos.....	45
3.3.7 Reguladores En Modo de Conmutación	53
3.3.8 Sensado de alta tensión y alta corriente	58
3.3.9 Características de baterías plomo-ácido SLA	61
CAPÍTULO 4: PROCEDIMIENTO METODOLÓGICO.....	63
4.1 Reconocimiento y definición del problema	63
4.2 Obtención y análisis de información	63
4.3 Evaluación de las alternativas y síntesis de una solución.....	64
4.4 Implementación de la solución.....	64
4.5 Reevaluación y rediseño.....	68

CAPITULO 5 DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA SOLUCIÓN.....	69
5.1 Análisis de soluciones y selección final.....	69
5.2 Descripción del hardware.....	71
5.3 Descripción del software.....	96
5.3.1 Software para el sistema controlador polifásico inversor.....	96
5.3.2 Software para el sistema cargador automático de batería.....	102
5.3.3 Software para la computadora personal (PC).....	107
CAPITULO 6 ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	109
6.1 Resultados de simulación.....	109
6.2 Resultados experimentales de hardware.....	113
6.3 Resultados experimentales de Software.....	126
6.4 Análisis de resultados.....	133
CAPITULO 7 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	146
7.1 Conclusiones.....	146
7.2 Recomendaciones.....	148
BIBLIOGRAFÍA.....	149
APÉNDICES.....	152
Apéndice A.1 Glosario, abreviaturas y simbología.....	152
Apéndice A.2 Cálculo matemático de diseño.....	155
Apéndice A.3 Formas de onda y pulsos en reversa.....	156
Apéndice A.4 Circuitos de simulación.....	158
Apéndice A.5 Lista de materiales cotizados a utilizar en el proyecto.....	161
Apéndice A.6 Cronograma de actividades.....	164
Apéndice A.7 Códigos fuentes de los programas de microcontroladores PIC1 y PIC2.....	167
Programa controlador inversor.....	167
Programa cargador de baterías.....	174
Apéndice A.8 Valores posibles de las variables sensadas en proceso.....	178
ANEXOS.....	179

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1	Caja del sistema controlador de velocidad existente UMOC440T	15
Figura 1.2	Forma de conexión de dos motores.....	16
Figura 1.3	Cargador de baterías Solectria BC3KW.	16
Figura 1.4	Diagrama de bloques del sistema para vehículo eléctrico rediseñado.....	19
Figura 1.5	Diagrama de bloque de circuito de potencia polifásico PWM.....	20
Figura 1.6	Diagrama de bloques de sistema de control digital	22
Figura 1.7	Diagrama de bloques en detalle del sistema de control	24
Figura 1.8	Diagrama de bloques del regulador cargador de baterías	25
Figura 1.9	Diagrama de bloques del sistema de control cargador de baterías	26
Figura 1.10	Diagrama general de flujo del controlador polifásico inversor	27
Figura 1.11	Diagrama general de flujo del cargador de baterías.....	28
Figura 1.12	Diagrama general de flujo de la PC	29
Figura 3.1	Diagrama de bloques del sistema controlador para VE utilizado.	33
Figura 3.2	Circuito equivalente aproximado por fase.....	37
Figura 3.3	Características par motor – velocidad para un voltaje variable es el estator	38
Figura 3.4	Características par motor por control de frecuencia.....	40
Figura 3.5	Circuito inversor trifásico.....	40
Figura 3.6	Características par motor – velocidad con control <i>volts/hertz</i>	42
Figura 3.7	Características par motor – velocidad de los motores síncronos	44
Figura 3.8	Control <i>volts/hertz</i> para motores síncronos	44
Figura 3.9	Disparos por transistor, voltajes de línea y de fase respectivamente para	46
Figura 3.10	Circuitos equivalentes trifásico en estrella, durante cada semiciclo a 180°	47
Figura 3.11	Inversor trifásico con carga RL	49
Figura 3.13	Circuitos equivalentes trifásico en estrella, durante cada semiciclo a 120°	52
Figura 3.14	Elementos de los reguladores en modo conmutación	53
Figura 3.15	Regulador Reductor con i_L continua	55
Figura 3.16	Esquema de sensado de voltaje y corriente de carga.....	58
Figura 3.17	Curva característica de carga de baterías de plomo	61
Figura 5.1	Distribución de pines de los microcontroladores del sistema inversor y cargador.	70
Figura 5.16	Diagrama de flujo del control de velocidad a par constante.	96
Figura 5.17	Diagrama de flujo de programa principal para la reversa y avance del motor	97
Figura 5.18	Diagrama de estados principal para la reversa y avance del motor.....	98
Figura 5.19	Diagrama de flujo del sub-programa de avance del motor	99
Figura 5.20	Diagrama de ciclos de conducción en avance del motor	101
Figura 5.21	Diagrama de ciclo completo de recarga de baterías plomo ácido.....	102

Figura 5.22	Diagrama de flujo de recarga de baterías plomo ácido	103
Figura 5.23	Esquema de control para las etapas del cargador de baterías	104
Figura 5.24	Esquema de porcentaje de recarga del banco de baterías en el tiempo	105
Figura 5.25	Diagrama de flujo de comunicación de sistema controlador	106
Figura 5.26	Diagrama de flujo de programación de la PC	107
Figura 6.1	Simulación de tensiones de fase del circuito inversor con carga R.....	109
Figura 6.2	Simulación de corriente de fase B del circuito inversor con carga RL.....	110
Figura 6.3	Simulación de detector de contactos del llavín.....	110
Figura 6.4	Simulación de fuentes de driver para la polarización de IGBT's	111
Figura 6.5	Simulación de sensor de palanca de cambios a) Sin filtro b) Con filtro.....	112
Figura 6.6	Señal de activación de compuerta IGBT (1) y PWM (2) regulador de voltaje	113
Figura 6.7	Señal de activación de compuerta g1 (1) y g4 (2) con PWM	114
Figura 6.8	Forma de onda de voltaje de línea del Inversor Trifásico a 60V	114
Figura 6.9	Voltaje de fase 1 y fase 2 del inversor trifásico carga resistiva sin PWM.....	115
Figura 6.10	Voltaje de fase 1 y fase2 del inversor trifásico carga resistiva con PWM.....	115
Figura 6.11	Voltaje y corriente de fase en fase del inversor trifásico carga Inductiva (Motor)	116
Figura 6.12	Componentes armónicos de voltaje de fase producido por el inversor y motor.....	116
Figura 6.13	Componentes armónicos de Corriente de fase producido por el inversor y motor	117
Figura 6.14	Comparación, Entrada (1) y Salida (2) del Max233 en la transmisión serie	117
Figura 6.15	Ráfaga de datos de la comunicación serie, transmisión del microcontrolador PIC2..	118
Figura 6.16	Señales de control A(canal 1) y B(canal 2) del inversor monofásico	118
Figura 6.18	a) Señal de control monofásica, b) Señal de potencia monofásico, para las fuentes.	119
Figura 6.18	Circuito convertidor CD-CD implementado del proyecto	119
Figura 6.19	Conector utilizado en distribución de señales del convertidor CD-CD	120
Figura 6.20	Circuito de potencia de cargador de baterías	120
Figura 6.21	Circuito de potencia de inversor trifásico reutilizado.....	121
Figura 6.22	Diferentes circuitos implementados y utilizados para la realización del proyecto	121
Figura 6.23	Circuito de control del inversor, cargador de baterías y reprogramación	122
Figura 6.24	Circuito impreso PCB del inversor, cargador de baterías y reprogramación.....	122
Figura 6.25	Circuito de fuente "Driver" del cargador de baterías.....	123
Figura 6.26	Circuito inversor monofásico utilizado en los "driver" del inversor trifásico.	123
Figura 6.27	Vista inferior PCB del inversor monofásico utilizado en los "driver".	124
Figura 6.28	Realizadores del proyecto (extremos) y técnicos colaboradores (centro).....	124
Figura 6.29	Oficinas y "laboratorio" donde se implementó el proyecto.....	125
Figura 6.30	Instrumento de medición osciloscopio digital FLUKE 43B	125
Figura 6.31	Ventana de programa principal y menú de recolección de datos de la PC	126
Figura 6.32	Ventana para la apertura de un documento	127
Figura 6.33	Ventana para la adquisición de datos del sistema.....	128

Figura 6.34	Ventana de graficación de los datos adquiridos del sistema.....	129
Figura 6.35	Ventana para guardar de los datos adquiridos en documentos	130
Figura 6.36	Ventana mostradora y búsqueda de páginas Web.....	131
Figura 6.37	Ejemplo de página Web como documentación del proyecto	132
Figura A.2.1	Diagrama de ciclos de conducción en reversa.....	156
Figura A.2.2	Diagrama de ciclos de conducción de fase en reversa.....	157
Figura A.3.1	Circuito de simulación para el circuito inversor con carga R	158
Figura A.3.2	Circuito de simulación para el circuito inversor con carga RL	158
Figura A.3.3	Circuito de simulación para el detector de contactos del llavín	159
Figura A.3.4	Circuito de simulación para fuentes de alimentación	159
Figura A.3.5	Circuito de simulación para el detector de posiciones de la palanca de cambios	160
Figura A.3.6	Circuito de simulación para el detector de posiciones de la palanca de cambios	160
Figura A 5.1	Cronograma de actividades de Gantt a) primera parte.....	165
Figura A 5.2	Cronograma de actividades de Gantt b) continuación primera parte.....	166

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 5.1	Comparación de métodos de control de circuitería de potencia.....	69
Tabla 5.2	Secuencia de control para el inversor monofásico.....	83
Tabla 5.3	Resumen de los contactos y sensor para las posiciones de la palanca de cambios.....	95
Tabla A.4.1	Materiales necesarios para el proyecto (baja potencia)	161
Tabla A.4.2	Materiales necesarios para el proyecto (Alta potencia).....	163
Tabla A.5.1	Tabla de tareas metodológicas	164

Capítulo 1: Introducción

A continuación se expondrá la problemática existente en la compañía Nacional de Fuerza y Luz (CNFL) sobre los controladores existentes, de cómo el alto costo de los controladores y cargadores de baterías para vehículos eléctricos y la poca o ninguna información técnica suministrada por los fabricantes, dan la imposibilidad de realizar un adecuado mantenimiento, que conlleva al poco interés en la adquisición de dicha tecnología en gran escala. Además el lector podrá encontrar la solución establecida, la cual comprende el diseño completo, local, nunca antes establecido por la CNFL y que contribuirá a avances posteriores.

1.1 Problema existente e importancia de su solución

Los sistemas electrónicos de control o controladores para vehículos eléctricos que se utilizan actualmente en la empresa, están hechos de forma compacta y cumplen adecuadamente las funciones para que un vehículo pueda funcionar. Dicho sistema utilizado de la marca Solectria UMOC440T (ver Anexo B.1) se observa en la figura 1.1.



Figura 1.1 Caja del sistema controlador de velocidad existente UMOC440T

Este controlador posee su circuitería de control y potencia en una misma unidad que se considera puede ahorrar mucho espacio, versatilidad debido a su modularidad, pero que al mismo tiempo se necesita un alto grado de complejidad de

control digital, aislamientos, disipación de calor, que eleva los costos de fabricación y por consiguiente el mantenimiento. Por otra parte, las condiciones de empleo de este sistema no son las mismas geográficamente, a tal punto que la vida útil del sistema sea menor en un país tropical como Costa Rica que en los Estados Unidos, y se deban reemplazar en ocasiones en su totalidad, con un costo aproximado de hasta \$5 000 por unidad, sin incluir, los inconvenientes por derechos de patente, trámites de garantías de reparación, que se deben efectuar ya que la tecnología solo existe en el extranjero.



Figura 1.2 Forma de conexión de dos motores.

Otro problema como se puede observar en la figura 1.2 cuando un vehículo debe utilizar dos motores (ver Anexo B.3), el costo por reparación y mantenimiento aumenta el doble ya que se debe utilizar dos controladores sincronizados.

Por otra parte el sistema cargador de baterías (ver Anexo B.2), posee similares inconvenientes, debido a que se trata del mismo fabricante (Solectria), como lo es por derechos de patente, tramites de garantías, deterioro por condiciones geográficas y elevado costo. Dicho cargador se puede observar en la figura 1.3.

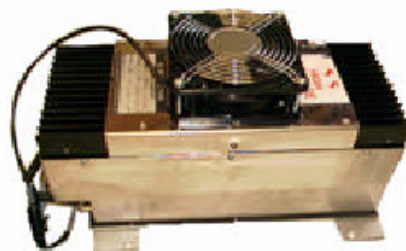


Figura 1.3 Cargador de baterías Solectria BC3KW.

Por tales motivos se intenta como **primera etapa**, mejorar el diseño en su mayoría en el sentido económico, tanto por el aumento de duración de la vida útil, y simplificación del sistema controlador, como de recarga de baterías por medio de red eléctrica doméstica y regenerativo, dando la posibilidad de previstas para una posterior expansión a híbrido serie, y como **segunda etapa**, la adición de un sistema auxiliar por medio de aire líquido, que resulte así de bajo costo de fabricación como de mantenimiento, reparación y autonomía.

La importancia de solucionar este problema técnico y económico de los controladores existentes, radica en que la empresa puede lograr incentivar mejor la utilización de la tecnología de vehículos eléctricos, la cual es estratégica para parte del desarrollo del país, sin los inconvenientes, la desmotivación y desinterés debido a los costos de reparación y mantenimiento.

Si la solución propuesta en este documento llega a alcanzarse, se obtendrían los siguientes beneficios:

- Bajo costo de fabricación y mantenimiento, al implementar una tecnología más autóctona y sencilla.
- Un esquema electrónico que simplifique y ayude en la detección rápida de problemas, fallas o calibración.
- La disminución de la dependencia de organismos o empresas extranjeras que fabrican controladores de vehículos eléctricos.
- La utilización de mano de obra costarricense.

1.2 Solución seleccionada

Los requerimientos de la primera etapa para este proyecto, se basan en mejorar dos de los principales bloques del sistema de vehículos eléctricos, que son: el controlador universal, y cargador de baterías.

Para el sistema controlador inversor polifásico se requiere:

- Potencia nominal 38 Kw.
- Corriente nominal $250A_{rms}$
- Voltaje nominal $110V_{rms}$.
- Voltaje de baterías $156 V_{CD}$.
- Control de 3 fases.
- Circuitos de control separados de los circuitos de potencia.
- Fuente de alimentación independiente del convertidor CD – CD ya existente.
- Conexión con computadora personal (PC).

Para el cargador de baterías se requiere:

- Conexión a red eléctrica doméstica monofásico $220V_{rms}$.
- Prevista de conexión de sistema auxiliar de energía.
- Control de técnica regenerativa.
- Control de múltiples etapas de recarga.
- Fuente de alimentación independiente del convertidor CD – CD ya existente.

Para estos requerimientos se necesita procurar la elaboración de un diseño de bajo costo de mantenimiento y fabricación que compita con lo establecido en el mercado.

Se tienen como único antecedente, a la intención por esquematizar la circuitería interna de los controladores existentes, para facilidad de mantenimiento local, que debido a factores causados por las garantías, derechos de patente y a la complejidad de los mismos, se obtuvo como resultado el planteamiento por primera ocasión en la empresa de un nuevo diseño de bajo costo en sustitución completa del existente.

Aunque dicho antecedente no se considera práctico en diseño, si se obtuvieron las pautas a la necesidad de rediseñar el sistema, para la solución del problema de costo económico de fabricación y mantenimiento existente.

Como se observa en la figura 1.4, se efectuará la solución en dos bloques. El sistema controlador polifásico inversor, además, de parte del sistema de recarga, en específico, el regulador cargador de baterías por medio de la red eléctrica doméstica.

La implementación de estos dos sistemas son los componentes básicos que poseen los vehículos eléctricos puros y que forman parte de un proyecto total para un vehículo híbrido eléctrico con fuente de energía de aire líquido.

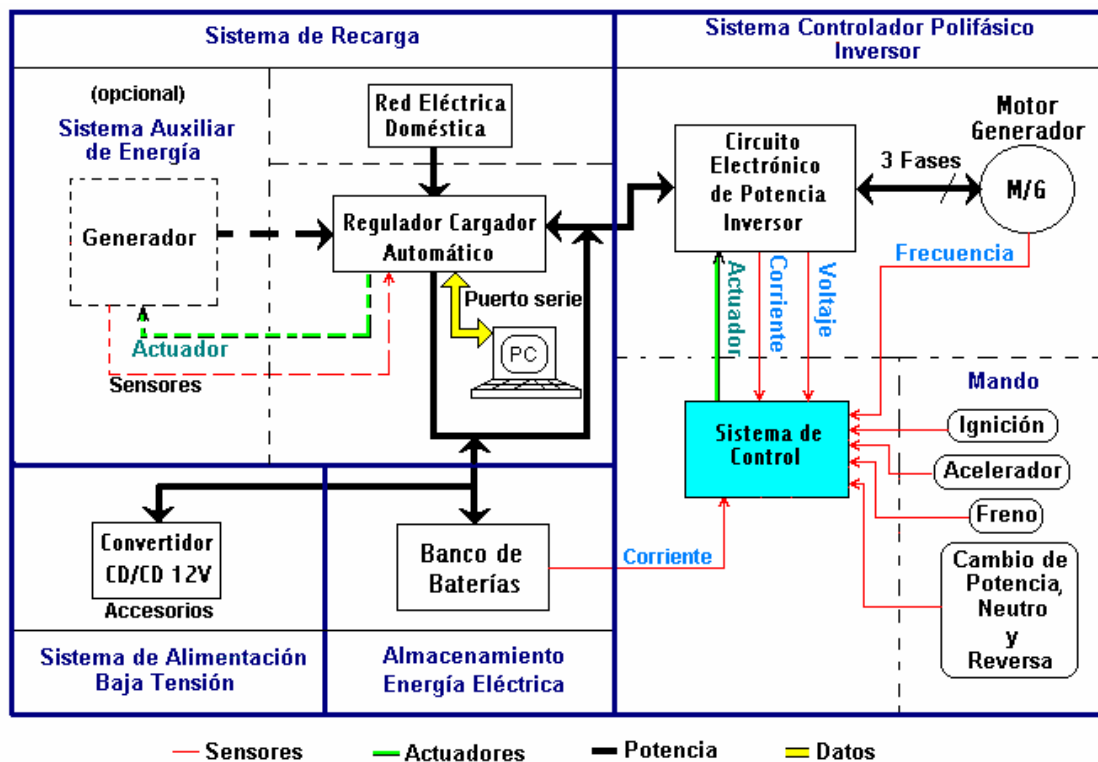


Figura 1.4 Diagrama de bloques del sistema para vehículo eléctrico rediseñado.

Como se trata de la primera ocasión que se plantea el rediseño del sistema de control para vehículos eléctricos, se tienen como posible solución, basados en la figura 2.1 y para el sistema controlador polifásico inversor los siguientes métodos de control:

Como salidas del circuito se tienen:

- Señal de corriente de carga: encargada de monitorizar la corriente de carga necesitada por el motor.
- Tres señales de voltaje promedio: encargados de monitorizar los voltajes de las fases del motor deben ser de los tres debido a que no es posible obtenerlo de un solo punto.
- Señal de frecuencia o velocidad: encargada de monitorizar las revoluciones del motor.
- Salida de potencia para el cargador: encargada de suministrar energía al cargador de baterías, cuando el motor se convierte en generador en un frenado regenerativo.

1.2.1.2 Sistema de control digital

En lo que respecta a las técnica mencionadas, el circuito de control digital permanece inalterado solo cambia su programación y la cantidad de señales de voltaje que se sensan.

En la figura 1.6 se observa el circuito electrónico de control digital que se encargará de controlar la velocidad a par constante dependiendo de las órdenes de mando, frecuencia del motor, voltaje y corriente del circuito de potencia.

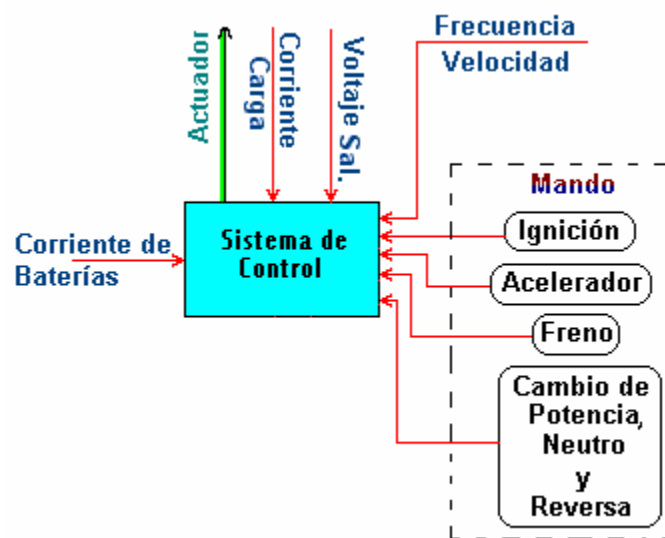


Figura 1.6 Diagrama de bloques de sistema de control digital

Como entradas del sistema de control digital (sensado), se tienen de dos tipos. De control, que son las que intervienen en la mantención del par constante. De mando, que son proporcionadas por las decisiones del usuario:

Señales de control

- Señal de voltaje de salida: es el voltaje que se sensa a la salida del regulador de voltaje del circuito de potencia.
- Señal de corriente de carga: es la corriente directa consumida por la carga (Motor Eléctrico).

- Señal de frecuencia o velocidad: es la que mide las revoluciones que tiene el motor en su marca.
- Señal de corriente de baterías: es la proveniente del banco de baterías.

Señales de Mando (ver Anexo B.4).

- Señal de Ignición: enciende o apaga todos los sistemas de vehículo eléctrico.
- Señal de aceleración: es la que el usuario varía para cambiar la velocidad o avance del vehículo eléctrico.
- Señal de freno: indicativo de la aplicación del freno por parte del usuario.
- Señal de cambio de potencia, neutro y reversa: esta señal de mando posee la selección de máxima autonomía a baja potencia y de máxima potencia a baja autonomía, además de condición neutral y indicación de reversa.

Como salidas del sistema de control digital se tienen:

- Las señales de control o actuadoras: estas son las señales que actúan en el sistema de potencia, y son las que proporcionan las señales de disparo tanto del regulador de voltaje como del puente inversor, además de las necesarias para las válvulas y bombas del sistema auxiliar neumático, a implementar en una segunda etapa.
- Señal de datos a PC (Puerto): esta son señales digitales que tienen comunicación con una computadora personal (PC) portátil, para la recolección de datos de prueba, como: velocidad, potencia instantánea, voltaje, corriente de carga, etc. Este puerto, además, será bidireccional, para obtener la posibilidad de cambio de algunos parámetros.

Se puede observar la figura 1.7, en detalle, que muestra los diferentes bloques que componen el sistema de control digital.

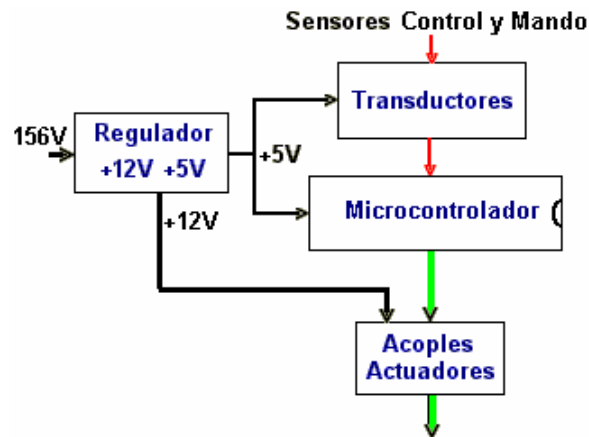


Figura 1.7 Diagrama de bloques en detalle del sistema de control

Dichos bloques más importantes son:

- Microcontrolador: dispositivo programable que contiene la lógica de control (ver Anexo B.10)
- Regulador: regulador comercial o diseñado que toma el voltaje de las baterías principales 156V reducida a 24v, independiente del sistema de alimentación de baja potencia “convertidor CD-CD” (ver figura 2.6) y la convierte en voltaje +12v para los circuitos analógicos de acople y transducción y +5V para el circuito digital o microcontrolador utilizado.
- Transductores: son los circuitos que transforman las señales de entrada de mando y de control (ver figura 2.6) en señales de voltaje fácilmente interpretables para el microcontrolador.
- Acoples Actuadores: son los circuitos que adecuan las señales de salida, para el correcto disparo de los componentes electrónicos de potencia, y que son denominados “Drivers” (ver Anexo B.7)

1.2.2 Regulador cargador automático por red eléctrica doméstica

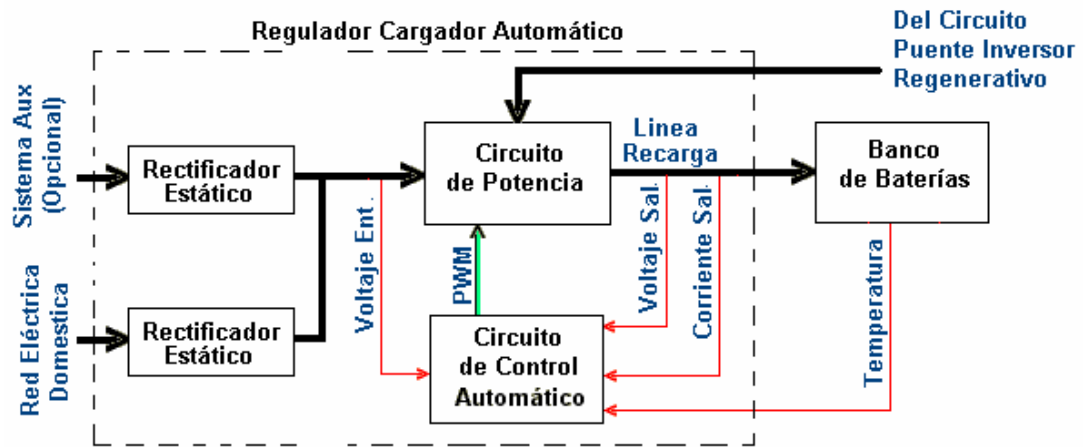


Figura 1.8 Diagrama de bloques del regulador cargador de baterías

En la figura 1.8 se observa el regulador cargador en detalle conectado al banco de baterías, este sistema se encarga de recargar (red doméstica) y/o mantener (sistema auxiliar aire líquido, "opcional") la energía en el banco de baterías, además de la técnica regenerativa.

Como entradas del sistema regulador cargador se tienen:

- Entrada red eléctrica doméstica: entrada de energía principal (220V) para la recarga de baterías.
- Entrada de energía auxiliar (opcional): proveniente de un sistema generador de energía (220V)
- Entrada de energía regenerativa: proveniente del sistema controlador circuito puente inversor, en el momento que el motor se comporta como generador en el frenado del vehículo (156V).
- Señal de sensado de temperatura de la batería: señal de protección para evitar la fatiga del banco de baterías.

Como salida se tiene

- Salida de línea de recarga energía: voltaje y corriente regulada para la recarga adecuada del banco de batería.

El sistema regulador cargador está compuesto por los siguientes sistemas:

- Circuitos rectificadores estáticos con diodos: se encargan de rectificar la corriente alterna proveniente tanto de la red doméstica como del sistema auxiliar de energía, para entregar una corriente continua al circuito de potencia (ver Anexo B.9).
- Circuito de potencia: se encarga de regular en alta potencia la energía proveniente de los rectificadores estáticos y de freno regenerativo para la recarga de baterías según el mando proveniente del circuito de control PWM (ver Anexo B.8).
- Circuito de control automático: se encarga de variar las características del circuito de potencia por medio de PWM, dependiendo de los sensores de control y temperatura de las baterías,
- Interfase puerto serie y PC (figura 1.9): se encarga de la transmisión recolección de datos para el diagnóstico, además del cambio de parámetros.

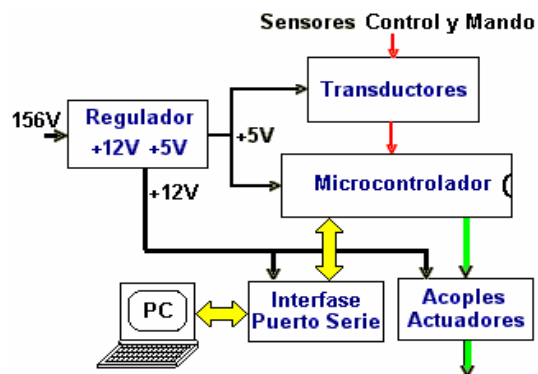


Figura 1.9 Diagrama de bloques del sistema de control cargador de baterías

1.2.3 Software de controlador polifásico inversor, cargador de baterías y PC

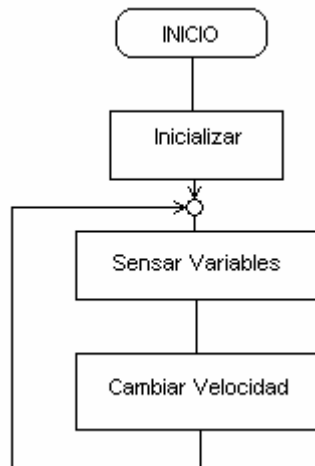


Figura 1.10 Diagrama general de flujo del controlador polifásico inversor

En la figura 1.10 se muestra el diagrama de flujo general del controlador polifásico inversor, el cual se encarga de controlar la velocidad y la dirección del vehículo. Este consta de 3 bloques principales que son la inicialización de variables o parámetros, el sensado de variables de control y la actuación de señales para el cambio de velocidad.

En primera instancia el programa realiza una inicialización que verifica las señales a sensar, establece la configuración de puestos como entradas y salidas, además de una verificación por control cruzado que protege contra programaciones incorrectas. Después de la inicialización, el programa entra en un ciclo de control que sensa las variables necesarias que permiten actuar a los componentes de potencia, para que se haga lo especificado por el usuario de la forma correcta, en cuyo caso es la dirección y velocidad del vehículo.

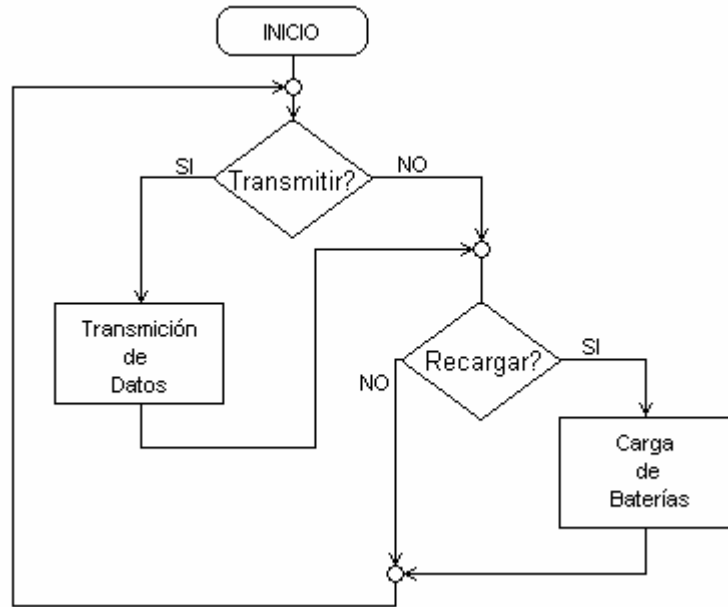


Figura 1.11 Diagrama general de flujo del cargador de baterías

Para la programación del cargador de baterías (ver figura 1.11) se divide en dos rutinas principales las cuales son la transmisión de datos de las principales variables tanto del control del inversor como de la recarga de las baterías hasta la computadora personal PC y la rutina de control de recarga de baterías, la cual dependerá del grado de carga que posea dicha batería.

En la transmisión de datos hasta la PC, el programa se encuentran preguntando si hay petición de datos por parte de la PC, si esto es verdadero realiza la conexión y la transmisión de datos y continua nuevamente con la recarga de la batería. Si la transmisión no se da este siempre permanecerá en la rutina de carga de baterías.

La recarga de baterías sólo se realizará si la medición de las variables del cargador son las adecuadas, como lo es la presencia de una tensión adecuada en la entrada del cargador y que además, la corriente de recarga sea superior al mínimo establecido por la recarga completa.

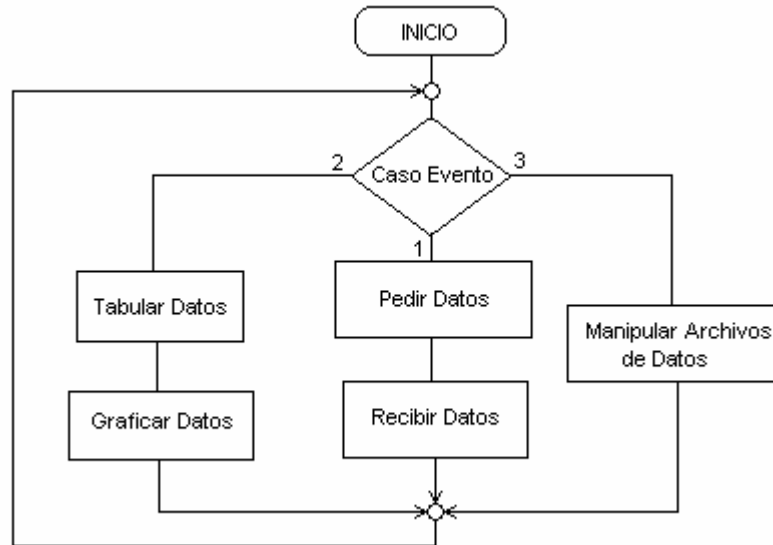


Figura 1.12 Diagrama general de flujo de la PC

En la figura 1.12 se puede observar el diagrama de flujo general del programa para la PC. Dicha programación se basa en orientación a objetos. Este consta de 3 rutinas independientes accedidas por eventos, que el usuario elige a su conveniencia.

El evento o caso 1 se invoca la rutina de petición de datos al sistema del vehículo, el cual por medio de un algoritmo sencillo de comunicación transmite y recibe los datos pedidos por el usuario en tiempo real.

En el evento 2 se invoca a una subrutina de tabulación y graficación de datos, los cuales pueden ser los provenientes inmediatamente del sistema del vehículo o almacenados con anterioridad.

Con el evento 3 se invoca la subrutina de manipulación de archivos, el cual se encarga de archivar, recuperar y editar los datos provenientes del sistema de control del vehículo.

Capítulo 2: Meta y Objetivos

2.1 Meta

El proyecto tiene como meta el diseño e implementación de un sistema de control para los vehículos eléctricos existentes en la empresa CNFL, que sea de bajo costo de mantenimiento y fabricación para contribuir así en el desarrollo presente y futuro del transporte en Costa Rica.

2.2 Objetivo general

Diseñar e implementar un controlador polifásico inversor de potencia para vehículos eléctricos con sistema de freno regenerativo, cargador de baterías por red eléctrica doméstica y prevista auxiliar.

2.3 Objetivos específicos

2.3.1 Objetivos de hardware

1. Diseñar los circuitos de potencia del puente inversor y cargador de baterías.
2. Diseñar los circuitos de control del puente inversor y cargador de baterías.
3. Implementar el diseño de circuito de potencia de puente inversor.
4. Implementar el diseño de circuito de control para el puente inversor.
5. Implementar el diseño del circuito de potencia para el cargador de baterías.
6. Implementar el diseño del circuito de control del cargador de baterías.
7. Construir caja de mando para el usuario.

8. Diseñar el sistema de seguridad por sobrecargas, aislamiento y disipación de calor para el circuito de potencia del puente inversor y cargador de baterías.
9. Evaluar el funcionamiento del circuito en una mesa de pruebas con un motor sin carga.

2.3.2 Objetivos de software

Sistema controlador polifásico

1. Programar un algoritmo de control de velocidad para motores trifásicos sincrónico.
2. Programar rutina de reversa y avance del vehículo eléctrico según petición del usuario.
3. Programar rutina de alta autonomía baja potencia y baja autonomía alta potencia.

Computadora.

1. Programar una rutina para la comunicación con el sistema de control del vehículo eléctrico
2. Desplegar los parámetros eléctricos y mecánicos obtenidos del vehículo eléctrico en forma de gráficos y tablas.
3. Programar una rutina para la reprogramación de parámetros de control.

Cargador de Batería.

1. Programar el algoritmo de control de las etapas de recarga para el cargador de baterías.
2. Programar la rutina de comunicación con la PC

2.3.3 Objetivos de documentación

1. Elaborar manual de usuario para el uso del mando de los sistemas y la correcta conexión de sus partes.
2. Elaborar un manual técnico y circuito esquemático detallado para el mantenimiento y reparación del sistema.
3. Hacer manual de usuario para el programa de comunicación, obtención y reprogramación de datos desde la PC con el sistema de control del vehículo eléctrico.

2.3.4 Objetivos de implementación

1. Separar físicamente los circuitos de control de los circuitos de potencia tanto de cargador de baterías como controlador de velocidad.
2. Colocar los circuitos de control en cajas de protección
3. Ubicar las cajas de protección con circuitería de control en la cabina del conductor.
4. Utilizar conexiones seguras y versátiles para interconectar los módulos.
5. Proteger la circuitería de potencia contra el agua y con disipadores de calor adecuados.

Capítulo 3: Marco teórico

3.1 Descripción del sistema a mejorar

En la figura 3.1 se puede observar el sistema existente para un vehículo eléctrico convencional utilizado en uno de los vehículos (Solectria Force Sedan) adquirido por la empresa.

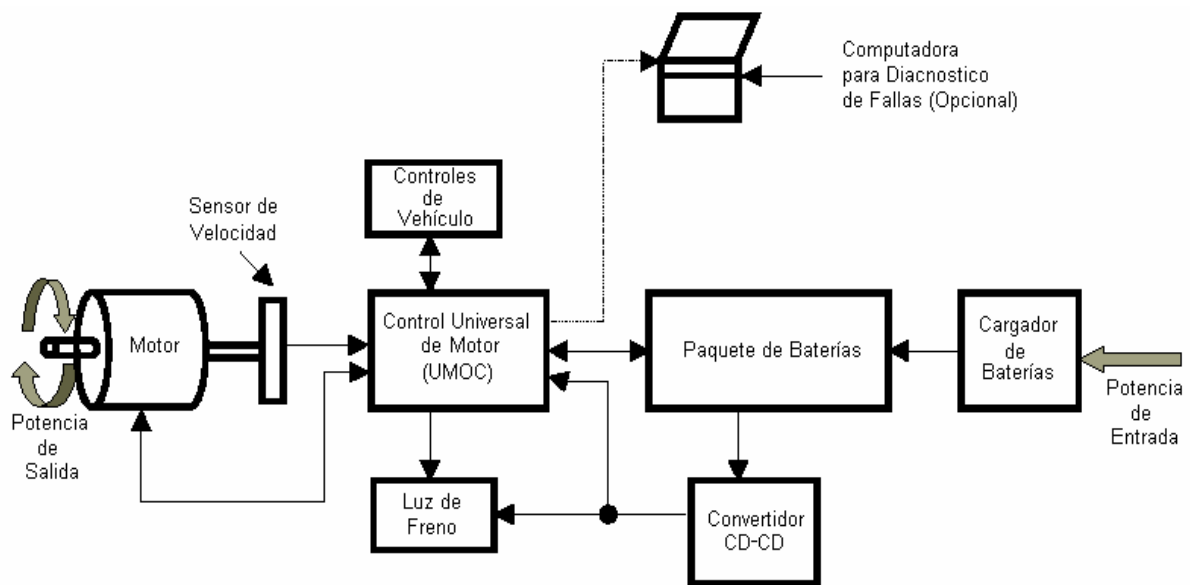


Figura 3.1 Diagrama de bloques del sistema controlador para VE utilizado.

El sistema a mejorar consta principalmente de un controlador Solectria Universal Motor Controller (UMOC425T), el cual es el que gobierna todo el funcionamiento de un auto eléctrico antes mencionado. Además, el cargador de baterías, el convertidor CD-CD, el paquete de baterías, señales de entrada y salida (controles, sensores e indicadores), conexión con computadores y, finalmente, pero no el menos importante, el motor eléctrico. Se puede observar en la figura 3.1, que la composición del sistema con las partes antes mencionadas.

- Controlador UMOC425T: “Caja Negra” diseñada especialmente para el gobierno de los dispositivos propios de este tipo de vehículos eléctricos. Se le llama “Caja Negra”, pues es un tipo de controlador que casi no posee datos de diseño del fabricante, ya que este último es muy celoso del diseño y fabricación del controlador, solamente se conocen sus características externas; que posee la capacidad de controlar el funcionamiento del motor eléctrico, cargador de baterías y el sincronizar el resto de partes en un solo sistema funcional. Posee comunicación externa con una computadora en un lenguaje no muy actual (ver Anexo B.1).
- Cargador de Baterías: Es de tipo comercial. Su función es simplemente tomar energía de una red eléctrica doméstica o comercial, rectificar y filtrar dicha energía, para recargar el paquete de baterías. Su función está gobernada por el Control Universal UMOC425T (ver Anexos B.1 y B.2).
- Paquete de Baterías: Consta alrededor de 26 baterías, dependiendo de las características del auto. Estas baterías son de tipo “selladas, plomo-ácido con electrolito de gel” de 12 Vcd cada una. Conectadas como un banco en serie para poder generar cerca de $26 \times 12 \text{ Vcd} = 312 \text{ Vcd}$.
- Convertidor CD-CD: Se encarga de suministrar energía a todo el sistema eléctrico de baja potencia: arranque, luces, sensores. Es de tipo comercial. Provee 12 Vcd.
- Controles de Vehículo: El auto posee varios controles: acelerador, freno, control de modo de freno regenerativo, selector de marcha, además de los otros controles típicos de un vehículo locomotor: luces, arranque, etc. Particularmente, el control de modo de freno regenerativo, se opera manualmente para que el mismo motor eléctrico regenere carga al banco de baterías mientras actúa como generador (auto en movimiento por inercia) aprovechando las características electromagnéticas de éste (Ver Anexo B.4).

Por otra parte, con el selector de marcha, se puede elegir avanzar hacia delante con la máxima potencia, la segunda opción es de modo ahorro de energía y finalmente la opción de reversa. El auto no posee caja de cambios mecánica.

- El motor eléctrico es quien finalmente provoca la traslación del vehículo, se puede encontrar él solo o acompañado de otro motor idéntico sincronizado electrónicamente con él por medio de otro controlador UMOC425T. Esto depende de si el vehículo proviene del fabricante de una o de otra manera. El motor puede alcanzar entre 10000 r.p.m. y 12000 r.p.m (ver Anexo B.3). Por lo que requiere un sistema mecánico reductor (engranajes) acoplado entre el eje del motor y el eje de tracción. Además, la inserción de este reductor de velocidad entre ejes incrementa la potencia.

Es de consideración aclarar, que no se han comentado a mayor profundidad los datos de cada parte, ni diagramas de procesos; pues se explican en otras secciones de este documento, que por cierto, tampoco son tantas a causa de la poca información suministrada por el fabricante.

3.2 Antecedentes Bibliográficos

De las búsquedas, realizadas hasta el momento, no se encontró información relevante y en profundidad en el tema, mucha de ésta tecnología es experimental muy cambiante que no reúne un horizonte claro en lo mejor a utilizar de ella. Por otra parte, el secreto existente por los pocos fabricantes impide establecer los antecedentes electrónicos utilizados por ellos, más que las bases teóricas existentes en libros de texto sobre las partes que lo conforman de manera individual, datos de fabricantes y algunas páginas de Internet que filosofan sobre el tema, ejemplo los motores eléctricos y sus diferentes formas de control, baterías en general, y cargadores comerciales de baterías de plomo para vehículos de combustión interna.

Sin embargo en cuestión de métodos para fabricación de vehículos eléctricos, los más actuales y versátiles son los de la tecnología híbrida, que mezclan las características de los motores de combustión interna, con los de eléctricos, además de la utilización de baterías de última generación tipo alcalinas, de celdas de combustible y ultra-capacitares, con la desventaja de su alto costo comercial.

El tema de los vehículos eléctricos comerciales es tan reciente y tan abierto, que es elección de los interesados en dicha tecnología la configuración a utilizar para algún proyecto en específico, por tanto se intentará dar a este proyecto un enfoque de estandarización y de diseño completamente original para Costa Rica.

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

3.3.1 Control de Voltaje del Estator

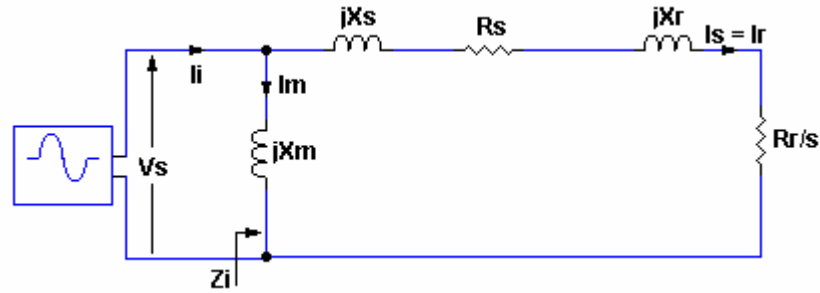


Figura 3.2. Circuito equivalente aproximado por fase

La figura 3.2 muestra el circuito equivalente por fase de un motor trifásico a controlar. Esta figura se usará de referencia para poder determinar todas las ecuaciones y teoría con respecto a diferentes sistemas de control que se presentarán a continuación. Comenzando con el control de voltaje en el estator se tiene:

$$T_d = \frac{3R_r V_s^2}{s\omega_s \left[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \quad (3.1)$$

La ecuación 3.1 indica que el par motor es proporcional al cuadrado del voltaje de alimentación del estator y una reducción del voltaje del estator producirá una reducción en la velocidad. Si el voltaje real se reduce a bV_s de la ecuación 3.1 se obtiene el par desarrollado:

$$T_d = \frac{3R_r (bV_s)^2}{s\omega_s \left[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \quad (3.2)$$

donde $1 \geq b$.

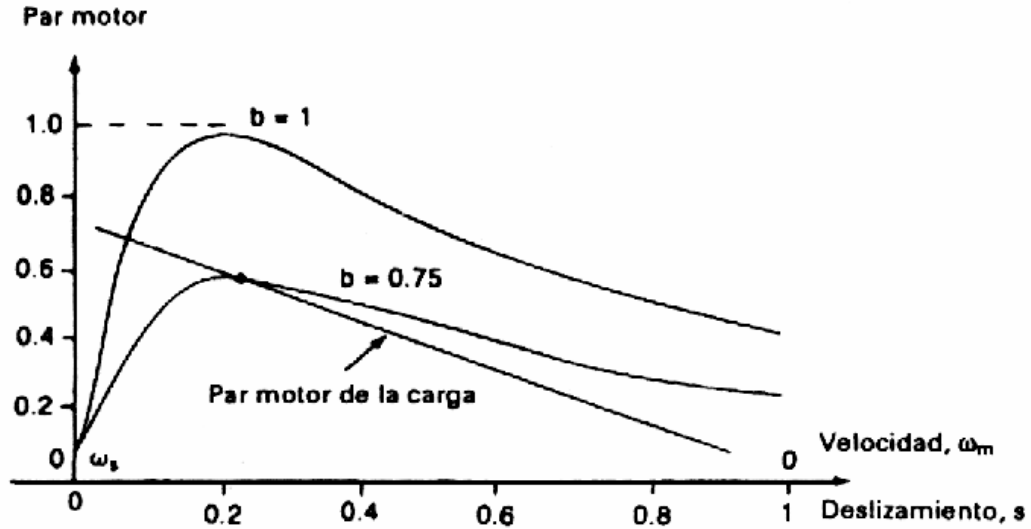


Figura 3.3 Características par motor – velocidad para un voltaje variable en el estator¹

La figura 3.3 muestra las características típicas par motor-velocidad para varios valores de b . Los puntos de intersección con la línea de carga definen los puntos de operación estable. En cualquier circuito magnético, el voltaje inducido es proporcional al flujo y a la frecuencia, y el flujo rms del entrehierro se puede expresar como

$$V_a = bV_s = k_m \omega \phi \quad \text{es decir} \quad \phi = \frac{V_a}{K_m \omega} = \frac{bV_s}{K_m \omega} \quad (3.3)$$

donde K_m es una constante y depende del número de vueltas del bobinado del estator. Conforme el voltaje del estator se reduce, el flujo del entrehierro y el par motor se reducen también. Para un voltaje menor, la corriente tendrá un pico en un deslizamiento de $s_a = 1/3$. El rango de control de velocidad depende del deslizamiento correspondiente al par motor máximo, s_m . Para un motor de bajo deslizamiento, el rango de velocidades es muy angosto. Este tipo de control de voltaje no es adecuado para una carga de par motor constante y por lo general se usa en aplicaciones que requieran un par motor de arranque bajo y un rango pequeño de velocidades, con un deslizamiento relativamente bajo.

¹ Tomado de Rashid M.H. “Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones”.

El voltaje del estator puede modificarse mediante (1) controladores trifásicos de voltaje en ca, (2) inversores de enlace variable en cd alimentados por voltaje o (3) inversores PWM. Sin embargo, debido a los requisitos limitados del rango de velocidades, por lo general para obtener el control del voltaje se utilizan los controladores de voltaje en ca. Estos son muy sencillos. Sin embargo el contenido armónico es alto y el factor de potencia de entrada de los controladores es bajo. Se utilizan principalmente en aplicaciones de baja potencia, como ventiladores, sopladores y bombas centrífugas, en las que el par motor de arranque es bajo. También se utilizan en el arranque de motores de inducción de alta potencia, a fin de limitar la corriente de arranque.

3.3.2 Control por Frecuencia

El par motor y la velocidad de los motores de inducción pueden controlarse modificando la frecuencia de alimentación. Podemos notar en la ecuación 3.3 que al voltaje y la frecuencia especificados, el flujo también es el valor especificado. Si el voltaje se mantiene fijo en su valor especificado, en tanto se reduce la frecuencia por de bajo de su valor, el flujo aumenta. Esto causa saturación del flujo del entrehierro, y los parámetros del motor no son válidos en la determinación de las características par motor-velocidad. A baja frecuencia, las reactancias se reducen y la corriente del motor puede resultar demasiado alta. Este tipo de control por lo general no se utiliza.

Si la frecuencia se incrementa por arriba de su valor especificado, el flujo y el par motor se reducen. Si la velocidad es síncrona, correspondiente a la frecuencia se conoce como velocidad base ω_b , la velocidad síncrona a cualquier otra frecuencia se convierte en

$$\omega_s = \beta \omega_b$$

y

$$s = \frac{\beta \omega_b - \omega_m}{\beta \omega_b} = 1 - \frac{\omega_m}{\beta \omega_b} \quad (3.4)$$

La expresión del par motor en la ecuación 3.1 se convierte en

$$T_d = \frac{3R_r V_a^2}{s\beta\omega_b [(R_s + R_r/s)^2 + (\beta X_s + \beta X_r)^2]} \quad (3.5)$$

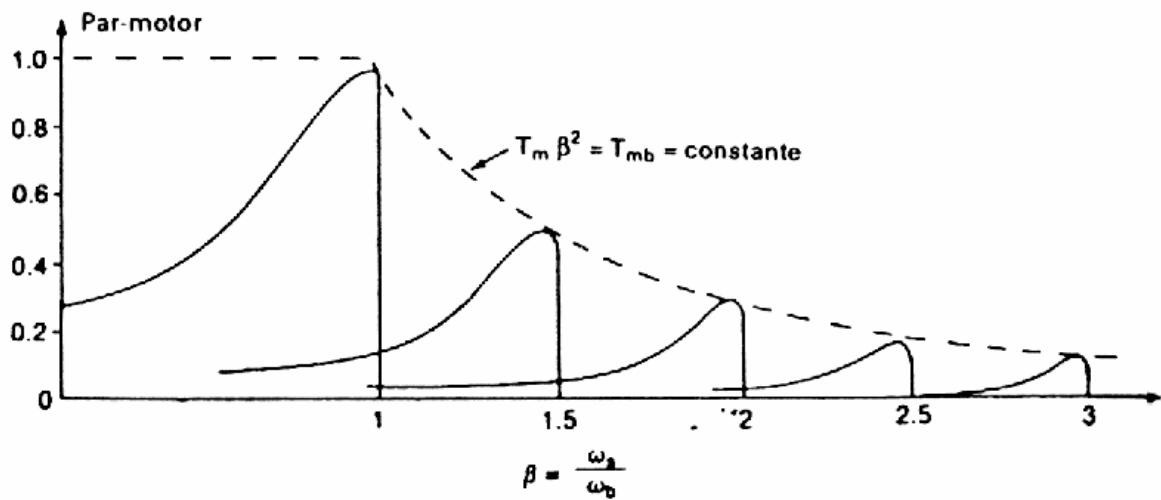


Figura 3.4 Características par motor por control de frecuencia²

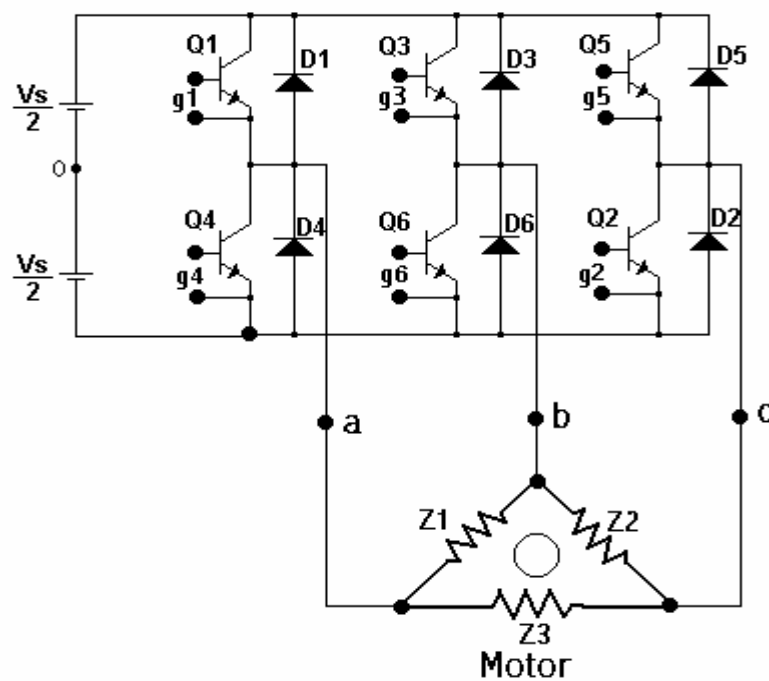


Figura 3.5 Circuito inversor trifásico

² Tomado de Rashid M.H. “Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones”.

Las características típicas par motor-velocidad se muestran en la figura 3.4, para diversos valores de β . El inversor trifásico de la figura 3.5 puede variar la frecuencia manteniendo fijo el voltaje. Si R_s es despreciable, la relación par motor máximo a velocidad base es:

$$T_d = \frac{3V_a^2}{2\omega_b(X_s + X_r)} \quad (3.6)$$

El par motor máximo a cualquier otra frecuencia:

$$T_m = \frac{3}{2\omega_b(X_s + X_r)} \frac{V_a^2}{\beta} \quad (3.7)$$

El deslizamiento correspondiente es:

$$s_m = \frac{R_r}{\beta(X_s + X_r)} \quad (3.8)$$

Normalizando la ecuación 3.7 en términos de la 3.6:

$$\frac{T_m}{T_{mb}} = \frac{1}{\beta^2} \quad (3.9)$$

y
$$T_m \beta^2 = T_{mb} \quad (3.10)$$

por lo tanto, de las ecuaciones 3.9 y 3.10, se puede llegar a la conclusión de que el par motor máximo es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia, y $T_m \beta^2$ se mantiene constante en forma similar al comportamiento de los motores serie de cd. En este tipo de control, se dice que el motor opera en *modo de debilitamiento de campo*. Para $\beta < 1$, el motor opera a un voltaje terminal constante y el flujo se reduce, limitando por lo tanto la capacidad del par motor. Para $1 < \beta < 1.5$, la relación entre T_m y β se puede considerar prácticamente lineal. Para $\beta < 1$, el motor opera normalmente a un flujo constante; el voltaje terminal V_a se reduce junto con la frecuencia, de tal forma que el flujo se conserve constante.

3.3.3 Control de Voltaje y Frecuencia

Si se mantiene constante la relación entre voltaje frecuencia, el flujo de la ecuación 3.3 se mantiene constante. La ecuación 3.7 indica que el par motor máximo, que es independiente de la frecuencia, se puede mantener aproximadamente constante. Sin embargo, a una baja frecuencia, el flujo se reduce en el entrehierro, debido a la reducción de la impedancia del estator, y el voltaje debe incrementarse para mantener el nivel del par en el motor. Este tipo de control normalmente se conoce como *control volt / hertz*.

Si $\omega_s = \beta \omega_b$, y la relación entre el voltaje y frecuencia es constante, de forma que:

$$\frac{V_a}{\omega_s} = d \quad (3.11)$$

La relación d , que se calcula a partir del voltaje terminal especificado V_s y la velocidad base ω_b , está dado por:

$$d = \frac{V_s}{\omega_b} \quad (3.12)$$

Sustituyendo V_a de la ecuación 3.4 en la ecuación 3.5, obtenemos el par motor T_d , y el deslizamiento para el par motor máximo es:

$$s_m = \frac{R_r}{\left[R_s^2 + \beta^2 (X_s + X_r)^2 \right]^{1/2}} \quad (3.13)$$

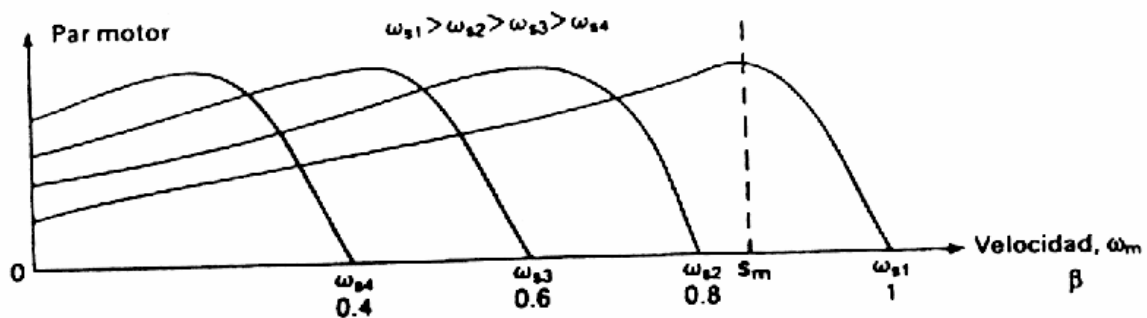


Figura 3.6 Características par motor – velocidad con control volts/hertz³

³ Tomado de Rashid M.H. “Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones”.

Las características típicas del par motor-velocidad, se muestran en la figura 3.6. Conforme la frecuencia se reduce, β disminuye y el deslizamiento correspondiente al par motor máximo aumenta. Para una demanda dada de par motor, la velocidad se puede controlar si se varía la frecuencia, de acuerdo con la ecuación 3.12. Por lo tanto, al variar tanto el voltaje como la frecuencia, es posible controlar el par motor y la velocidad. El voltaje a frecuencia variable se puede obtener mediante inversores trifásicos, es decir, cicloconvertidores. Los cicloconvertidores se utilizan en aplicaciones de potencias muy grandes (por ejemplo, locomotoras y molinos de cemento) en las que el requisito de frecuencia es la mitad o la tercera parte de la frecuencia de línea.

3.3.4 Motores de imán permanente

Los motores de imán permanente son similares a los motores de polos salientes, excepto porque en el rotor no hay un bobinado de campo y este se genera montando imanes permanentes sobre el rotor (ver Anexo B.3). El voltaje de excitación no puede variar. Para una estructura del mismo tamaño, los motores de imán permanente tienen un par cíclico más alto. Las ecuaciones para los motores de polos salientes se pueden aplicar a los motores de imán permanente, si se supone constante el voltaje de excitación V_f . La eliminación de la bobina de campo, de la alimentación en cd y de los anillos colectores reduce las pérdidas del motor y su complejidad. Estos motores también se conocen como *motores sin escobillas* y encuentran aplicación creciente en robots y en máquinas herramienta. Un motor de imán permanente (PM) puede ser alimentado a partir de una corriente rectangular o senoidal. Los motores alimentados por corriente rectangular, que tienen bobinados concentrados en el estator que inducen o trapezoidal, se utilizan por lo general en los propulsores de baja potencia. Los motores alimentados por corriente senoidal, que tienen bobinados distribuidos en el estator, proporcionan un par motor más suave, y normalmente se utilizan en los propulsores de alta potencia.

3.3.5 Control de lazo cerrado de motores síncronos

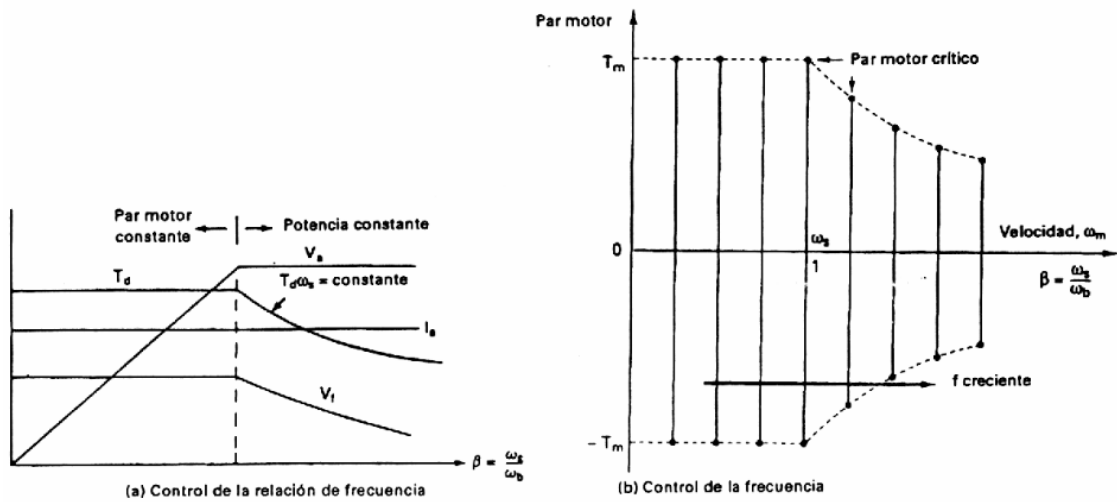


Figura 3.7 Características par motor – velocidad de los motores síncronos⁴

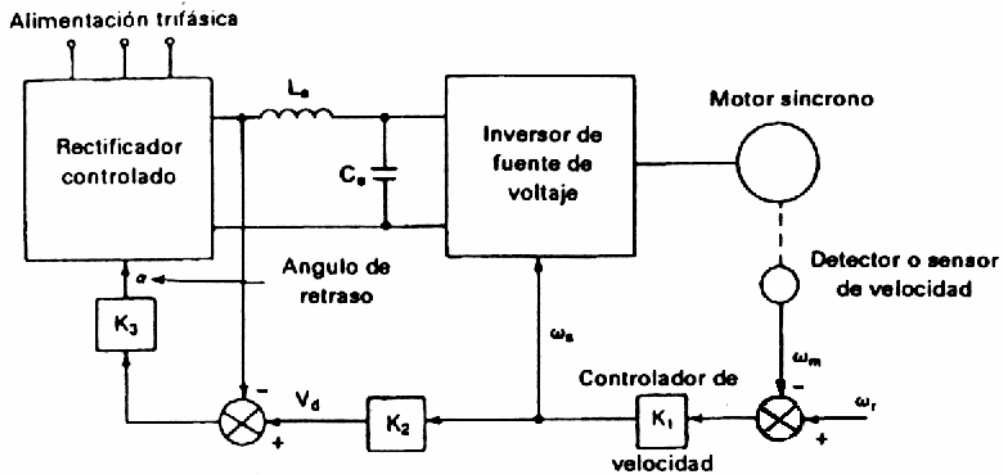


Figura 3.8 Control volts/hertz para motores síncronos⁵

Las características típicas del par motor, la corriente y el voltaje de excitación en función de la relación β de la frecuencia en la figura 3.7.a. Existen dos regiones de operación: par motor constante y potencia constante. En la región par motor constante, se mantienen constantes los volts / hertz, y en la región de potencia constante, el par motor se reduce con la frecuencia.

⁴ Tomado de Rashid M.H. “Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones”.

⁵ Tomado de Rashid M.H. “Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones”.

En la figura 3.7.b se muestran las características velocidad – par motor para distintas frecuencias. En forma similar a los motores de inducción, se puede controlar la velocidad de los motores síncronos variando el voltaje, la frecuencia y la corriente. Existen varias configuraciones para el control de lazo cerrado de motores síncronos. Una disposición básica para el control *volts/hertz* constantes de motores síncronos aparece en la figura 3.8, donde el error de velocidad genera el comando de frecuencia de voltaje necesario para el inversor PWM.

3.3.6 Inversores trifásicos

Los inversores trifásicos se utilizan normalmente en aplicaciones de alta potencia (ver Anexo B.6). Tres inversores monofásicos de medio puente (o de puente completo) pueden conectarse en paralelo, para formar la configuración de un inversor trifásico. Las señales de compuerta de los inversores monofásicos deben adelantarse o retrasarse 120° uno con respecto al otro, a fin de tener voltajes trifásicos balanceados (fundamentales). Los embobinados primarios del transformador deben aislarse unos de otros, en tanto que los embobinados secundarios pueden quedar conectados en estrella o delta. Por lo general el secundario del transformador se conecta en estrella, a fin de eliminar armónicos múltiplos de tres ($n = 3, 6, 9, \dots$) que aparecen en los voltajes de salida. Este dispositivo requiere de tres transformadores monofásicos, doce transistores y doce diodos. Si los voltajes de salida de los inversores monofásicos no están perfectamente equilibrados en magnitud y fase, los voltajes de salida trifásicos también estarán desequilibrados.

Se puede obtener una salida trifásica a partir de la configuración de seis transistores y seis diodos. A los transistores se les puede aplicar dos tipos de tipos de señales de control: conducción a 180° y conducción a 120° .

3.3.6.1. Conducción a 180°:

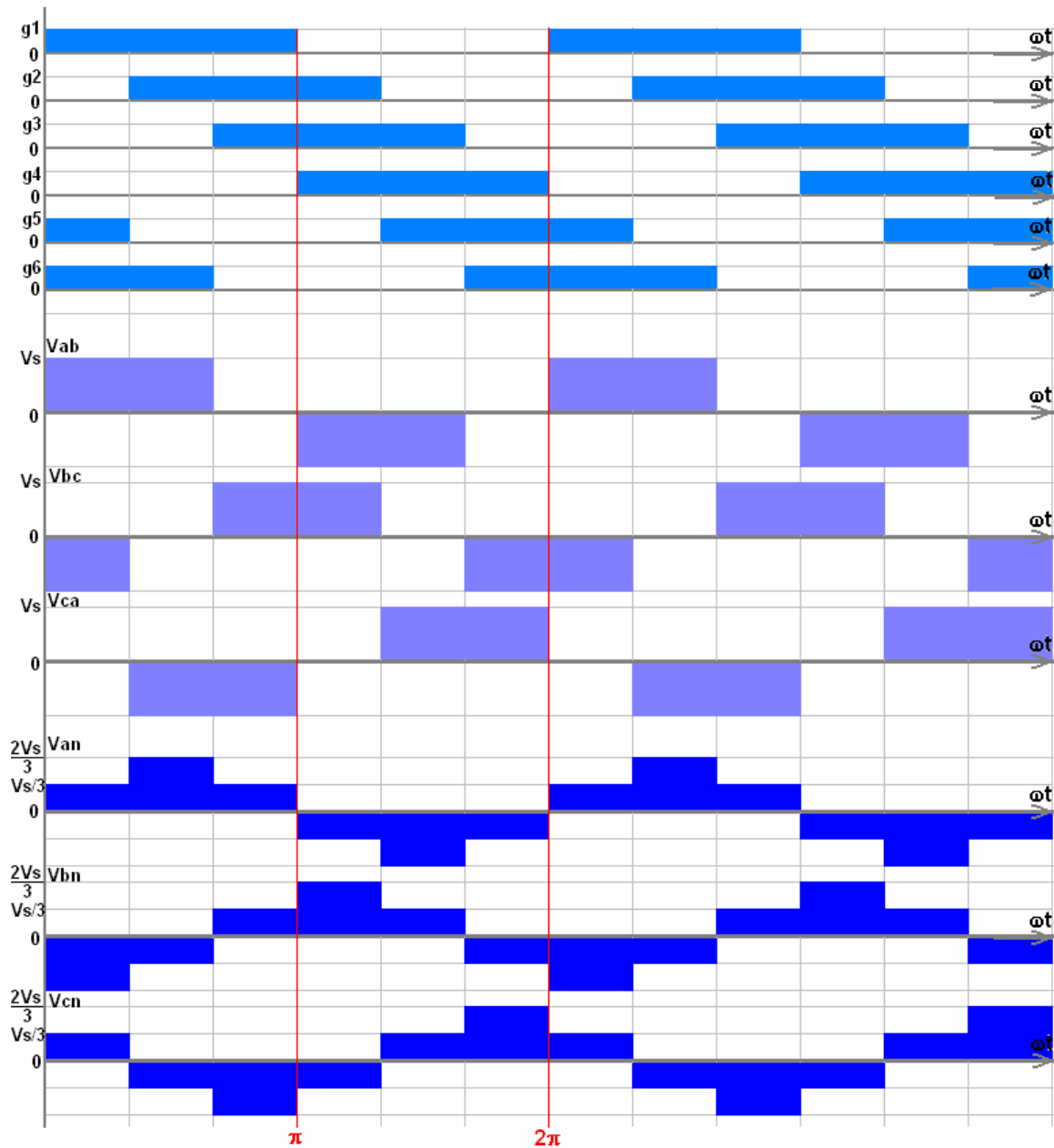


Figura 3.9 Disparos por transistor, voltajes de línea y de fase respectivamente para 180°

Cada transistor conducirá durante 180°. Tres transistores se mantienen activos durante cada instante de tiempo. En cada ciclo existen seis modos de operación, cuya duración es de 60°.

Los transistores se numeran según la secuencia de excitación (123, 234, 345, 456, 561, 612). Las señales de excitación mostradas en la figura 3.9 están desplazadas 60° unas de otras, para obtener voltajes trifásicos balanceados (fundamentales).

La carga puede conectarse en estrella o en delta. En el caso de una carga conectada en delta, las corrientes de fase se obtienen directamente de los voltajes línea a línea. Una vez que se conocen las corrientes de fase, pueden determinarse las corrientes de línea. En caso de una carga conectada en estrella, los voltajes de línea a neutro deben determinarse a fin de determinar los voltajes de línea o de fase.

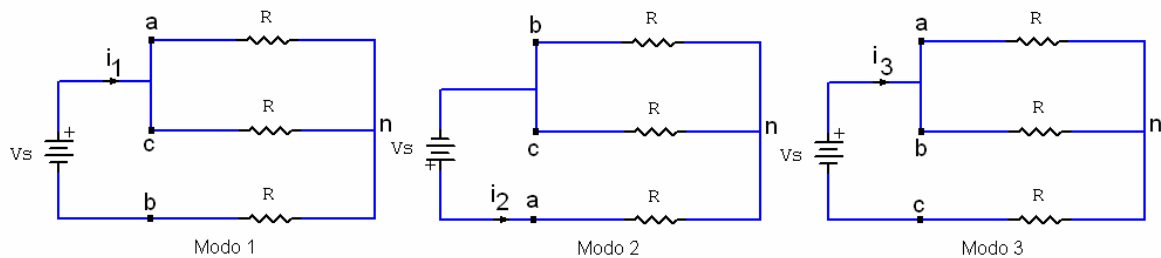


Figura 3.10 Circuitos equivalentes trifásico en estrella, durante cada semiciclo a 180°

Existen tres modos de operación para cada medio ciclo, que mostrados en la figura 3.10:

- Para el modo de operación MODO 1 de $0 \leq \omega t \leq \pi/3$:

$$i_1 = R + \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{2V_S}{3R} \quad (3.14)$$

$$v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_S}{3} \quad (3.15)$$

$$v_{bn} = -i_1 R = \frac{-2V_S}{3} \quad (3.16)$$

- Para el modo de operación MODO 2 de $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$:

$$i_2 = R + \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{2V_S}{3R} \quad (3.17)$$

$$v_{an} = i_2 R = \frac{2V_S}{3} \quad (3.18)$$

$$v_{bn} = v_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{-V_S}{3} \quad (3.19)$$

- Para el modo de operación MODO 3 de $2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$:

$$i_3 = R + \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{2V_S}{3R} \quad (3.20)$$

$$v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_S}{3} \quad (3.21)$$

$$v_{cn} = -i_3 R = \frac{-2V_S}{3} \quad (3.22)$$

En los cuales la resistencia equivalente es la misma:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \quad (3.23)$$

El voltaje instantáneo línea a línea v_{ab} , se puede expresar en una serie de Fourier, reconociendo que v_{ab} , está desfasada en $\pi/6$ y las armónicas pares son cero,

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \text{sen}\left[n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)\right] \quad (3.24)$$

v_{bc} y v_{ab} pueden determinarse a partir de la ecuación 3.24 mediante el desplazamiento de fase de v_{ab} en 120° y 240° , respectivamente:

$$v_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \text{sen}\left[n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right] \quad (3.25)$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \text{sen}\left[n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)\right] \quad (3.26)$$

El voltaje rms de línea se puede determinar a partir de:

$$V_L = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} V_S^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_S = 0.8165 V_S \quad (3.27)$$

De la ecuación 3.24, la n -ésima componente rms del voltaje de línea es

$$V_{Ln} = \frac{4V_S}{\sqrt{2n\pi}} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \quad (3.28)$$

que, para $n = 1$, da el voltaje de línea fundamental.

$$V_{L1} = \frac{4V_S \cos 30^\circ}{\sqrt{2\pi}} = 0.7797 V_S \quad (3.29)$$

El valor rms de los voltajes de línea a neutro se pueden determinar a partir del voltaje de línea,

$$V_P = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2} V_S}{3} = 0.4714 V_S \quad (3.30)$$

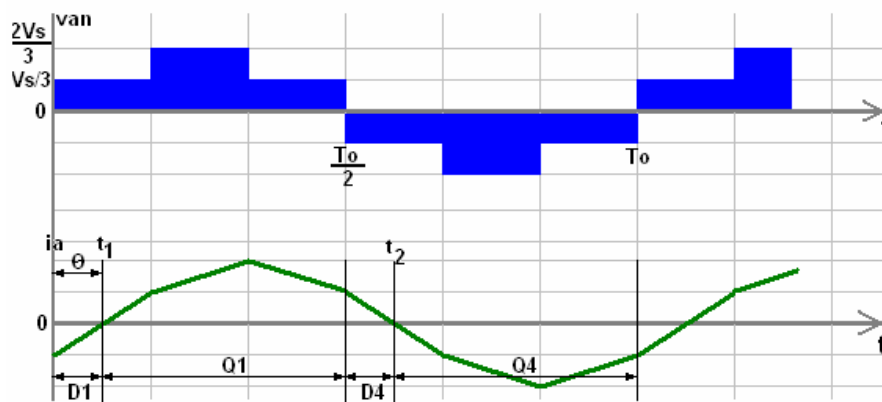


Figura 3.11 Inversor trifásico con carga RL⁶

⁶ Tomado de Rashid M.H. "Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones".

Con cargas resistivas, los diodos a través de los transistores no tienen ninguna función. Si la carga es inductiva, la corriente de cada brazo del inversor, se reemplazará en relación a su voltaje, tal y como se ve en la figura 3.10. Los transistores deben ser disparados continuamente, dado que el tiempo de conducción de los transistores y de los diodos depende del factor de potencia de la carga.

En el caso de una carga conectada en estrella, el voltaje de fase es $v_{an} = v_{ab} \cdot \sqrt{3}$ con un retardo de 30° . Utilizando la ecuación 3.24, la corriente de línea i_a para una carga RL está dada por:

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[\frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \right] \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (3.31)$$

donde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$

3.3.6.2. Conducción a 120°:

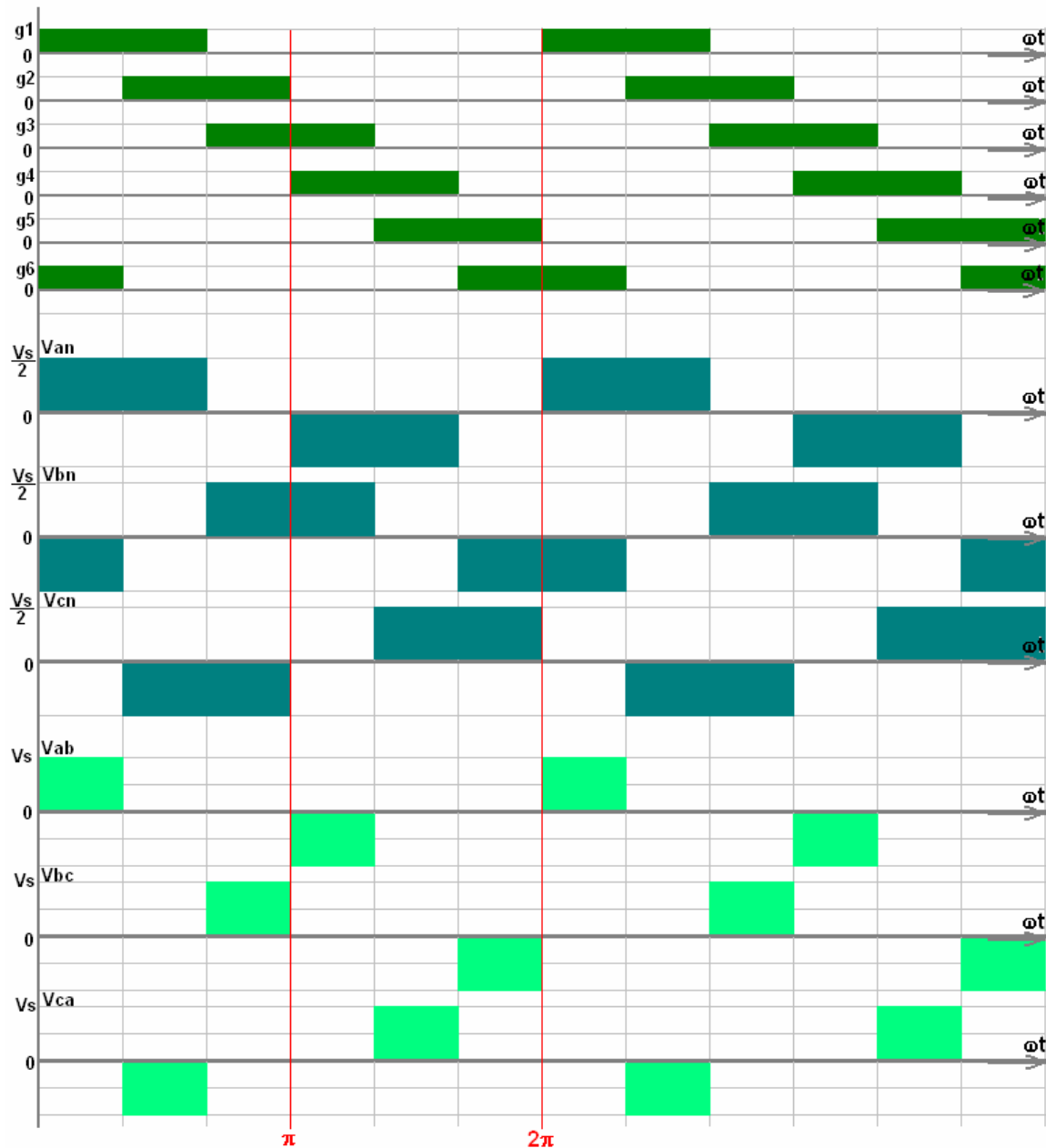


Figura 3.12 Disparos por transistor, voltajes de fase y de línea respectivamente para una conducción a 120°

En este tipo de control, cada transistor conduce durante 120°. En cualquier instante de tiempo, sólo conducen los transistores. Las señales de excitación se muestran en la figura 3.12. La secuencia de conducción de los transistores es 61, 12, 23, 34, 45, 56, 61.

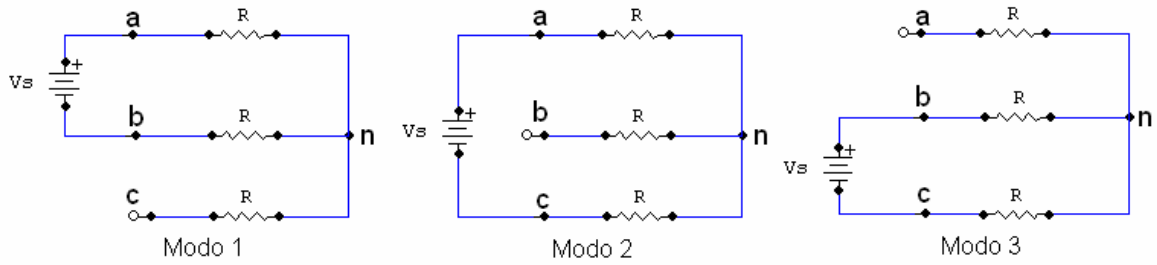


Figura 3.13 Circuitos equivalentes trifásico en estrella, durante cada semiciclo a 120°

Existen tres modos de operación en cada medio ciclo, los circuitos equivalentes para una carga conectada en estrella se muestran en la figura 3.13.

- Para el modo de operación MODO 1 de $0 \leq \omega t \leq \pi/3$ (transistores 1 y 6):

$$v_{an} = \frac{V_S}{2} \quad v_{bn} = \frac{-V_S}{2} \quad v_{cn} = 0 \quad (3.32)$$

- Para el modo de operación MODO 2 de $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$:

$$v_{an} = \frac{V_S}{2} \quad v_{bn} = 0 \quad v_{cn} = \frac{-V_S}{2} \quad (3.33)$$

- Para el modo de operación MODO 3 de $2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$:

$$v_{an} = 0 \quad v_{bn} = \frac{V_S}{2} \quad v_{cn} = \frac{-V_S}{2} \quad (3.34)$$

Los voltajes de línea a neutro se pueden expresar en series de Fourier como

$$v_{an} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_S}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \text{sen}\left[n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)\right] \quad (3.35)$$

$$v_{bn} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_S}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \text{sen}\left[n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right] \quad (3.36)$$

$$v_{cn} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_S}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \text{sen}\left[n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)\right] \quad (3.37)$$

El voltaje de línea a hasta b es $v_{ab} = \sqrt{3}v_{ab}$ con un adelanto de fase de 30° . En cualquier momento dos terminales de carga están conectadas con la alimentación de cd y la tercera se conserva abierta. El potencial de esta Terminal abierta depende de las características de la carga y es impredecible. Dado que un transistor conduce durante 120° , para una misma condición de la carga los transistores se utilizan menos que la conducción a 180° .

3.3.7 Reguladores En Modo de Conmutación

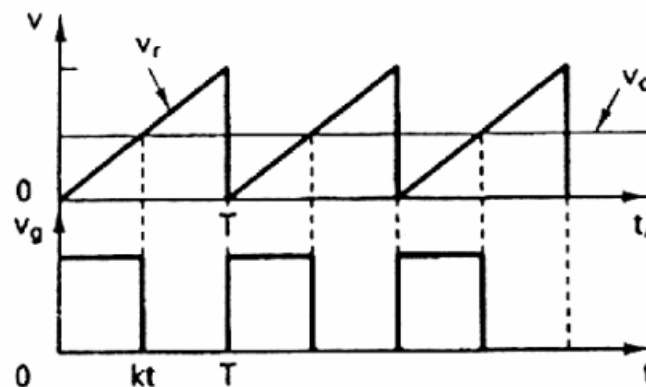
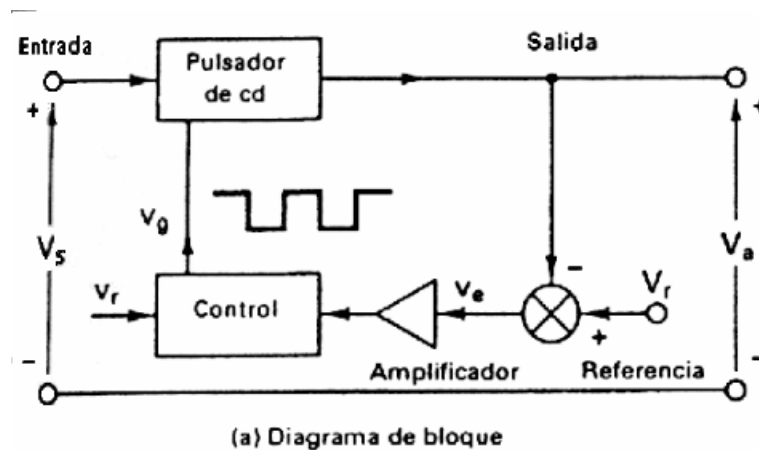


Figura 3.14 Elementos de los reguladores en modo conmutación (a) Diagrama de bloques y (b) Señales de control⁷

⁷ Tomado de Rashid M.H. “Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones”.

Los pulsadores de cd se pueden utilizar como reguladores en modo de conmutación para convertir el voltaje cd, por lo general no regulado, a un voltaje de salida cd regulado. La regulación se consigue por lo general mediante la modificación de ancho de pulso a una frecuencia fija, y el dispositivo de conmutación por lo regular es un BJT, MOSFET o IGBT de potencia. Los elementos de los reguladores en modo de conmutación se muestran en la figura 3.14. La salida de los pulsadores de cd con carga resistiva es discontinua y contiene componentes armónicas. El contenido de la componente ondulatoria normalmente se reduce mediante un filtro LC.

Los reguladores conmutados están disponibles en forma comercial como circuitos integrados. El diseñador puede seleccionar la frecuencia de conmutación escogiendo los valores de R y C del oscilador de frecuencia. Como regla práctica, a fin de maximizar la eficiencia, el período mínimo del oscilador debe ser aproximadamente cien veces mayor que el tiempo de conmutación del transistor; pro ejemplo, si un transistor tiene un tiempo de conmutación de $0.5 \mu\text{s}$, el período del oscilador debe ser de $50 \mu\text{s}$, lo que da una frecuencia máxima del oscilador de 20 KHz. Esta limitación se debe a las pérdidas por conmutación del transistor, mismas que se incrementan con la frecuencia de conmutación, como resultado, la eficiencia se reduce. Además, las pérdidas en los núcleos de los inductores limitan la operación en alta frecuencia. El voltaje de control v_c se obtiene al comparar el voltaje de salida con su valor deseado, v_c puede compararse con un voltaje de diente de sierra v_r para generar el voltaje de control PWM para el pulsador de cd.

Existen cuatro topologías básicas de los reguladores conmutados:

- Reguladores Reductores
- Reguladores Elevadores
- Reguladores Reductores / Elevadores
- Reguladores Cúk

Es de interés en este documento, solamente explicar el tipo:

3.3.7.1. Reguladores Reductores

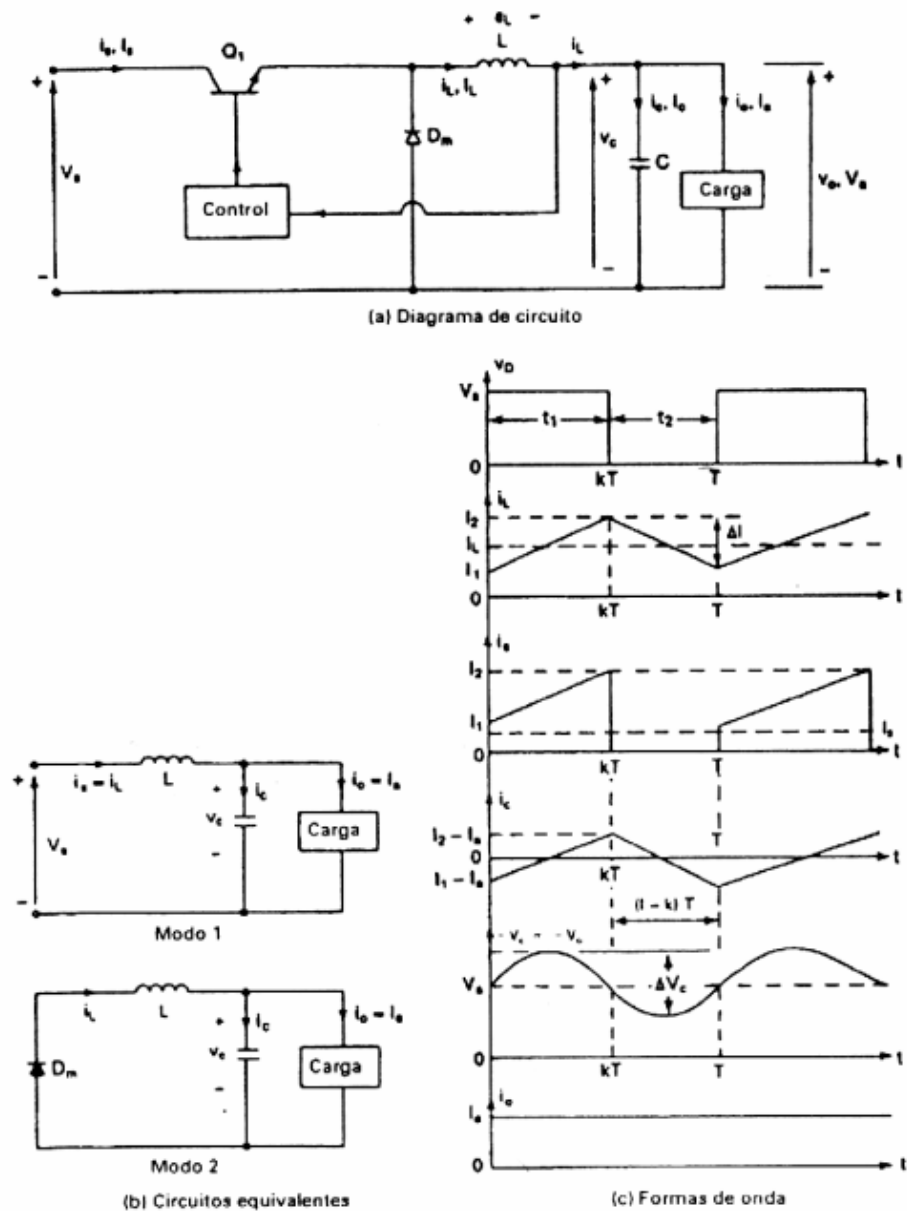


Figura 3.15 Regulador Reductor con i_L continua⁸

En un regulador reductor, el voltaje promedio de salida V_a , es menor que el voltaje de entrada V_s . La operación del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 empieza cuando se conecta el transistor Q_1 en $t = 0$.

⁸ Tomado de Rashid M.H. "Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones".

La corriente de entrada, que se eleva, fluye a través del inductor L, del capacitor de filtro C y de la resistencia de carga R. El modo 2 empieza cuando se desconecta el transistor Q_1 en $t = t_1$. El diodo de marcha libre D_m conduce debido a la energía almacenada en el inductor y la corriente del inductor continúa fluyendo a través de L, C, la carga y el diodo D_m .(ver Anexo B.8) La corriente del inductor se abate hasta que en el siguiente ciclo el transistor Q_1 se vuelve a activar. Los circuitos equivalentes y las formas de onda se muestran en la figura 3.15. Dependiendo de la frecuencia de conmutación, la inductancia del filtro y de su capacitancia, la corriente del inductor puede ser discontinua.

El voltaje del inductor L es, en general,

$$e_L = L \frac{di}{dt} \quad (3.38)$$

Si suponemos que la corriente del inductor se eleva linealmente desde I_1 hasta I_2 en el tiempo t_1 ,

$$V_S - V_a = L \frac{I_1 - I_2}{t_1} = \frac{\Delta I}{t_1} \quad (3.39)$$

Es decir,

$$t_1 = \frac{\Delta I * L}{V_S - V_a}$$

y la corriente del inductor se abate linealmente desde I_2 hasta I_1 en el tiempo t_2 ,

$$-V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (3.40)$$

o bien

$$t_2 = \frac{\Delta I * L}{V_a} \quad (3.41)$$

donde $\Delta I = I_2 - I_1$ es la corriente de la componente ondulatoria pico a pico del inductor L. Igualando el factor de ΔI en las ecuaciones 3.39 y 3.40, se obtiene

$$\Delta I = \frac{(V_S - V_a)}{L} = \frac{V_a t_2}{L} \quad (3.42)$$

Si sustituimos $t_1 = kT$ y $t_2 = (1-k)T$ se obtiene el voltaje promedio de salida como

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = kV_s \quad (3.43)$$

Si suponemos un circuito sin pérdidas, $V_{s|s} = V_{a|a} = kV_{s|a}$ y la corriente promedio de entrada

$$I_s = kI_a \quad (3.44)$$

El período de conmutación T se puede expresar como

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I^* L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I^* L}{V_a} = \frac{\Delta I^* L V_s}{V_a (V_s - V_a)} \quad (3.45)$$

Lo que da la corriente de la componente ondulatoria de pico a pico como

$$\Delta L = \frac{V_a (V_s - V_a)}{f L V_s} \quad (3.46)$$

es decir

$$\Delta I = \frac{V_s k (1 - k)}{f L} \quad (3.47)$$

Utilizando la ley de corriente de Kirchhoff, podemos escribir la corriente del inductor i_L como

$$i_L = i_C + i_O \quad (3.48)$$

Si suponemos que la corriente de la componente ondulatoria de la carga Δi_O es muy pequeña y despreciable, $\Delta i_L = \Delta i_C$. La corriente promedio del capacitor, que fluye para $t_1/2 + t_2/2 = T/2$, es

$$I_C = \frac{\Delta I}{4} \quad (3.49)$$

El voltaje del capacitor se expresa como

$$v_C = \frac{1}{C} \int i_C dt + v_C(t=0) \quad (3.50)$$

y el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico del capacitor es

$$\Delta V_C = v_C - v_C(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{\Delta I^* T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC} \quad (3.51)$$

Si se sustituye el valor de Δi de la ecuación 3.46 o de la ecuación 3.47 en la ecuación 3.51 se obtiene:

$$\Delta V_C = \frac{V_a(V_s - V_a)}{8LCf^2V_s} = \frac{V_s k(1-k)}{8LCf^2} \quad (3.52)$$

El regulador reductor requiere de un solo transistor, es sencillo y tiene una alta eficiencia, mayor posible cortocircuito a través de la trayectoria del diodo, requiere de un circuito de protección del 90%. El di/dt de la corriente de carga está limitado por la corriente del inductor L. Sin embargo, la corriente de entrada es discontinua y por lo general se requiere un filtro suavizante de entrada. Proporciona una polaridad de voltaje de salida y de corriente unidireccional de salida. En el caso de un posible cortocircuito a través de la trayectoria del diodo, se requiere un circuito de protección.

3.3.8 Sensado de alta tensión y alta corriente

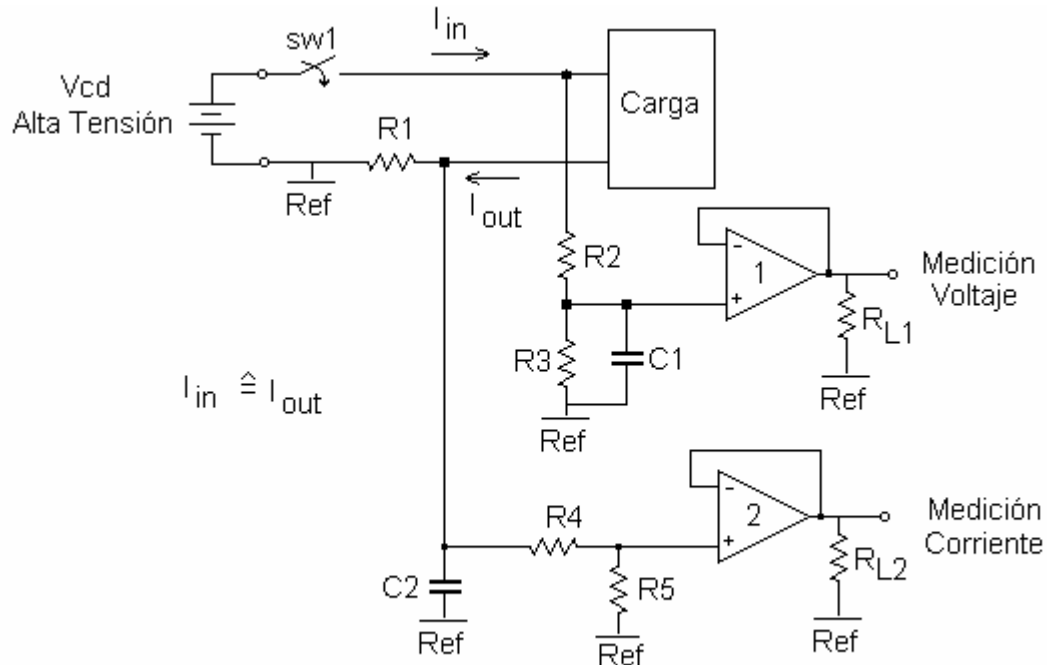


Figura 3.16 Esquema de sensado de voltaje y corriente de carga

3.3.8.1. Sensado de voltaje

En la figura 3.16 se puede observar el circuito de sensado del voltaje denominado como medición de voltaje. El circuito está compuesto por tres partes, divisor de voltaje: que disminuye el alto voltaje en bajo voltaje para ser tratado digitalmente, Filtro RC pasa bajas: que se encarga de obtener el voltaje promedio, y un seguidor de voltaje: encargado de aislar la impedancia de salida. La función de transferencia para dicho circuito de sensado se establece de la siguiente manera:

$$\frac{V_{o'}}{V_i} = \frac{\frac{R3}{j\omega C_1 * (R3 + (1/j\omega C_1))}}{\frac{R3}{j\omega C_1 * (R3 + (1/j\omega C_1))} + R2} \quad (3.53)$$

$$\frac{V_{o'}}{V_i} = \frac{R3}{(R3 + R2) + (R2 * R3 * j\omega C_1)} \quad (3.54)$$

que reacomodando los valores se tiene:

$$\frac{V_{o'}}{V_i} = \frac{R3}{R2 * C_1} \frac{1}{\left(\frac{1}{\frac{R3 * R2}{(R3 + R2)} * C_1} + j\omega \right)} \quad (3.55)$$

Considerando para que exista una disminución de voltaje deseado que $R2 \gg R3$ y además, que C sea grande para obtener un filtro pasa bajas cuya frecuencia de corte (f_{c1}) se aproxime a cero, como se puede observar en la ecuación 3.56 para la frecuencia de corte de un filtro paso bajo.

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi * (R3 \parallel R2 * C)} \quad (3.56)$$

En el seguidor de voltaje, debido a que la impedancia de entrada del amplificador operacional 1 es de alrededor de $200M\Omega$, proporciona un aislamiento de impedancias adecuado entre la entrada y la salida de dicho amplificador operacional. Además, como la ganancia típica de un amplificador operacional (ver Anexo B.11) como seguidor de voltaje es 1 no se alteran las características de la señal sensada.

3.3.8.2. Sensado de corriente

En la figura 3.16, se puede observar el circuito de sensado de corriente denominado como medición de corriente. El circuito está compuesto por tres partes, Resistencia $R1$ de medición: que convierte básicamente por Ley de Ohm la corriente en voltaje ya que $R1$ es aproximadamente menor o igual que 1Ω (ver Anexo B.5) como se puede ver en la ecuación 3.57.

$$V = i * R = I * 1 \cong i \quad (3.57)$$

El conjunto $R1$, $R4$, $R5$ y $C2$ en la figura 3.15, conforman un filtro RC paso bajas cuya frecuencia de corte (f_{c2}) se obtiene con la ecuación 3.58

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi * (R1 \parallel (R4 + R5) * C_2)} \quad (3.58)$$

Las resistencias $R4$ y $R5 \gg R1$ por lo cual el paralelo de estas resistencias $R1$ en paralelo con $(R5 + R4)$ dan aproximadamente $R1$ por lo cual la frecuencia de corte del filtro RC paso bajas se puede calcular modificando la ecuación 3.58 como:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi * (R1 * C_2)} \quad (3.59)$$

El divisor de voltaje formado por las resistencias R4 y R5 con $R4 > R5$ proporciona una atenuación de voltaje necesario para no saturar el amplificador operacional (ver Anexo B.11) ya que la corriente en éste circuito de potencia son extremadamente altas.

Además al utilizar una configuración del amplificador operacional seguidor de voltaje, se puede obtener un aislamiento de impedancias entre la entrada y la salida debido a la impedancia de entrada del amplificador operacional de alrededor de $200M\Omega$ (ver Anexo B.11)

3.3.9 Características de baterías plomo-ácido SLA⁹

A diferencia de otros tipos de baterías, las de plomo utilizan voltajes fijos en lugar de corrientes fijas para su recarga. Tomando en cuenta dicha afirmación existen diferentes métodos para recargar una batería de plomo, de los cuales son:

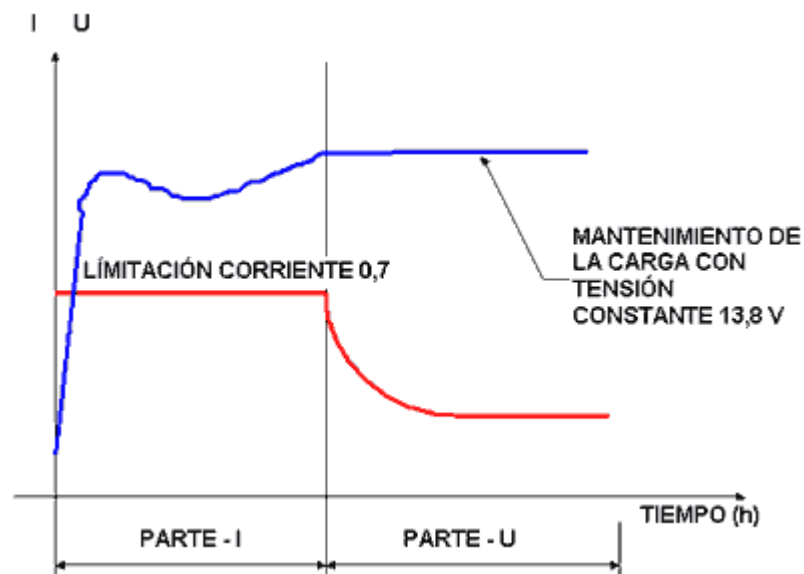


Figura 3.17 Curva característica de carga de baterías de plomo¹⁰

⁹ <http://www.rcnoticias.com/Tecnicas/Pb>

¹⁰ http://www.absaar.com/cargadores_de_baterias/cargadores_de_baterias_serie_m.htm

De voltaje constante: aplicando un voltaje adecuado de 2.45V por celda, superior al nominal de utilización de 2V, la carga estará finalizada cuando la corriente de recarga solicitada por la batería sea muy pequeña y constante en un lapso de aproximadamente 3 horas (ver figura 3.17).

De voltaje y corriente constante: sobre éste método, y según indicaciones de fabricante, manteniendo una corriente constante, por ejemplo 0.4A a 0.7A por celda, y un voltaje constante de 2.45V por celda a temperatura ambiente, se logra cargar la batería de forma segura y aumentando su vida útil, entre 6h a 12h. (ver figura 3.17).

De voltaje de flotación¹¹: este método utiliza una corriente mínima de carga con un voltaje de determinado por fabricante, alrededor del voltaje nominal, este método compensa las pérdidas ocurridas en el tiempo para mantener la batería al 100% de su carga hasta que sea utilizada.

Carga rápida: en este tipo de recarga se utiliza grandes cantidades de corriente en lapsos cortos de tiempo para restablecer la energía, dicha corriente debe ser controlada para evitar sobrecargas destructivas en cuanto la batería este recargada completamente.

Existen varios requerimientos para la carga rápida las cuales son:

- Suficiente capacidad de corriente
- Utilizar control automático de la corriente de recarga con el fin de impedir sobrecargas.
- Controlar la temperatura de la batería y mantenerla no mayor a 40° ni inferior a 0°.
- Garantizar un ciclo de vida seguro (carga y descarga), según el fabricante.

¹¹ <http://www.es.varta-automotive.com> (diccionario Técnico, carga flotante)

Capítulo 4: Procedimiento metodológico

4.1 Reconocimiento y definición del problema

Se conseguirá información por medio de las recomendaciones del asesor de la empresa con respecto a los inconvenientes presentes en el uso de la tecnología actual utilizada en los vehículos eléctricos.

Se construirá una tabla de costo-beneficio, contemplando reparación y mantenimiento actuales para evaluar el beneficio obtenido contra los requeridos por la empresa.

La definición de las metas se obtendrá, al valorar si el sistema actual debe mejorarse o reemplazarse por completo, a fin de cumplir las características y requerimientos actuales del sistema que sea más económica en costo, reparación y cantidad de información de diseño.

Las restricciones se establecen, a partir de la selección del costo y características de los materiales y métodos empleados, a fin de que el producto final sea de menor costo y eficaz.

4.2 Obtención y análisis de información

Se harán pruebas de campo y recopilación de información práctica del Departamento de Transporte Eléctrico de la CNFL para obtener las características de los sistemas actuales y poder diseñar un sistema propio más económico basado en éstas.

Se utilizará investigación bibliográfica para el diseño, tanto el sistema controlador inversor, como el cargador de baterías, comparando su funcionamiento básico con el actual y que puedan mantener un bajo costo con similar eficacia.

Se obtendrán información en la Internet de los últimos y más utilizados métodos, para la recarga de las baterías, realizando un análisis comparativo con las características del sistema cargador existente en al empresa y que a su vez sean fácilmente implementados para su bajo costo.

Se usará Internet para encontrar las normas más recientes para la seguridad y manejo de las altas potencias, valorando los riesgos existentes en ello, que faciliten mantener un bajo costo de mantenimiento y fabricación.

Se consultará con los asesores sobre la herramienta de programación de alto nivel más utilizada y económica que existen en el mercado, además que sea fácilmente adquirida por la empresa.

4.3 Evaluación de las alternativas y síntesis de una solución

Se obtendrá información bibliográfica y consulta a los asesores de las posibles soluciones existentes, validando la mejor, por medio de simulaciones, análisis de diseño y pruebas controladas de laboratorio y que den como resultado un bajo costo de construcción y mantenimiento, eficaz, de fácil fabricación y rapidez de implementación.

4.4 Implementación de la solución

Para el diseño de los bloques de potencia:

Se buscara información sobre circuitos inversores, para el sistema controlador inversor y sobre reguladores reductores, fuentes de voltaje y corriente para el cargador de baterías.

Se realizará de forma amplia, la cotización de los componentes esenciales para la implementación de los circuitos de potencia.

Se realizarán pruebas de laboratorio y/o simulaciones, para evaluar el desempeño obtenido con respecto al deseado.

Para el diseño de los bloques de control:

Se investigará bibliográficamente los métodos de control para regulación de velocidad de motores polifásicos con imanes permanentes.

Se realizará de forma amplia, la cotización de los componentes esenciales para la implementación de los circuitos de control.

Se harán pruebas de laboratorio y/o simulaciones, que ayuden a la escogencia del método más eficiente para el control de velocidad.

Se investigará por medio de Internet los métodos de control para cargadores de baterías comerciales más utilizados.

Se obtendrá información sobre el método de control utilizado en el cargador de baterías actual.

Se comparará el método de control implementado, por medio de simulaciones y pruebas de campo, con respecto al actual.

Se realizará el pedido de componentes necesarios para la implementación de todos los sistemas.

Para la programación de los circuitos de control de los sistemas de controlador inversor y cargador de baterías:

Se realizará una recopilación de la cantidad y forma de las señales a controlar y sensor en ambos sistemas.

Se identificará por medio de diagramas de estado y bloques las secuencias existentes de control en ambos sistema.

Se cotejará con modelos teóricos si las secuencias programadas producen el efecto deseado en ambos sistemas.

Se programará la rutina de comunicación que existirá entre el sistema de controlador inversor con la PC.

Para la implementación física de los diseños de los sistemas:

Se construirá en mesa de prueba utilizando Protoboard los circuitos de control, además del ensamblaje del circuito de potencia del controlador inversor y se evaluará su funcionamiento con respecto al funcionamiento del sistema actual y control de motor sin carga, por medio de un análisis comparativo.

Se construirá en mesa de prueba utilizando Protoboard los circuitos de control y además del ensamblaje del circuito de potencia del cargador de baterías y se valuará por medio pruebas de laboratorio de la recarga controlada de un banco de baterías existente.

Se anexará a los circuitos prototipos de potencia y control con los dispositivos de seguridad necesarios, evaluando los peligros existentes, basándose en información de Internet sobre las normas eléctricas de seguridad que se deben tomar en cuenta.

Se trasladará la circuitería de control del controlador inversor y cargador de baterías a circuito impreso y se evaluará su funcionamiento por medio de un análisis comparativo con los resultados obtenidos en los prototipos.

Se Incorporará las circuiterías de control del sistema controlador inversor y cargador de baterías en cajas de protección y se ubicaran en zonas accesibles en la cabina del conductor

Se mantendrán por separados los circuitos de control y de potencia por medio de extensiones o cables de comunicación, ubicando estos últimos en zonas de ventilación natural o artificial.

Se analizará la posibilidad de reutilizar o no, la caja de mando del sistema actual, evaluando la complejidad de la misma y comparándola con la posible creación de una similar, manteniendo un bajo costo.

Para la programación de la PC:

Se buscará con los asesores información sobre la mejor herramienta de programación de alto nivel, y se evaluará si ya se posee por la empresa o su facilidad de adquisición.

Una vez seleccionado el lenguaje de alto nivel, se procede con la creación de la rutina de comunicación, que permita la obtención del sistema creado.

Se creará las diferentes rutinas de despliegue, almacenamiento y recuperación de los parámetros obtenidos del sistema creado.

Se realizará la programación de la rutina de reprogramación de parámetros de control para el sistema controlador inversor.

Se evaluará los sistemas en conjunto, realizando pruebas controladas en un vehículo verdadero, evaluando por un análisis de cotejamiento y rendimiento del desempeño con lo obtenido con los sistemas actuales.

Se fabricaran los manuales tanto técnicos como de usuario detallados del controlador inversor y cargador de baterías, con un circuito esquemático para el mantenimiento y reparación de los sistema.

Se expondrán los resultados mediante presentaciones animadas y la creación de una pagina de Internet que explique las características básicas del sistema.

4.5 Reevaluación y rediseño

La solución del problema es de final abierto. El sistema a desarrollar puede probarse en muchas condiciones de trabajo y con varios tipos de vehículos.

Para futuras mejoras del proyecto se deberá permanecer pendiente de las últimas tecnologías en fabricación de baterías, a fin de acortar los períodos de recarga de las mismas.

Otras opciones de rediseño podrían ser aumentar los parámetros de medición de las variables implicadas, mejor y más detallada visualización de los valores significativos por el conductor (por ejemplo, exponer a través de pantallas de LCD los indicadores de carga de la batería, velocidad, temperaturas, etc.)

Una de las contribuciones más importantes al sistema, es que se pueda realizar la segunda etapa, en donde se logre una transformación de vehículo eléctrico a vehículo híbrido eléctrico neumático (ver Anexo B.19), al introducir un sistema neumático con un motor de aire en lugar de gasolina, que genere corriente alterna trifásica a partir de un fuente de energía limpia (aire líquido) y así complementar la energía que aportan las baterías para incrementar la autonomía del vehículo (ya que la duración de la carga alcanza poca distancia, alrededor de 70 Km.)

Capítulo 5 Descripción detallada de la solución

5.1 Análisis de soluciones y selección final

Para el control de los circuitos de potencia del inversor se encontraron dos diferentes métodos de control. Control por variación de voltaje y frecuencia por separado y por voltaje y frecuencia en conjunto mediante un PWM.

Tabla 5.1 Comparación de métodos de control de circuitería de potencia

1	Circuito de Potencia Control de voltaje de entrada variable y frecuencia por separado		2	Circuito de Potencia Control de voltaje y frecuencia por técnica PWM directo	
	Ventajas	Desventajas		Ventajas	Desventajas
Una sola medición de corriente y voltaje	Un componente más de potencia IGBT a controlar	Un componente menos de potencia IGBT a controlar	Múltiple medición de corriente y voltaje por Fase		
2 Módulos separados para control de voltaje y frecuencia	Un solo IGBT soporta toda la corriente de carga del motor	La corriente de carga del motor la soportan varios IGBT	Un solo modulo de control de voltaje y frecuencia		
Se utiliza Un solo modulador PWM de ancho de pulso constante por semiciclo sin sincronizar		Existe retorno directo de corriente a las baterías en una función regenerativa,	Se utilizan múltiples moduladores PWM sincronizados de ancho de pulso variable por semiciclo		
Facilidad de programación	No existe retorno directo de corriente a las baterías en una función regenerativa, la circuitería del regulador de voltaje lo impide.		Complejidad de programación		
Un solo filtro de entrada elimina gran cantidad de armónicos			Por medio de un SCR se puede desviar la energía hacia la entrada del cargador de baterías.	Genera más cantidad de armónicos.	
Se facilita el control del frenado regenerativo ya que la energía puede retroalimentarse por el cargador de baterías, controlando el suministro de recarga sin circuitos adicionales.				Se complica el control de frenado regenerativo la energía fluye directamente a las baterías, de no ser que se complique el diseño del control del inversor, para que cumpla el papel de cargador al mismo tiempo	

Aunque la utilización de ambos métodos de control o hardware de potencia proporcionan el cumplimiento de los requerimientos eléctricos, no es así en lo referente a lo económico en fabricación y mantenimiento, y que es punto importante en la búsqueda de una solución para este problema de la empresa.

control, quedando libre el resto de pines para ser utilizados. 2) Debido a que el control de carga de baterías es un sistema extremadamente lento, puede ser utilizado sin ninguna interferencia de control para la transmisión de los datos en tiempo real a la PC y viceversa, lo cual no ocurre en el control del inversor, el cual debe reaccionar rápidamente a cualquier variación o mando del usuario, que la transmisión de datos podría alterar, poniendo en riesgo al usuario. Por tanto se eligió al controlador del cargador de baterías como el responsable de la transmisión de los datos en tiempo real hasta y desde la PC.

5.2 Descripción del hardware

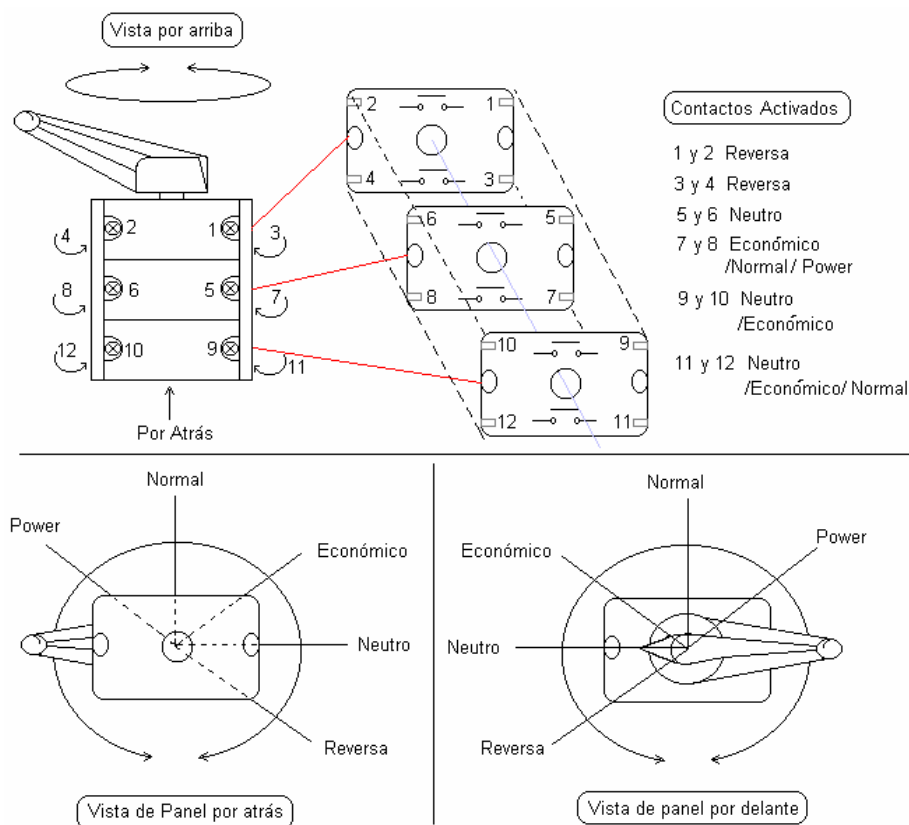


Figura 5.2. Esquema de palanca de cambios

En la figura 5.2, se puede observar la estructura externa e interna de la palanca de cambios que porta de fábrica el vehículo eléctrico a utilizar. La selección de los “cambios de marcha” es rotativa, por medio de cinco posiciones fijas las cuales son: REVERSA, NEUTRO, ECON. (marcha económica), NORMAL y POWER (marcha de máxima potencia).

En la parte inferior de la figura 5.2, se pueden observar las distintas posiciones que se pueden optar con la palanca de cambios y en la parte superior de la misma figura, se observan los tres bloques de contactos que conmutan en diferente combinación cada vez que la palanca toma una nueva posición. Cada uno de estos tres bloques de contactos cuenta con dos pares de contactos, para hacer un total de seis pares de contactos que se manipulan a través de la rotación de la palanca. Los contactos se encuentran numerados del 1 al 12, juntándose en parejas para identificar cada uno de los interruptores existentes.

Según la posición adoptada por la palanca de cambios, una combinación diferente de contactos que se abren y se cierran. Esto quiere decir, que no existe una relación independiente de cada una de las posiciones de la palanca con un par particular de contactos, sino que se dan diversas combinaciones de éstos según la elección de cada “marcha”. A la derecha de la figura 5.2, se detallan las posiciones de la palanca de cambios para la que puede cerrarse cada interruptor (también ver tabla 5.2)

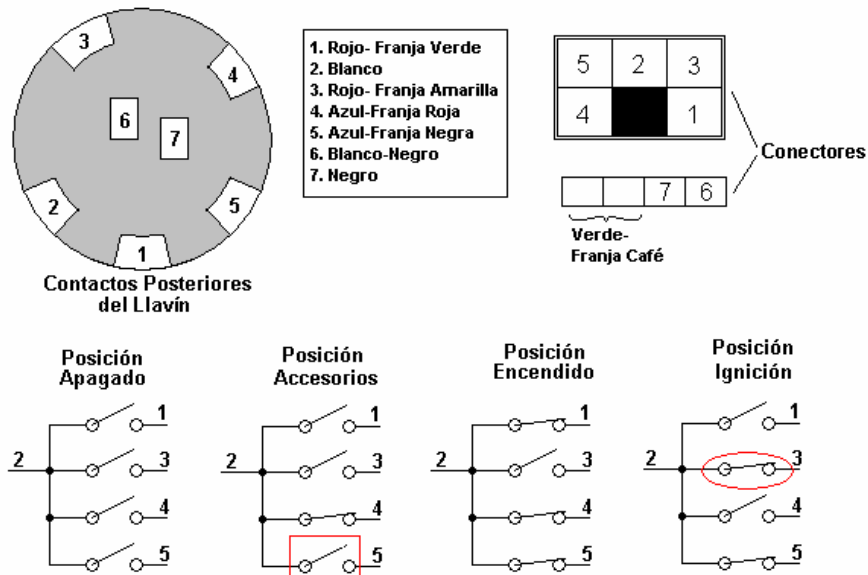


Figura 5.3. Configuración existente de los contactos de llavín de ignición

Otro de los dispositivos de control manual que cuenta el vehículo a utilizar es el llavín, el cual es de tipo estándar y que es utilizado en cualquier vehículo para la protección y el exclusivo uso del portador de la llave. El llavín cuenta con contactos internos con terminales en su parte posterior (ver figura 5.3), que sirven para conectar y desconectar varias de las funciones de los accesorios del vehículo. Por ejemplo, iniciar el sistema de baja potencia para escuchar la radio, activar las escobillas, encender luces, etc. También, como ya se sabe, sirve para darle la ignición al vehículo de combustión.

En el caso del vehículo eléctrico, la llave conecta los sistemas de baja potencia a través de un convertidor CD-CD, accediendo a las funciones de accesorios y encendido, al igual que en un auto convencional de combustión.

La parte superior de figura 5.3, muestra como están distribuidos los contactos del llavín y se indican los colores de los cables que vienen conectados de éste a un conector rectangular que une los circuitos de baja potencia, pasando por una caja de fusibles.

Según la posición tomada por el llavín (o llave), la combinación de los contactos varía. Las diferentes conmutaciones de los contactos y las conexiones

entre sí, se muestran en la parte inferior de la figura 5.3. Es importante mencionar, que más adelante se explica cómo sensar la posición de los contactos sin acoplar en forma directa el circuito controlador a desarrollar con el actual circuito de accesorios y del convertidor CD-CD.

Para detectar la **Posición de Ignición**, se recurre al sensado del contacto que se encuentra entre los puntos llamados 2 y 3, pues es el único que se cierra en esta posición y se conserva abierto en las demás posiciones (contacto que se encierra en un óvalo). Una vez detectada la ignición, se realiza el encendido de las fuentes de alimentación del circuito controlador a desarrollar.

Partiendo de un caso supuesto: Un usuario introduce la llave y quiere solamente encender los accesorios. Mueve la llave de la **Posición Apagado** a la **Posición Accesorios**, con esta elección se encenderá la fuente del controlador del circuito inversor, ni la del cargador de batería (es la misma), pero sí se encenderá el convertidor CD-CD que trae el vehículo desde su compra. Cuando el usuario elige la **Posición Encendido**, en realidad, no inicia el sistema de controladores hasta que la llave sea llevada a la **Posición Ignición**, que es detectada de la manera como ya se explicó.

Esta última opción no es una posición permanente, ya que el llavín actúa como un contacto normalmente abierto (N.O); sin embargo, ya se ha realizado un enclavamiento eléctrico en las fuentes de alimentación de los controladores como se explica más adelante. El llavín se encuentra ahora en la **Posición Encendido**, los controladores están funcionando y es posible poner a recargar la batería desde la red externa o bien, conducir el vehículo.

Si el usuario desea apagar las fuentes de alimentación de los controladores, basta con retroceder la llave a la **Posición Accesorios**, el contacto que está entre los puntos 2 y 5 de esta posición es detectado al abrirse (contacto indicado dentro

interruptor mecánico, cuyo comportamiento eléctrico es el siguiente: Desde el microcontrolador PIC16F877(1) se activa el tiristor de baja potencia cuando la palanca de cambios se encuentre en una posición diferente a NEUTRO, o sea, en REVERSA, ECONÓMICO, NORMAL o POTENCIA (POWER). El tiristor deja fluir corriente hacia el divisor de tensión que reduce el voltaje para la bobina del contactor a 110VCD. Los contactos normalmente abiertos (N.O) del contactor se cierran y se establece tanto el enclavamiento eléctrico como un camino para que la corriente pueda fluir hacia o desde el inversor.

Otro de los dispositivos es el tiristor de alta potencia, conectado desde el positivo de la batería hacia la línea principal de alimentación del inversor. Este tiene la función de conectar la batería con el inversor cuando se activa la aceleración con el pedal, siempre y cuando el contactor antes mencionado se haya activado.

Cuando el motor actúa como generador (función regenerativa), el puente inversor actúa como rectificador; la corriente fluye hacia la izquierda de la figura 5.4 y pasando por el contactor, no desciende directamente hacia la batería debido a que el tiristor de alta potencia se bloquea, proporcionando protección y control sobre la dirección del flujo de corriente para recargar la batería.

El interruptor mecánico o neutro es activado por la posición de la palanca de cambios. Este pone a la bobina del contactor en 0v, provocando el rompimiento del enclavamiento eléctrico y abriendo el camino desde y hacia el inversor. El contactor se utiliza como dispositivo de seguridad mecánico para que no exista aceleración alguna cuando se dé la condición de NEUTRO mecánico en la palanca de cambios.

Finalmente, el circuito de la figura 5.4 posee varios tipos de sensores (de corriente, de voltaje, de frecuencia (velocidad) y de temperatura) que se explicarán en detalle posteriormente.

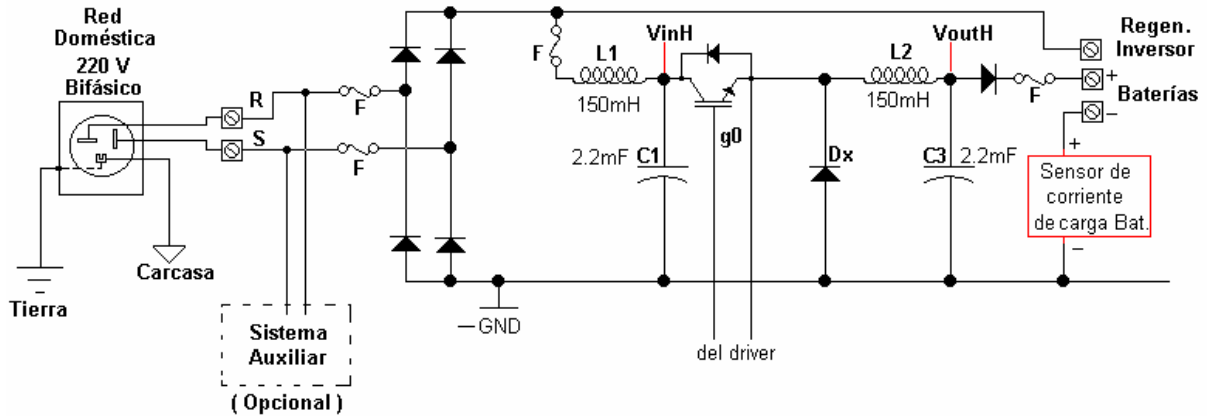


Figura 5.5. Circuito de potencia del cargador de batería con detalles del sensor de corriente

En la figura 5.5 se muestra el circuito de potencia del cargador de batería, que posee una entrada de alimentación alterna de 220Vrms bifásico a través de un tomacorriente debidamente instalado en la carrocería del automóvil.

Después de una etapa de rectificación a través de un puente, la corriente pulsante pasa por un filtro LC paso bajo para que atenúe el rizo (120Hz ó más), evite sobreimpulsos de tensiones y corrientes que pudieran darse en la red eléctrica externa de alimentación. La frecuencia de corte de dicho filtrado se da con la siguiente relación:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(150mH)(2.2mF)}} = 8.76Hz \quad (5.1)$$

Este valor de 8.5Hz obtenido en la ecuación (5.1) asegura la atenuación de armónicos por encima de dicha frecuencia.

Después del primer filtro se realiza un sensado de la tensión de entrada, que posteriormente se explicará con mayor detalle.

El IGBT visto en la figura 5.5, es el encargado de cargar el banco de baterías por medio de un método de carga de tres etapas: corriente constante, voltaje

constante y voltaje flotante. El disparo que este IGBT, se da por medio del PIC16F877(2) encargado del control del cargador. Este microcontrolador posee un programa que opera las distintas etapas de carga de la batería por medio de un control de PWM en la compuerta del IGBT para que se cumplan con los requerimientos de carga de baterías según el fabricante. Primero, a través del sensado del voltaje de entrada y del voltaje y corriente de la salida a la batería, se determina la etapa de recarga a aplicar, por medio de la secuencia de pulsos a la compuerta según el comportamiento de recarga que corresponda. Para doble protección del circuito hacia las baterías, existe otro circuito LC con un diodo de marcha libre, que filtra las conmutaciones del IGBT antes del banco de acumuladores y cuya ecuación (5.2) define su frecuencia de corte.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_3}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{150mH * 2.2mF}} = 8.76Hz \quad (5.2)$$

Existe un conductor que proviene directamente del circuito inversor de la figura 5.4, para introducir la corriente del regenerativo, no directamente hacia la batería, sino que pase por el cargador para poseer control sobre ésta.

Existe una prevista para conectar un circuito auxiliar, a fin de proveer una opción para la transformación del vehículo eléctrico puro en híbrido serie. En este caso, no existen conflictos de la alimentación auxiliar con la energía del regenerativo, pues tanto los diodos del puente rectificador de la entrada como los del circuito inversor estarán abiertos cuando la tensión del otro lado del circuito sea mayor: Si el regenerativo es mayor pone en polarización inversa al puente rectificador de entrada y si la energía auxiliar es mayor, pone en inversa los diodos del circuito inversor.

Todos los sensores mostrados y utilizados en el control de la recarga se detallarán más adelante.

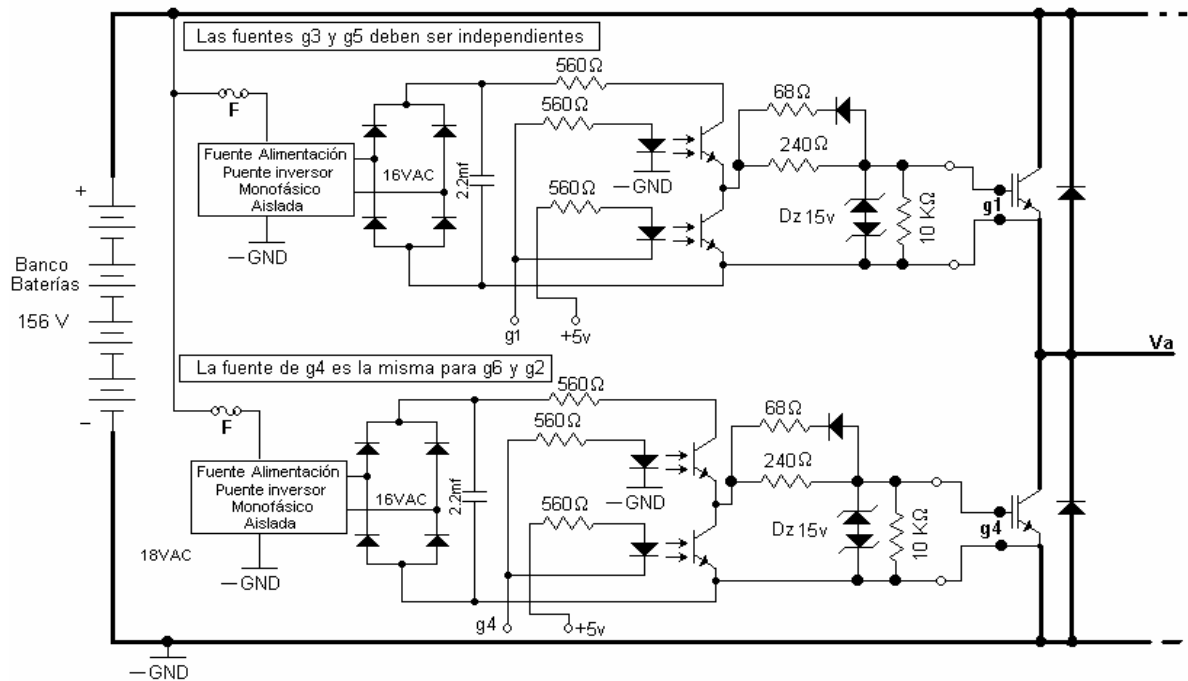


Figura 5.6. Circuitos de los drivers y fuentes de drivers para los IGBT's del inversor

Acerca de los drivers para el disparo de los IGBT's, mostrados en la figura 5.6, se identifican las siguientes partes: propiamente el circuito integrado driver TLP250 y la fuente de alimentación que suministra la polarización de éste y que a la vez lo aísla de la tensión principal de la batería. Cada una de las compuertas de los IGBT's requieren ser disparadas por señales independientes provenientes del microcontrolador, pero también, requieren ser alimentadas sin referencia común a tierra a causa de la configuración del puente inversor, Como puede observarse en las figuras 5.4 y 5.6, los IGBT's del ramal inferior (compuertas g4, g6 y g2), pueden compartir una misma referencia entre sí ya que están conectados al mismo nodo que la tierra principal. Pero, los IGBT's del ramal superior (compuertas g1, g3 y g5) no deben tener la misma referencia entre sí ni tampoco compartir conexión directa con la referencia principal (negativo de la batería). Por esta causa, es necesaria la implantación de fuentes de alimentación independientes que polaricen cada driver de forma aislada, lo cual se logra con transformadores reductores.

Cada fuente de driver se conecta a un único circuito astable (555) que proporcione una frecuencia adecuada pasa por un circuito desfasador de dos señales de control, que a su vez controlan un inversor monofásico que convierte los 156VCD a 120VAC permitiendo una alimentación alterna adecuada en al primario del transformador reductor de la fuente. El secundario del transformador entrega 24VAC que es rectificadada y regulada por medio de un zener, polarizando los drivers en aproximadamente 20v.

Como ya se mencionó, los IGBT's del ramal inferior comparten una misma referencia a tierra junto con la principal del circuito de potencia, por lo que no es necesario implementar una fuente independiente para cada IGBT, sino utilizar una fuente más robusta que soporte los tres drivers de esta sección.

Después de cada driver, se conecta un circuito de regulación y protección de corriente para manejar compuertas de IGBT's y cuyo valor típico de polarización es de 15VCD.

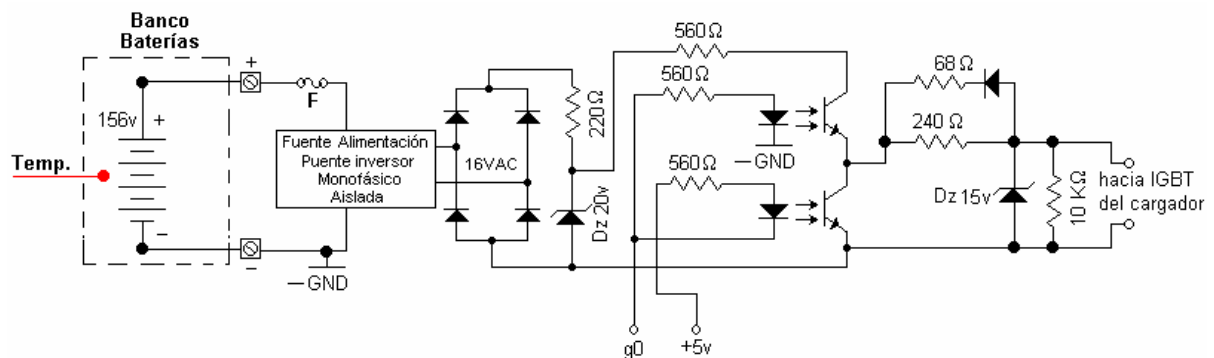


Figura 5.7. Circuitos del driver y fuente del driver para los IGBT's del cargador

El circuito del driver y la fuente del driver para el cargador de batería, de la figura 5.7, es similar a los circuitos descritos para la figura 5.6. La razón para utilizar una fuente independiente es la misma indicada en el caso anterior: no se comparte la referencia a tierra.

pudiesen entregar por lo menos 3 amperios a los reguladores de la fuente. Para que dicho transformador pueda inducir al secundario el voltaje requerido en el primario la corriente debe variar periódicamente. Como la única fuente principal a utilizar es de corriente directa, se debe conmutar la corriente en el primario por medio de un oscilador y un Inversor monofásico. Este oscilador posee su propia fuente de alimentación para su funcionamiento, conformada por un divisor de voltaje en baja potencia, un diodo zener de 15v y un capacitor de filtro. Esta fuente es activada por el enclavamiento del relé1 y los detectores de contactos (ignición y apagado, figura 5.10) activados por el llavín durante el encendido del vehículo eléctrico.

En la esquina superior izquierda de la figura 5.8 se encuentra el circuito detector de línea de alimentación doméstica, el cual se encarga de encender la fuente de alimentación de los circuitos digitales que se utilizan para controlar el cargador de baterías. Con el relé2 se conecta la energía de alimentación por medio de un contacto normalmente abierto (N.O), y por un contacto normalmente cerrado (N.C) la activación de una señal de inhibición para el microcontrolador del circuito inversor, el cual es detectado en el pin RC1 del PIC1 para impedir el funcionamiento del vehículo cuando se están recargando las baterías (el vehículo no puede conducirse, además que no se encuentra la llave puesta). La fuente de alimentación es apagada nuevamente, con solo la desconexión de la línea de alimentación doméstica.

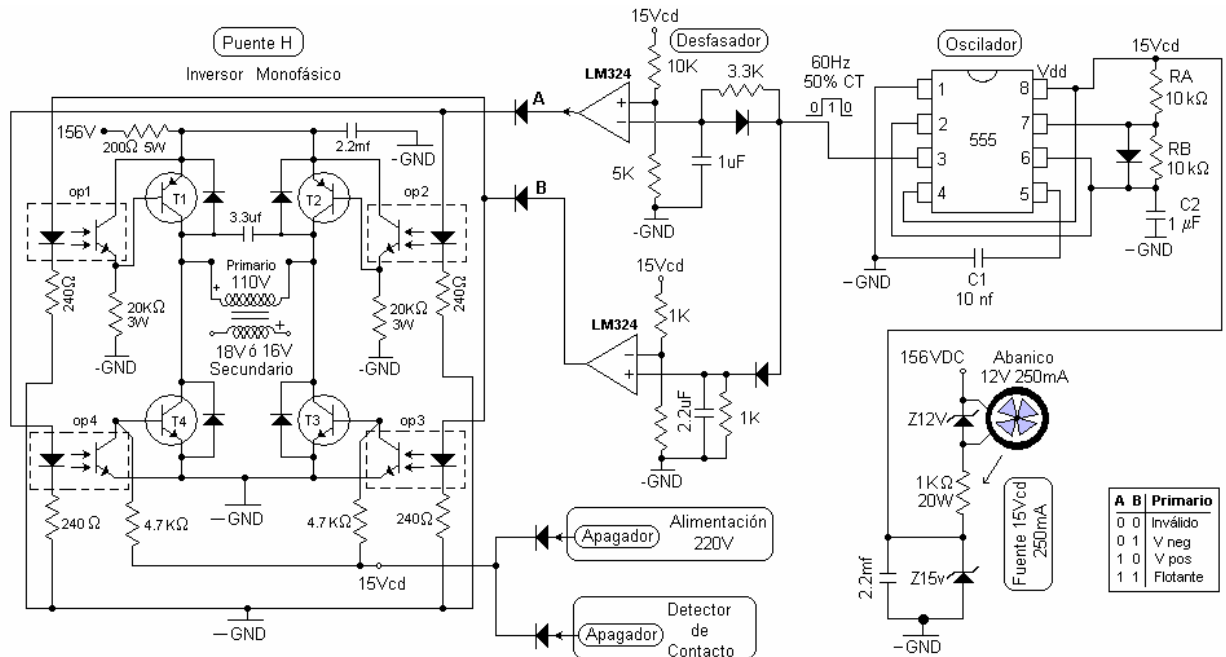


Figura 5.9. Circuito oscilador y puente inversor monofásico

Debido a que todas las fuentes, tanto para los driver de los IGBT's como para las fuente de alimentación analógica y digital utilizan transformadores; por tanto, para inducir un voltaje en el secundario de éste y utilizando una fuente principal de corriente directa en el primario, se debe generar una secuencia de pulsos para excitar dicho transformador, por lo cual se utiliza un oscilador basado en el integrado LM555, debido a su versatilidad de uso y tamaño reducido (ver figura 5.9). La salida de éste oscilador se conecta a un desfasador que controla el inversor monofásico que se encarga de conmutar el transformador y generar una excitación adecuada para inducir un voltaje al secundario. El desfasador divide la señal en dos (A y B), las cuales se comportan como se muestra en la tabla 5.2

Tabla 5.2 Secuencia de control para el inversor monofásico

A	B	Voltaje en el Bobinado Primario
0	0	Invalido (no se produce)
0	1	Voltaje Negativo
1	0	Voltaje Positivo
1	1	Tiempo Muerto

La frecuencia de oscilación para el LM555 se obtiene de la siguiente manera (ver ecuación 5.3):

$$t_{\text{alto}} = RA * C2 = 10k\Omega * 1\mu F = 0.01s$$

$$t_{\text{bajo}} = RB * C2 = 10k\Omega * 1\mu F = 0.01s$$

$$f_{osc} = \frac{1}{t_{\text{alto}} + t_{\text{bajo}}} = 50Hz \quad (5.3)$$

El diodo conectado en paralelo con RB, permite obtener el mismo tiempo de carga y de descarga del capacitor C2, por tanto, un ciclo de trabajo de 50%.

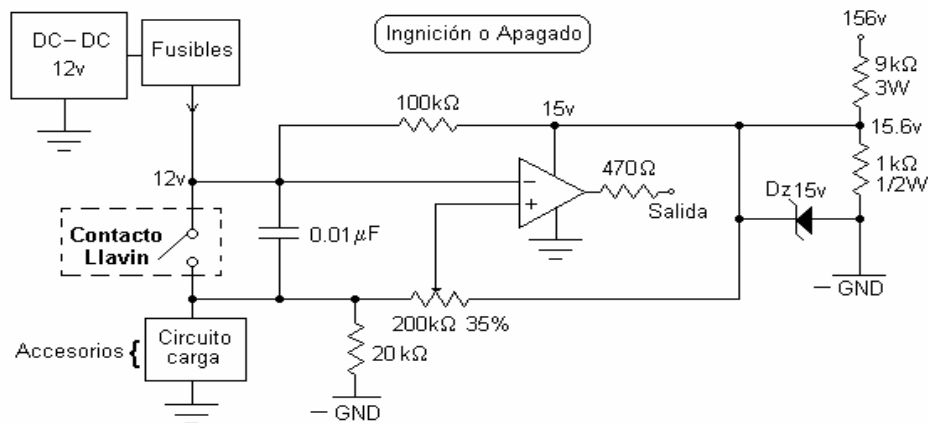


Figura 5.10 Circuito de contacto de llave de ignición

Debido a que el llavín del automóvil a utilizar en éste proyecto esta conectado al sistema de 12v del CD-CD (accesorios) y se desea además utilizar el mismo llavín pero independizando de la fuente de 12v del CD-CD, es necesaria la utilización de detectores de contactos que aíslen el convertidor CD-CD del sistema de alimentación del circuito inversor (ver figura 5.10). Este detector dependiendo del contacto al que se encuentre conectado, activa o desactiva la ignición, o el apagado de la fuente de alimentación de +12v y +5v de la figura 5.8 (Ver también Figura 5.9).

El circuito de la figura 5.10 consta una fuente de alimentación directa de las baterías principales, regulada con un diodo zener de 15v y un divisor de voltaje resistivo. Un circuito integrado LM324 en configuración de comparador detecta el cierre del interruptor mecánico y activa en su salida un relé de estados sólido que aísla la fuente de 12v del circuito controlador PIC.

La utilización de una resistencia de 100kΩ conectada de la fuente de 15v a la entrada no inversora del operacional mantiene un aislamiento resistivo entre las fuentes de 12v y 15v y proporciona un potencial cuando la fuente 12v del convertidor CD-CD no se encuentre conectado por múltiples razones: desconectado en forma intencional, dañado, fusibles quemados, etc. El capacitor de 0.01μF utilizado en este detector de contacto mantiene el potencial para que sea comparado con la referencia, cuando el contacto se cierra, el potencial en el capacitor cae de 12v ó 15v a 0v, el cual va a ser menor que la referencia y por lo tanto se activará el fototransistor a la salida, todo lo contrario ocurre si el contacto se abre nuevamente. El detector siempre estará en funcionamiento debido a que tiene que monitorizar todo el tiempo cuando se acciona el llavín para inicializar el resto de los sistemas.

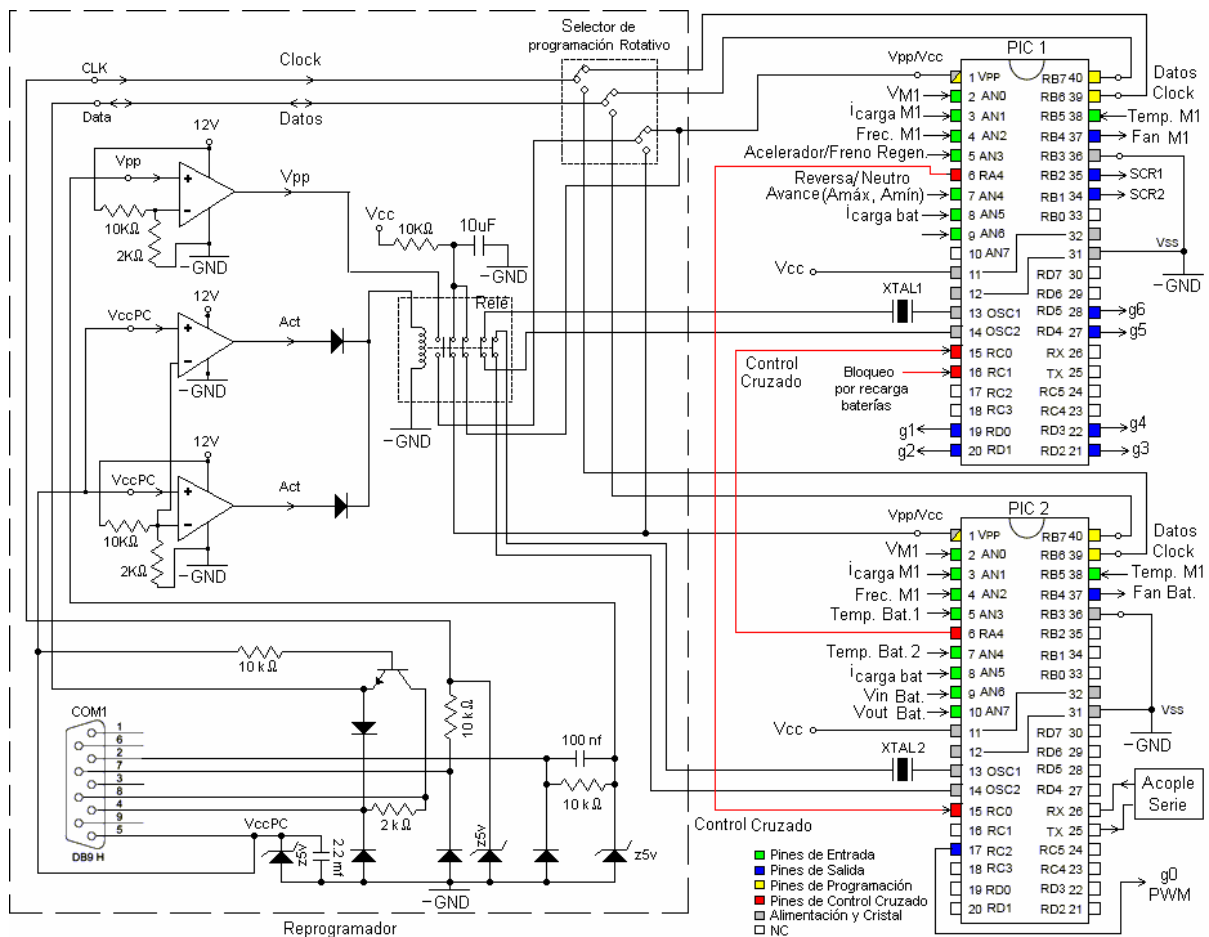


Figura 5.11. Circuito control inversor, control cargador y reprogramador

Para facilitar el desarrollo del proyecto, pruebas y puesta en marcha del sistema se ha desarrollado un circuito reprogramador de PIC's, que se encuentra inmerso dentro del resto de la circuitería y cuenta con la posibilidad de reprogramar cualesquiera de los dos PIC's existentes: el PIC del cargador de batería (PIC2) o el del circuito inversor que controla al motor (PIC1), (ver figura 5.11).

El objetivo principal de introducir el reprogramador es para no armar y desarmar continuamente las partes del vehículo en donde se encuentra ubicada la tarjeta impresa de control (en el DASH), para poder realizar reprogramaciones. En vez de esto, se cuenta con un conector DB9 externo para realizar la reprogramación de los microcontroladores según se desee.

La parte inferior izquierda de la figura 5.11, se muestra el conector DB9 el cual se conecta directamente a un circuito común de reprogramador de PIC's (esta parte del diseño no es propia del desarrollo de este proyecto, sino un circuito comercial de dominio público que se encuentra en Internet). Este circuito reprogramador tiene una tierra virtual (flotante) que se puede acoplar directamente a las tierras del resto del sistema, siempre y cuando no posea ninguna otra relación común entre la PC y el sistema

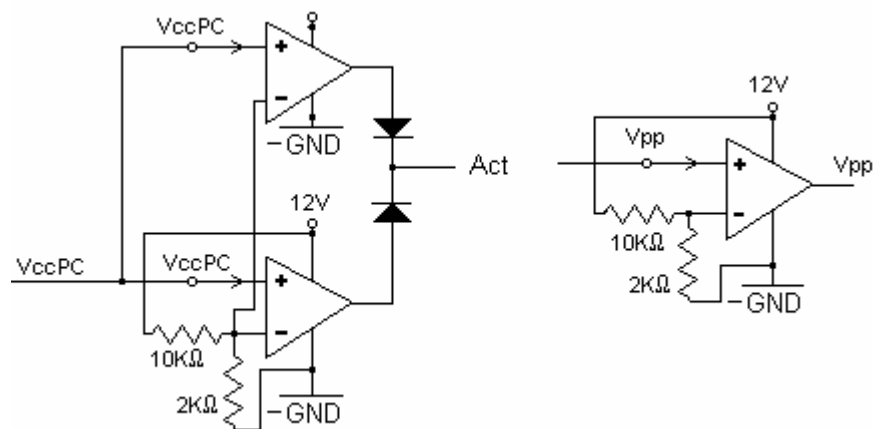


Figura 5.12. Circuito de acople de señales Vpp y VccPc(Act.)

Como es necesario unir este circuito reprogramador al sistema a desarrollar, se realizó el diseño de un circuito que acoplara las señales necesarias provenientes del reprogramador comercial: DATA, CLK, Vpp₁ y VccPC. Las cuales son enviadas por puerto serie RS-232 desde una computadora de escritorio o una portátil. Por

causa que las pruebas a realizar se dan en un ambiente lejano a una oficina (en un auto), es necesario elegir la opción de una computadora portátil sobre el asiento del acompañante del vehículo en cuestión.

Las señales provenientes de la computadora portátil que pasan por el circuito reprogramador comercial, no alcanzan los niveles de voltaje adecuados para la reprogramación de los PIC's (+12v). El circuito que acopla estas señales está hecho en base a amplificadores operacionales que adaptan cierto rango de voltajes de entrada a los voltajes y las tierras propias del circuito donde están conectados los microcontroladores. Como se puede observar en la figura 5.11, el circuito acoplador cuenta con un acople directo bidireccional para la señal de DATA y CLK, a fin que la programación pueda ser verificada y para las señales VccPC y Vpp₁, el acople es unidireccional utilizando solamente Amplificadores operacionales (ver figura 5.12).

Como es necesario que el circuito reprogramador sea útil para ambos PIC's, existe un circuito selector con un interruptor en el cual se pueda elegir entre cual de los dos microcontroladores se desea programar con el software correspondiente a cada PIC. Para evitar confusión de programas, cada microcontrolador cuenta con las señales de control cruzado que se conectan entre sí en los pines 6 y 15 de cada integrado (ver a la derecha de figura 5.11), y que se detalla posteriormente cuando se explique la programación de control. Además, las salidas utilizadas de los microcontroladores no son las mismas en ambos, a fin de tener una doble protección en caso de invertir la programación en los chips.

Otra de las funciones que tiene este circuito reprogramador es la de detectar automáticamente el cable de programación en el conector DB9. Utilizando los amplificadores operacionales del circuito de acople explicado anteriormente. Se detecta la presencia de VccPC que es una tensión positiva de alimentación proveniente de la computadora portátil con la cual se realiza la programación. Una vez detectado el cable de programación, se activa un relé que desacopla los microcontroladores de parte sistema del controlador y los conecta al circuito reprogramador, conmutando el voltaje de alimentación: Cuando los PIC's están en

funcionamiento normal, el pin 1 se encuentra con una alimentación $V_{cc} = +5v$, pero cuando está en programación la tensión de esta terminal debe ser $V_{pp} = +12v$. También este relé se encarga de desconectar a los cristales para evitar inicializaciones repentina en medio de la programación. Cuando, el cable serie se desconecta del terminal DB9, el relé retorna a su estado pasivo y la alimentación en el pin 1 de los PIC's vuelve a ser +5v.

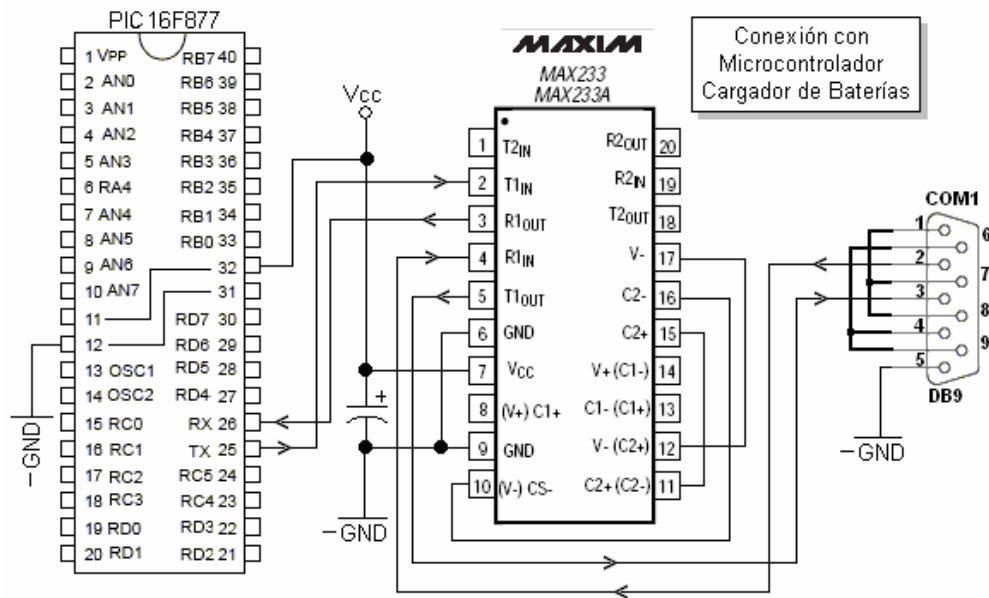


Figura 5.13. Circuito de comunicación con puerto serie PC

El circuito de comunicación con el puerto serie RS-232 de la computadora sirve para monitorear señales en tiempo real de voltajes, corrientes, temperaturas y frecuencia, provenientes del microcontrolador (PIC2). Es necesaria la utilización de un circuito integrado MAX233 que sirve como “adecuador de señal”, ya que convierte tensiones TTL del PIC a tensiones transmisión serie estándar y viceversa. El MAX233 tiene básicamente en su interior, amplificadores operacionales como comparadores en ambos sentidos para una comunicación bidireccional. La figura 5.13 muestra al PIC2 conectado al conector serie a través del MAXIM.

La elección del PIC2 para ser el encargado de la comunicación con la PC, se debe, a que el microcontrolador es también el encargado del control del cargador de baterías. El proceso de recarga del banco de baterías demanda poca velocidad en el manejo aportado por el PIC2, aprovechado esta característica, se le atribuye a éste microcontrolador la función de la comunicación hacia el usuario del vehículo.

Es por eso, que en la figura 5.11, se observa la duplicidad de la mayoría de señales de control en las entradas de los microcontroladores. En el PIC1 las señales entrantes sirven como variables directas en el control del circuito inversor y las mismas señales en el PIC2, son únicamente para ser conformadas en una trama para ser enviadas a la PC vía puerto serie. Las señales que se duplican en ambos chips son las siguientes: V_{M1} : voltaje efectivo del motor, $i_{carga M1}$: corriente de carga del motor, $Frec_{M1}$: velocidad del motor medida a través de la frecuencia mecánica, $i_{carga bat}$: para medir corriente del regenerativo, $Temp_{M1}$: temperatura límite del motor.

En esta trama de comunicación hacia la PC, van adicionadas las otras señales de control que entran directamente al PIC2 a partir de los sensores del circuito cargador. La explicación de conformación de la trama de datos mencionada, corresponde a la sección de software de este mismo documento.

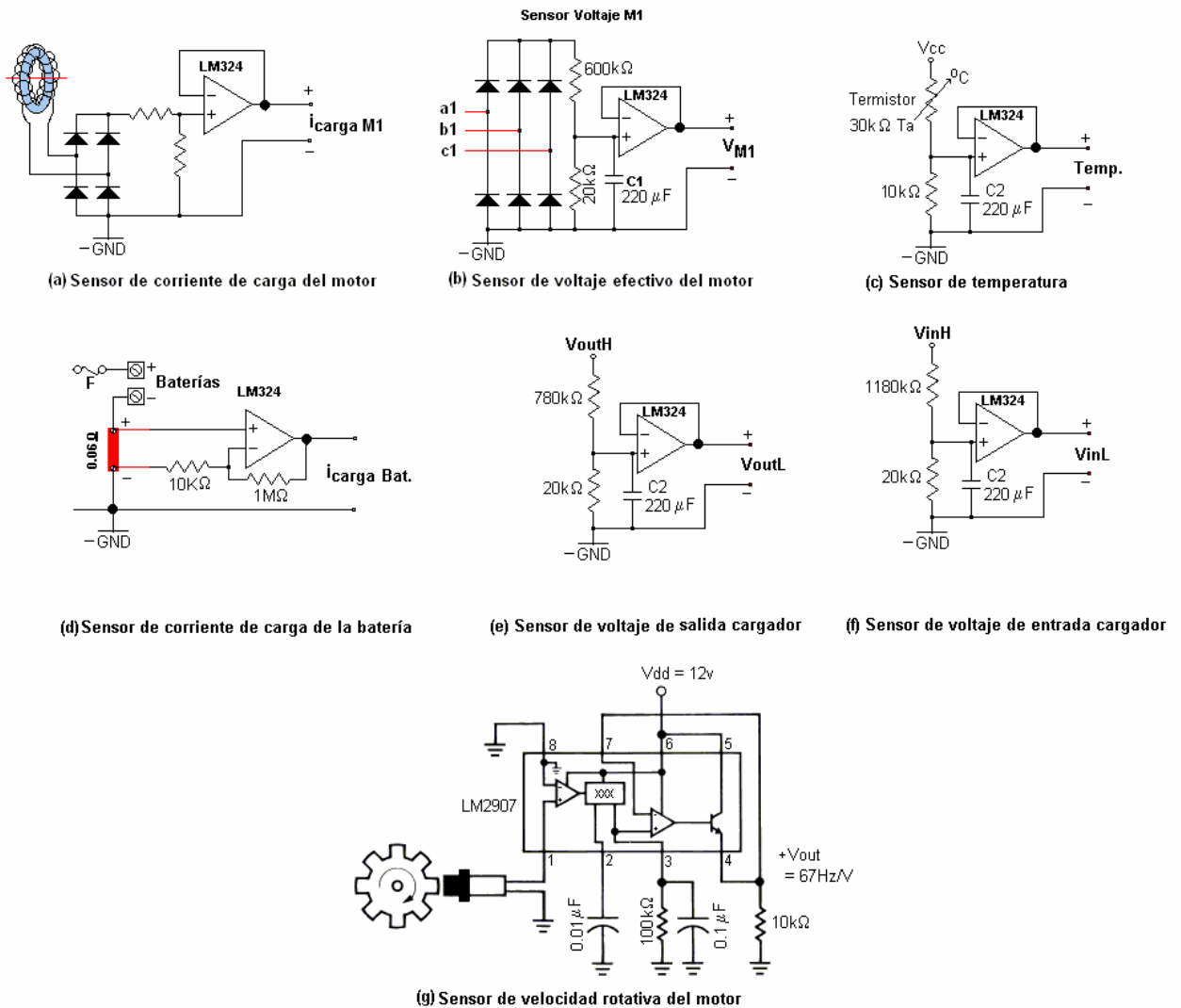


Figura 5.14. Diferentes tipos de sensores utilizados en el sistema.

En la figura 5.14 se observan los diferentes sensores a utilizar en el sistema a desarrollar. Para sensar la corriente de carga del motor (ver figura 5.14.a) se utiliza un transformador de corriente, que posee la ventaja de aislar el circuito y transducir la corriente de carga del motor a un voltaje manejable para circuitos de media y baja potencia.

Debido a que la corriente en el motor es variable en el tiempo con un frecuencia dependiente al la velocidad del motor, se utiliza un rectificador y un capacitor de filtrado que proporciona una corriente transformada a voltaje efectivo, el cual es reducido aún más por medio de un divisor de voltaje resistivo para que sea compatible con la tecnología TTL que utilizan los microcontroladores. Como medida de mayor seguridad y de desacople, se utiliza un amplificador operacional LM324 en forma de seguidor de voltaje que transfiere la misma magnitud de la medición pero sin sobrecargar a la misma.

En la medición del voltaje en el motor (ver figura 5.14.b) se utiliza un rectificador trifásico de baja potencia que convierte el voltaje alterno de las fases a voltaje directo efectivo. Esto permite obtener una única medición de voltaje simplificado para el control del sistema. Un divisor de voltaje y un capacitor, reduce y filtra el voltaje efectivo para que sea compatible con el microcontrolador el cual utiliza tecnología TTL. Utilizando un amplificador operacional LM324 como seguidor de voltaje se logra aislar la carga a la medición para obtener valores más exactos, además de funcionar como acople de seguridad contra sobrecorrientes.

En la figura 5.14.c se puede observar el sensor de temperatura, que se utiliza en las baterías. En el sensor, se utiliza una resistencia térmica (termistor) la cual disminuye su resistencia conforme se aumenta la temperatura ($T_a = 25^{\circ}\text{C} \Rightarrow R_T = 30\text{K}\Omega$). Utilizando un divisor de voltaje con el termistor y un capacitor se logra disminuir y variar el voltaje proporcionalmente cuando la temperatura varía, además de filtrar (paso bajo) las altas frecuencias de ruido que puedan interferir con la medición. Para aislar la carga de la medición se utiliza un amplificador operacional LM324 en configuración de seguidor de voltaje.

Debido a que la corriente de la batería es directa, se debe utilizar una resistencia muy pequeña (SHUNT) de aproximadamente 0.05Ω (ver figura 5.14.d). En ésta resistencia al pasar una corriente, se origina un voltaje en sus terminales el cual se amplifica con un LM324 como amplificador no inversor para obtener un

mayor rango de medición, que en el presente caso posee una ganancia de 101 según la relación entre las resistencias del amplificador. Como los voltaje son muy pequeños y las resistencias utilizadas muy grandes, se logra obtener además un aislamiento que protege la circuitería de control o microcontrolador.

En la figura 5.14.e se puede observar el sensor de voltaje de entrada en el cargador, el cual utilizando un divisor de voltaje y un capacitor se logra disminuir y filtrar a un voltaje más adecuado para la circuitería digital. Con la utilización de un amplificador operacional LM324 como seguidor se logra un mayor aislamiento de la medición y el resto del circuito. La misma configuración es utilizada para el sensor de voltaje de salida del cargador, solamente se varía la relación de voltaje del divisor debido a que se trata de voltajes diferentes en amplitud (ver figura 5.14.f)

Para la medición de la frecuencia mecánica o velocidad del motor. El sensor (ver figura 5.14.g) se compone de una pieza mecánica rotativa y un transductor (óptico o magnético) que capta las desigualdades de la superficie del disco, que se traducen a impulsos eléctricos cada vez que rompen su campo. Estos impulsos son captados por un circuito integrado LM2907 que convierte los impulsos en un voltaje directo proporcional a la velocidad o veces por unidad de tiempo que ocurren los impulsos, obteniéndose así, una mejor interpretación por parte del sistema digital de la velocidad de giro mecánico del motor. Este circuito integrado (LM324) varía su rango de medición, dependiendo de los valores de capacitancia y resistencia conectados a sus terminales, con el fin de lograr el mejor margen de medición.

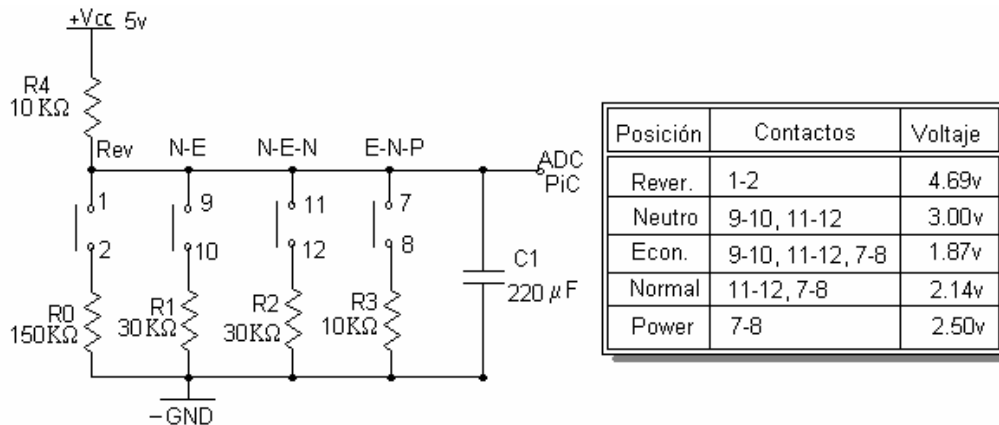


Figura 5.15 Circuito convertidor de posición a voltaje, de la palanca de cambios

Como ya fue descrito, la palanca de cambios posee cinco posiciones para que el usuario pueda elegir la “marcha” del vehículo. Los contactos de esta palanca no son independientes entre sí, sino se realiza una combinación de los 6 pares de contactos cada vez que se selecciona una posición por el usuario. Es necesario implementar un pequeño detector de posición de la palanca, con base en la conmutación de los contactos de cada una de las opciones de ésta.

La figura 5.15, muestra como con una configuración de resistencias se pueden detectar las diversas combinaciones de contactos en cada cambio de posición de la palanca. El sistema de detección está basado en divisores de voltaje resistivos que conectan y desconectan resistencias en paralelo, según corresponda la opción.

Como se observa a la derecha de la figura 5.15, se expresa un resumen de las diferentes conexiones posibles y los contactos que se conectan por opción. Los números correspondientes a cada uno de los contactos son los mismos que se observan en la figura 5.2.

Cuando se selecciona REVERSA con la palanca de cambios, el único interruptor que se cierra es el que se encuentra entre los contactos 1 y 2. Esto provoca que se forme un divisor de tensión entre la resistencia R4 y R0 (ver figura 5.15) El voltaje del divisor que es enviado a entrada analógica del PIC1, tiene el siguiente valor:

$$V_{sal} = V_{cc} * \frac{R_0}{R_0 + R_4} = 5v * \frac{150K\Omega}{150K\Omega + 10K\Omega} = 4.69v \quad (5.4)$$

La ecuación 5.4 muestra el mismo valor indicado en la figura 5.15 para la posición de REVERSA.

Las ecuaciones 5.5, 5.6, 5.7 y 5.8 justifican los valores de cada posición que se observan en la figura 5.15 y en la tabla 5.2. Así, para las siguientes opciones de posición de la palanca de cambios se tiene:

- NEUTRO: se conectan las resistencias R1 y R2:

$$R_{eq} = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} = \frac{30K\Omega * 30K\Omega}{30K\Omega + 30K\Omega} = 15K\Omega$$

$$V_{sal} = V_{cc} * \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_4} = 5v * \frac{15K\Omega}{15K\Omega + 10K\Omega} = 3.00v \quad (5.5)$$

- ECON.: se conectan las resistencias R1, R2 y R3:

$$R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = \frac{1}{\frac{1}{30K\Omega} + \frac{1}{30K\Omega} + \frac{1}{10K\Omega}} = 6K\Omega$$

$$V_{sal} = V_{cc} * \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_4} = 5v * \frac{6K\Omega}{6K\Omega + 10K\Omega} = 1.87v \quad (5.6)$$

- NORMAL: se conectan las resistencias R2 y R3:

$$R_{eq} = \frac{R2 * R3}{R2 + R3} = \frac{30K\Omega * 10K\Omega}{30K\Omega + 10K\Omega} = 7.5K\Omega$$

$$V_{sal} = V_{cc} * \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R4} = 5v * \frac{7.5K\Omega}{7.5K\Omega + 10K\Omega} = 2.14v \quad (5.7)$$

- POWER: se conecta la resistencia R3:

$$V_{sal} = V_{cc} * \frac{R3}{R3 + R4} = 5v * \frac{10K\Omega}{10K\Omega + 10K\Omega} = 2.50v \quad (5.8)$$

Tabla 5.3. Resumen de los contactos y sensor para las posiciones de la palanca de cambios

Posición de la Palanca de Cambios	Contactos que se Cierran	Resistencias que Forman el Divisor de Tensión	Voltaje Enviado a la Entrada del PIC1	Rango de Voltaje Reconocido por el PIC1
REVERSA	1-2	R0	4.69v	4.00v – 5.00v
NEUTRO	9-10,11-12	R1 y R2	3.00v	2.80v – 3.20v
ECON.	9-10,11-12, 7-8	R1, R2 y R3	1.87v	1.65v – 1.95v
NORMAL	11-12, 7-8	R2 y R3	2.14v	2.05v – 2.25v
POWER	7-8	R3	2.50v	2.40v – 2.60v

Una vez establecidos los valores de tensión que son enviados a la entrada analógica del microcontrolador PIC1, se recomienda trabajar con rangos de sensibilidad con el propósito de no forzar la medición a un valor exacto en el ADC del PIC1. Esto se debe a las posibles fluctuaciones que tenga el voltaje de alimentación Vcc y a las tolerancias propias de las resistencias. Aunque los rangos de trabajo de cada voltaje que refleja una posición son pequeños, a causa de la alta resolución del ADC del PIC1 (8 bits), existen suficientes combinaciones binarias para separar cada rango de trabajo y además introducir una “banda prohibida” que proteja la selección entre cada “marcha” del vehículo (ver tabla 5.2).

También se ha adicionado un capacitor a la salida del sensor de posición de la palanca, con el objetivo de evitar cambios bruscos en la tensión cuando se abren o se cierran los contactos (ver figura 5.15).

5.3 Descripción del software

5.3.1 Software para el sistema controlador polifásico inversor

Se puede observar en la figura 5.16 el diagrama de flujo del control digital para el sistema de hardware descrito anteriormente, en lo referente a la variación de frecuencia y variación de voltaje promedio. Para el mantenimiento del par constante, el diagrama de flujo del control automático de un motor trifásico sincrónico es el siguiente.

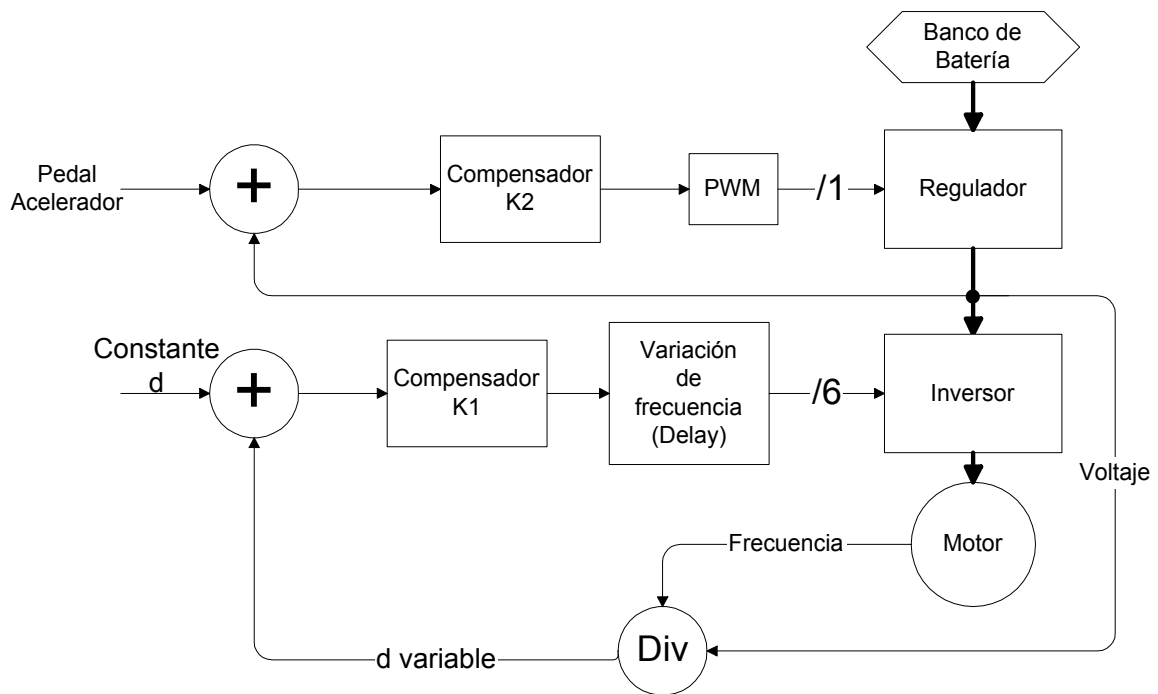


Figura 5.16 Diagrama de flujo del control de velocidad a par constante.

El control para motores trifásicos sincrónicos mostrado en la figura 5.16 se basa en mantener la relación de voltaje (V_a) y frecuencia (ω_m) como constante (d), (ver ecuación 2.1):

$$d = \frac{V_a}{\omega_m} \quad (2.1)$$

El cual mantiene el par del motor constante para cualquier velocidad en el rango nominal¹². Cuando se incrementa, por medio del pedal de aceleración, el voltaje del regulador por medio del PWM, este es compensado hasta la referencia, debido a que la razón voltaje/frecuencia (d variable) es mayor que la referencia (d constante) se debe incrementar la frecuencia por medio del compensador hasta que la razón voltaje/frecuencia sea igual a la referencia, como la frecuencia eléctrica es sincrónica a la frecuencia o velocidad del rotor, esta también se aumenta, pero con un mismo par.

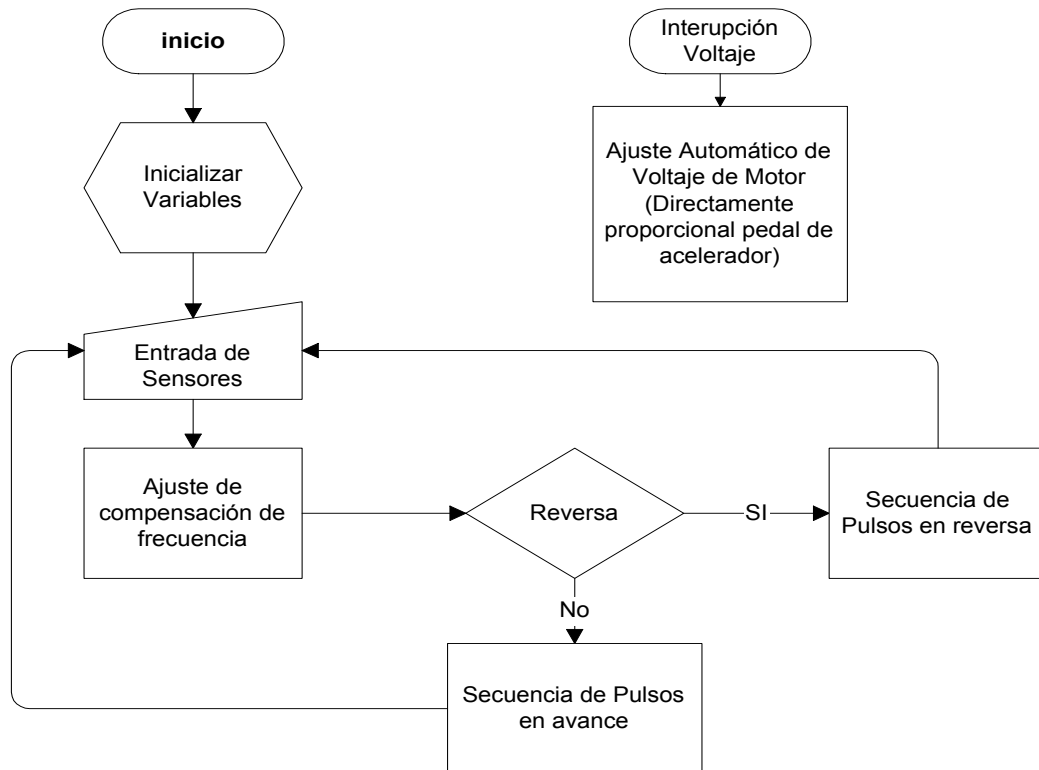


Figura 5.17 Diagrama de flujo de programa principal para la reversa y avance del motor

En la figura 5.17 se observa el diagrama de flujo del programa principal para el control de velocidad del motor, en donde se generan la secuencia de pulsos en avance y reversa, dependiendo de la indicación del usuario. El ajuste de compensación de la frecuencia se establece por cada ciclo de 360°, inversamente proporcional al ciclo de espera (Delay) por cada 60° propiciando así la variación de la velocidad de forma paulatina.

¹² El par motor constante garantiza que el motor no se queme a muy baja frecuencia.

La compensación del voltaje del sistema controlador inversor se realiza por medio de una interrupción, que es directamente proporcional a la variación de referencia del pedal de la aceleración coordinado por el usuario. En la figura 5.18 se observa el diagrama de estados tanto de la reversa como el avance del motor, además de la secuencia de los disparos de los componentes en el puente inversor y el regulador.

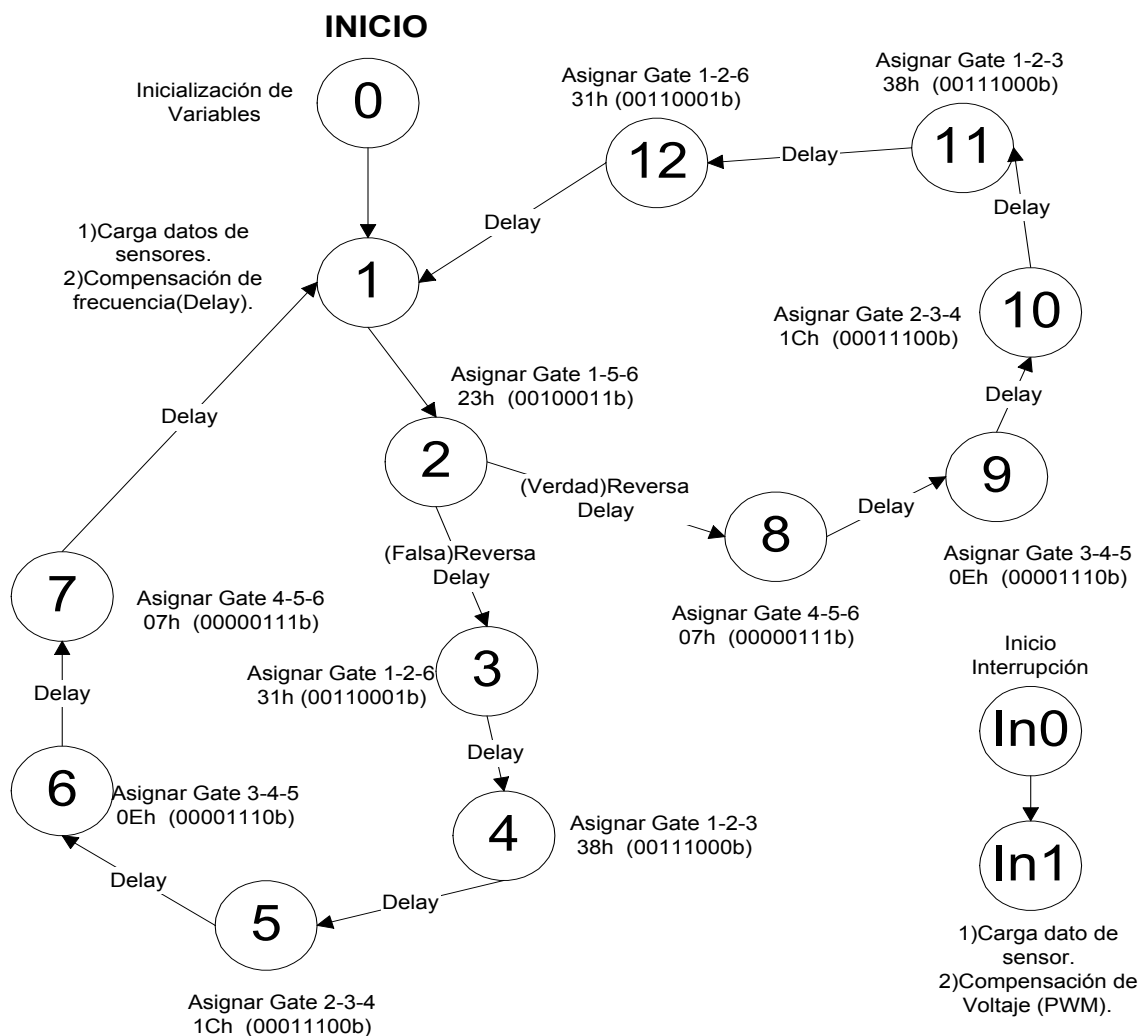


Figura 5.18 Diagrama de estados principal para la reversa y avance del motor

En la figura 5.19 se puede observar el diagrama de flujo de la secuencia de pulsos para el avance del motor del sistema.

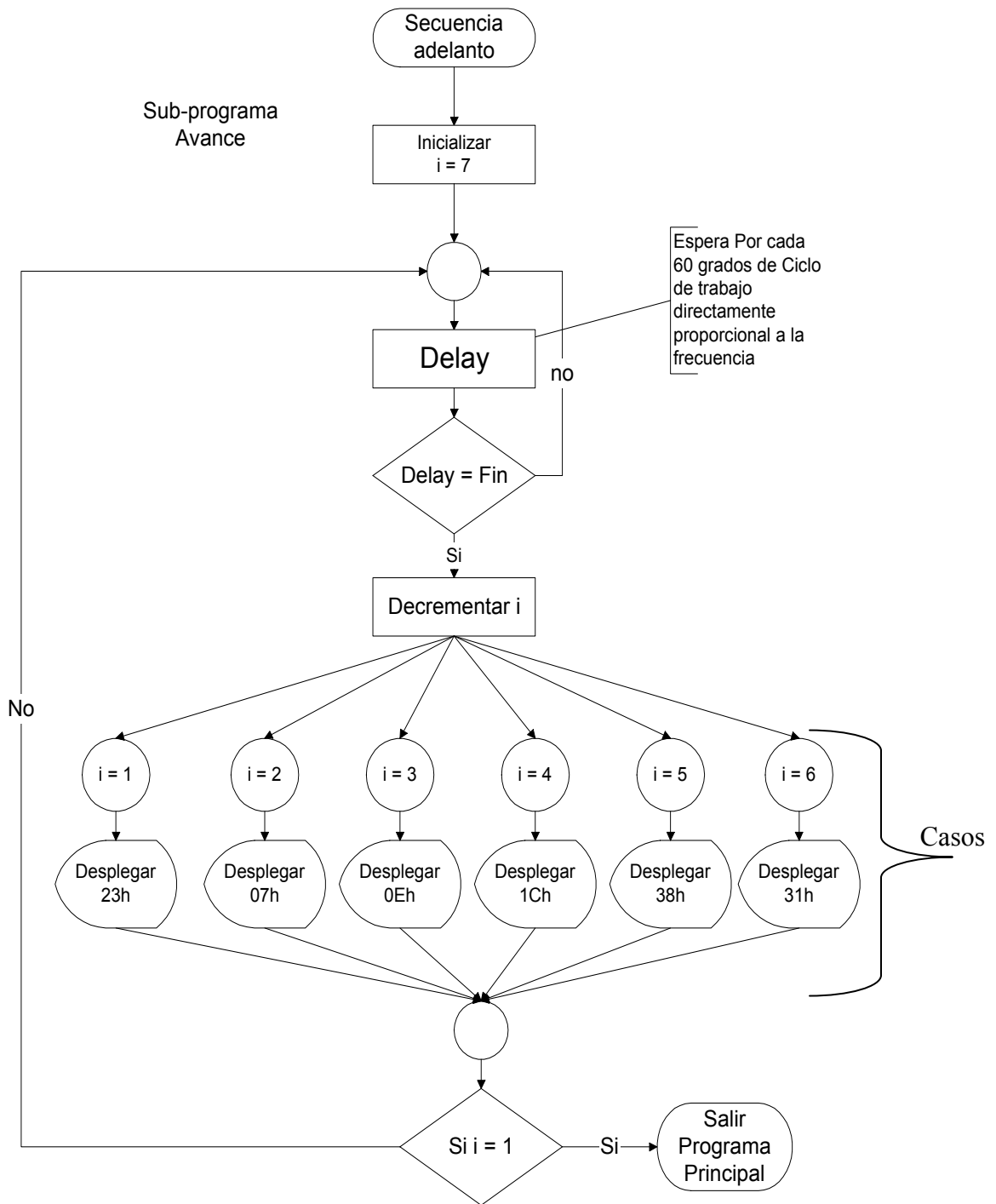


Figura 5.19 Diagrama de flujo del sub-programa de avance del motor

El algoritmo de la secuencia de avance del motor se puede explicar de la siguiente manera; se inicializa el contador “i” igual a 7, luego se aplica un retardo de tiempo que es proporcional al período de 60 grados del ciclo de trabajo total, con el fin de realizar un ajuste de parámetros entre la parte eléctrica y mecánica del motor. Luego se decrementa el contador para enviar desde el microcontrolador el siguiente grupo de pulsos (otros 60 grados) al bloque inversor y lograr así las formas de onda que se observan en la figura 2.12. Se envían secuencias de pulsos en cada ciclo del algoritmo siempre y cuando el contador “i” no sea igual a 1 (siguiendo la ruta del condicional = **NO** vista en el diagrama de flujo); en caso que el contador $i = 1$, se sale de procedimiento y se vuelve a iniciar desde la asignación de $i = 7$. Cada vuelta completa del algoritmo corresponde a 360 grados de pulsos aplicados al bloque inversor que controla la rotación del motor eléctrico. Todo esto sucede siempre y cuando se seleccione la marcha de avance del vehículo en el programa principal.

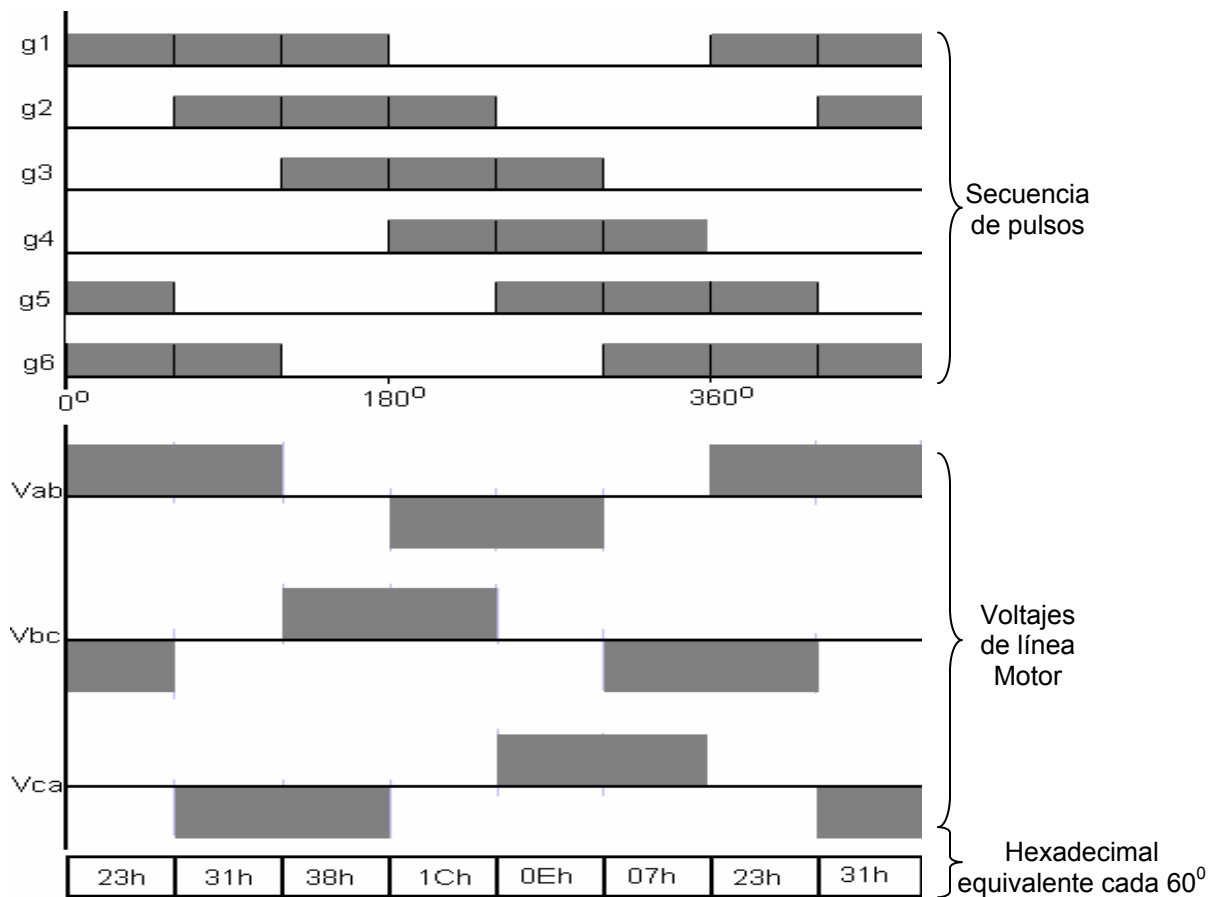


Figura 5.20 Diagrama de ciclos de conducción en avance del motor

Para el algoritmo de la secuencia de reversa, la explicación es idéntica, pero cambiando la inicialización del contador "i" en 0 y la realización de un incremento en lugar de un decremento, logrando así la inversión de dos de los tres voltajes de línea aplicados al motor (V_{bc} y V_{ca}). Se puede notar que para la reversa en la figura 5.20, partiendo de los 360° hasta los 0° V_{bc} se atrasa y V_{ca} se adelanta respecto a V_{ab} , que físicamente representa un intercambio de las fases.

El diagrama de flujo de la secuencia en reversa y las curvas de los voltajes revertidos de fase se muestran en el apartado de Apéndice en las figuras A.1.2 y A.1.3 respectivamente.

5.3.2 Software para el sistema cargador automático de batería.

Para el cargador de baterías a utilizar en este proyecto se considera la utilización de múltiples etapas consecutivas de recarga automática (por corriente constante, voltaje constante y voltaje flotante) respectivamente. La utilización de estas etapas proporciona una mayor eficiencia de carga y aumento de la vida útil de la batería.

En la figura 5.21 se puede observar un ejemplo de la forma de voltaje y corriente de un ciclo completo de carga de una batería con tres etapas consecutivas.

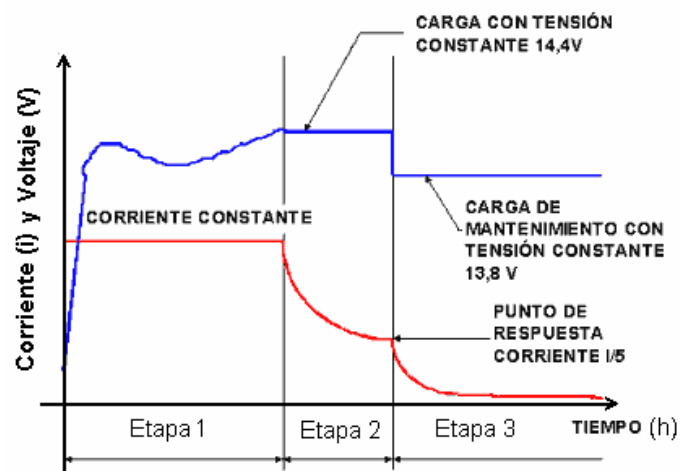


Figura 5.21 Diagrama de ciclo completo de recarga de baterías plomo ácido¹³.

Cuando una batería se encuentra descargada, la corriente que solicita la batería a voltaje máximo es también máxima, por tanto, su capacidad de corriente interna acumulada efectiva es mínima o mucho menor al 100% de su porcentaje de carga total, ello quiere decir que la corriente que se solicita en la batería para su recarga es inversamente proporcional a su almacenamiento de energía en forma de corriente (carga eléctrica) en la batería; como se puede observar en la figura 5.21, Etapa 3, cuando la batería esta completamente recargada la corriente que solicita es extremadamente pequeña.

¹³ Curvas de cargador comercial marca ABSAAR modelo BBE 1201 - 5

Aplicando la característica de recarga vista en la figura 5.21 pero escalándolo a las necesidades del proyecto se puede observar en la figura 5.22 el diagrama de flujo que controla dichas etapas.

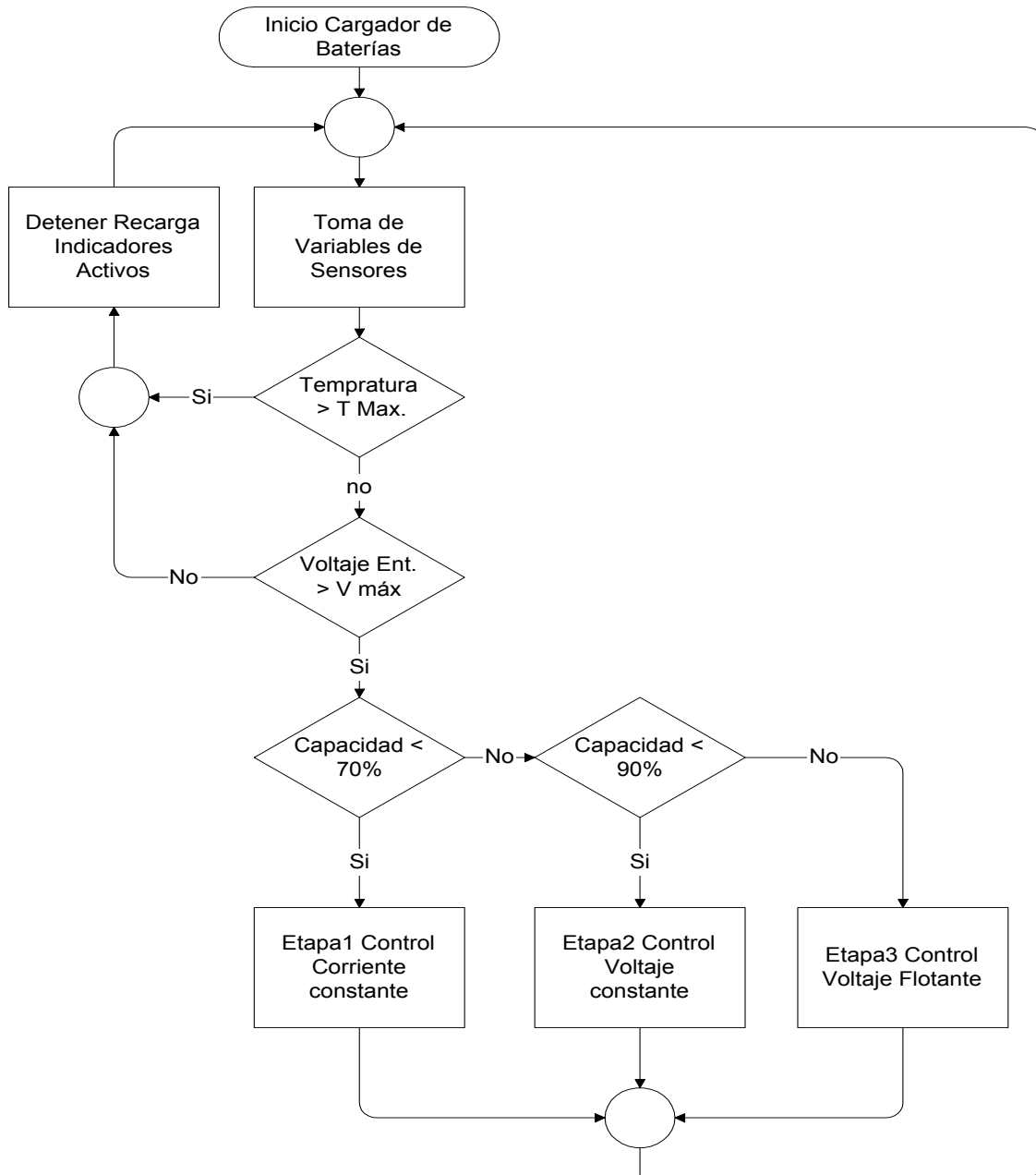


Figura 5.22 Diagrama de flujo de recarga de baterías plomo ácido

Cuando se inicia el ciclo de carga de la batería visto en la figura 5.22 se sensa las diferentes variable de medición, se pregunta en primera instancia si la temperatura en la batería no excede la temperatura de funcionamiento adecuado, si se excede, no se realiza ninguna recarga y se espera en un ciclo inactividad de recarga hasta que la condición cambie. Si no se excede la temperatura, se pregunta posteriormente si el voltaje de entrada es mayor al máximo requerido, si la condición es falsa, se mantiene en un ciclo de inactividad de recarga y si es verdadera se procede a preguntar si la capacidad de recarga es menor al 100% distribuido en diferentes etapas, con cada etapa condicionada a un porcentaje de capacidad de carga total, que proporcionan en conjunto una adecuada recarga de la batería o banco de baterías en el caso de un vehículo eléctrico.

Se debe tomar en cuenta que dicho diagrama de flujo es dinámico y no pasivo por tiempo, como se haría en cualquier cargador de baterías comercial, ya que se prevén las posibles ampliaciones futuras del sistema del vehículo eléctrico (incorporación de sistema auxiliar aire líquido) y tomando en cuenta la energía que se suministra en un frenado regenerativo de forma aleatoria y dinámica cuando el vehículo eléctrico está en funcionamiento. Por tanto se debe monitorizar dinámicamente en que etapa de recarga se encuentra la batería.

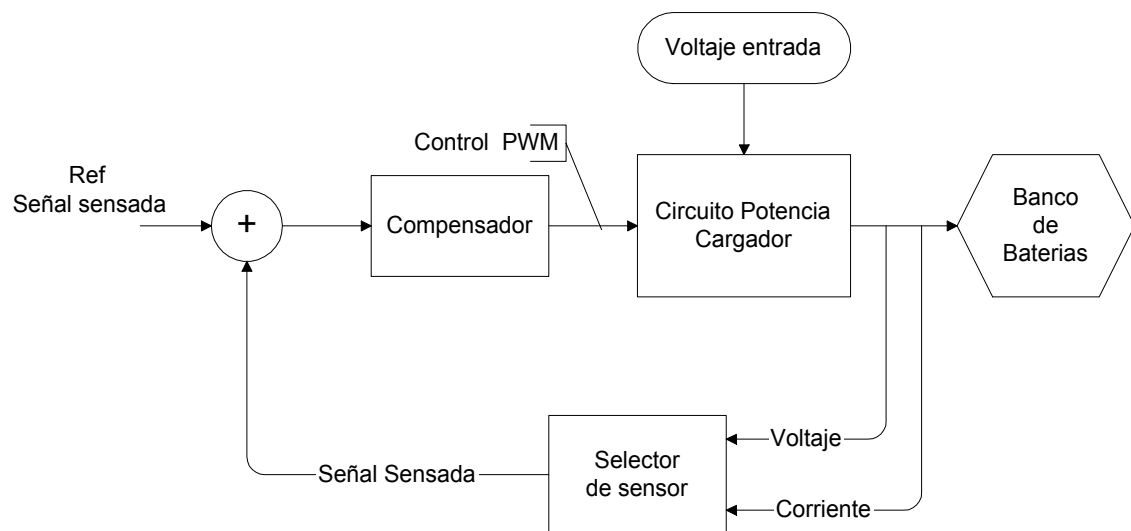


Figura 5.23 Esquema de control para las etapas del cargador de baterías

En la figura 5.23 se puede observar el esquema de control que se utilizará para cada etapa del ciclo de recarga, que dependiendo de la etapa en que se encuentre la recarga de la batería (corriente constante, voltaje constante, voltaje flotante constante), así se selecciona la señal a sensar de la salida del circuito de potencia, y por consiguiente la referencia y compensador adecuado de manera digital pero manteniendo la misma estructura.

La detección dinámica de las etapas de recarga de la batería se efectuará por muestreo instantáneo del valor de la corriente de consumo de la batería con un máximo voltaje de recarga constante ($V_{m\acute{a}x}$), que dependiendo del valor obtenido con relación a la corriente nominal de la batería totalmente descargada ($i_{m\acute{a}x}$), se sabrá la etapa en que se encuentra (ver ecuación 2.2) Un ejemplo se puede observar en la figura 5.24.

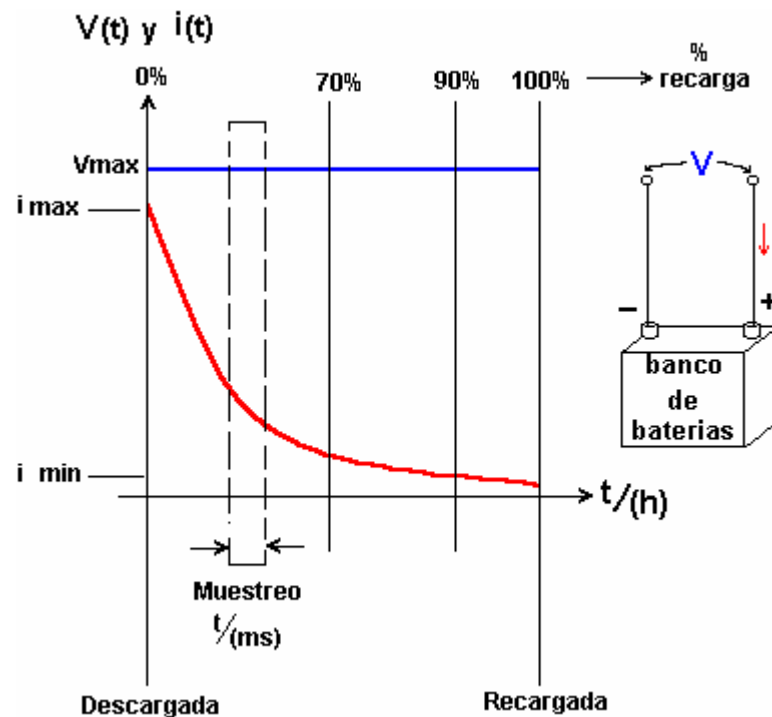


Figura 5.24 Esquema de porcentaje de recarga del banco de baterías en el tiempo

$$\% \text{Recarga} = 100 - \left(\frac{i_{muestra}}{i_{m\acute{a}x}} \right) * 100 \quad (2.2)$$

Sin importar la carga eléctrica de la batería en cualquier instante, se toma una corriente de muestra y aplicando la ecuación deducida (2.2), se puede averiguar qué porcentaje de carga tiene la batería en dicho instante, por tanto se puede aplicar el control adecuado para la etapa.

En la figura 5.25 se puede observar el diagrama de flujo de la comunicación del sistema de control con la PC. Este es “accesado” por interrupción y se encarga de enviar los datos de los sensores en tiempo real a la PC conforme ésta lo solicite.

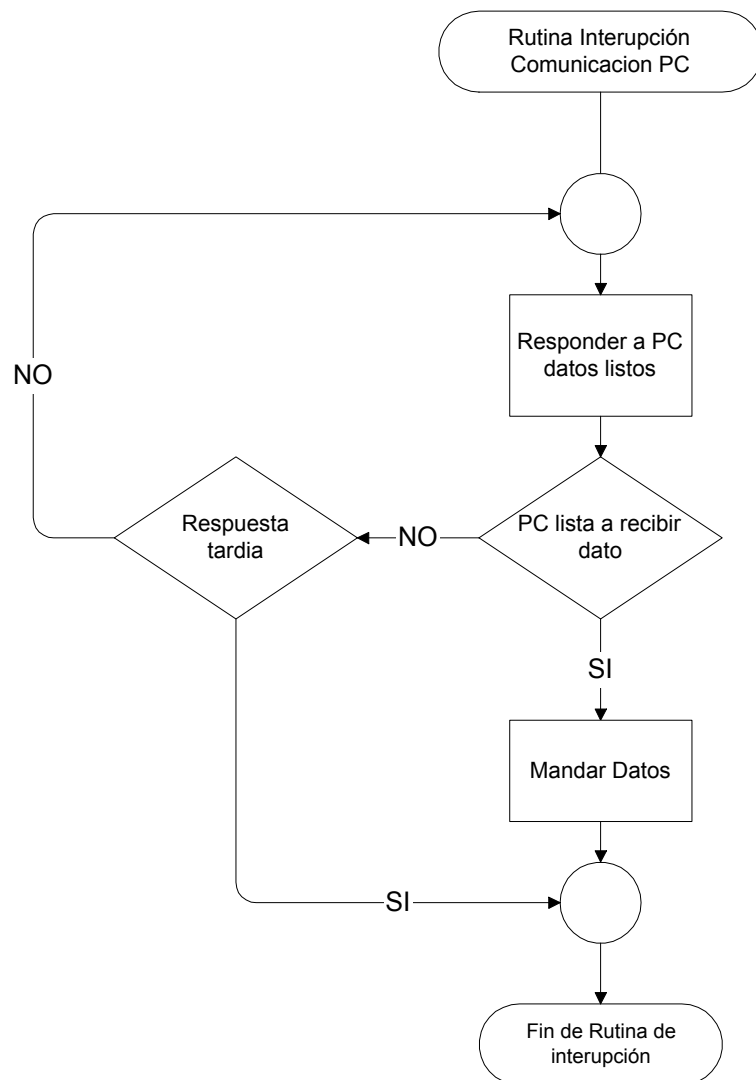


Figura 5.25 Diagrama de flujo de comunicación de sistema controlador

En la figura 5.25 el bloque condicional de respuesta tardía se establece como seguridad en el momento en que la PC se tarde en responder al sistema de control si está lista para recibir los datos, debido a la posibilidad de un ciclo sin fin que paralice al sistema de control del vehículo.

5.3.3 Software para la computadora personal (PC)

Debido a las especificaciones, y necesidad de monitorear el desempeño del sistema de control en diferentes condiciones de trabajo reales, con el fin de futuras modificaciones, en la figura 5.26 se muestra el diagrama de flujo del programa para la PC.

Este programa se encargará de recolectar los datos en tiempo real, del sistema controlador para el vehículo eléctrico, graficarlos y almacenarlos en archivos recuperables para poder analizar dicha información con posterioridad.

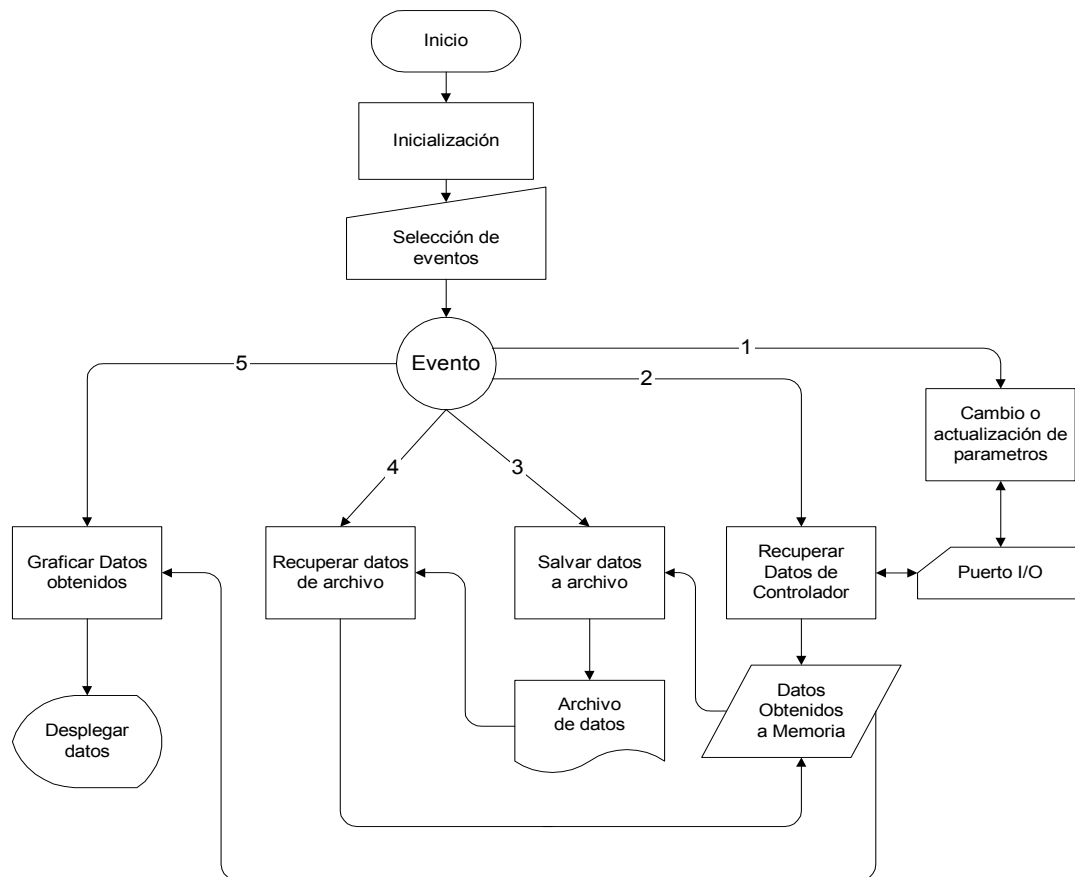


Figura 5.26 Diagrama de flujo de programación de la PC

El programa de la computadora esta dividido en 5 sub-programas accesados por eventos individuales en un ambiente orientado a objetos, de los cuales se describen a continuación:

Evento 1 cambio o actualización de parámetros: se encarga de reprogramar o actualizar cierto tipo de parámetros del sistema control del vehículo eléctrico para el adecuado, o deseado, funcionamiento del vehículo, a través de un protocolo de comunicación específico entre la PC y el sistema.

Evento 2 recuperar datos de controlador: se encarga de adquirir los datos provenientes de los diferentes sensores electrónicos del sistema de control para su posterior análisis de funcionamiento, por medio de un protocolo de comunicación específico entre la PC y el sistema. Esta información es acumulada en memoria volátil para que sea accesada rápidamente, o descartada, por otros eventos.

Evento 3 salvar datos a archivos: se encarga de almacenar la información contenida en memoria en archivos permanentes de datos, con el fin de su utilización en análisis posteriores.

Evento 4 recuperar datos de archivos: se encarga de recuperar los datos de los archivos a memoria para su rápida utilización por otros eventos.

Evento 5 graficar datos obtenidos: se encarga de desplegar los datos obtenidos en memoria en forma gráfica para su mejor visualización, comprensión y análisis.

Capítulo 6 Análisis de Resultados

6.1 Resultados de simulación

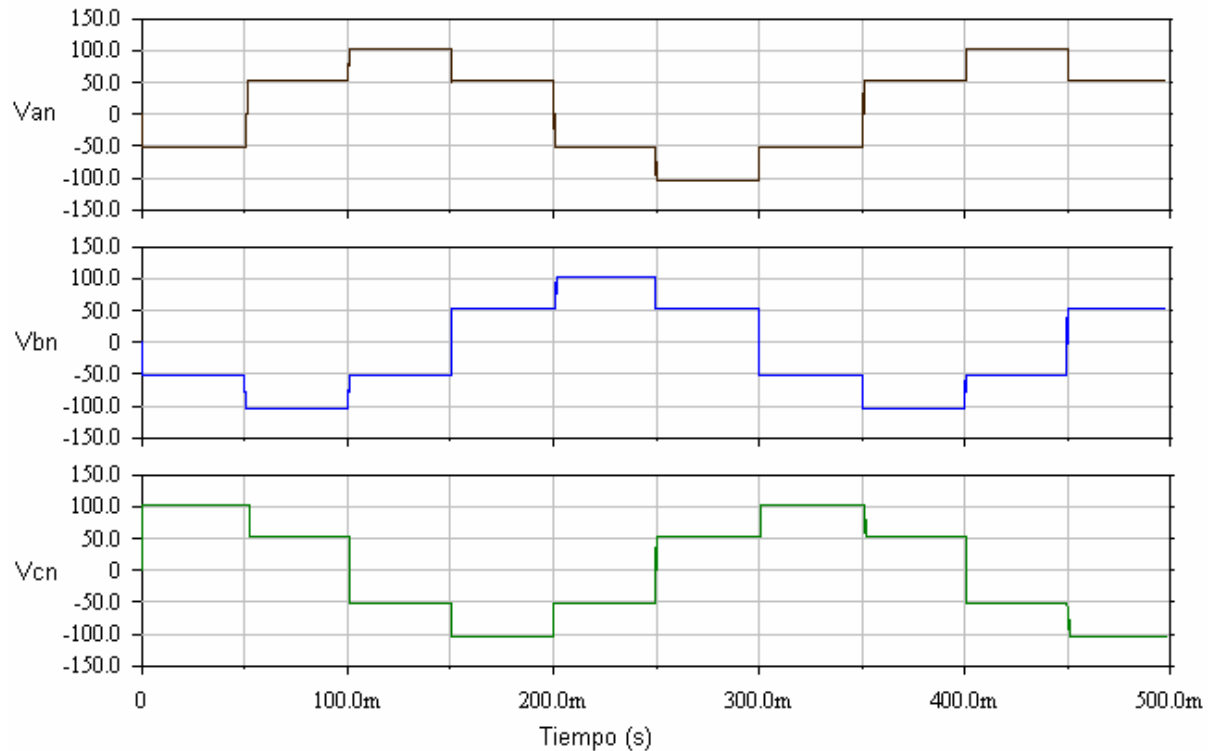


Figura 6.1 Simulación de tensiones de fase del circuito inversor con carga R

En la figura 6.1 se muestran las curvas correspondientes a la simulación del funcionamiento del circuito inversor, utilizando carga resistiva. La figura A.3.1 del apéndice A.3 corresponde al circuito de simulación de donde se obtuvieron estas curvas (simulación en Multisim 2001). Puede observarse la forma de cada una de estos voltajes de fase, con el desfase de 120° esperado y la amplitud máxima de las señales simuladas es de aproximadamente 103 V que es $2/3$ del voltaje de entrada (156V). La escala de tiempo no corresponde con la deseada, no porque se haya cometido alguna equivocación, sino para facilitar el análisis por transciendes de tiempo de cálculo del programa de simulación.

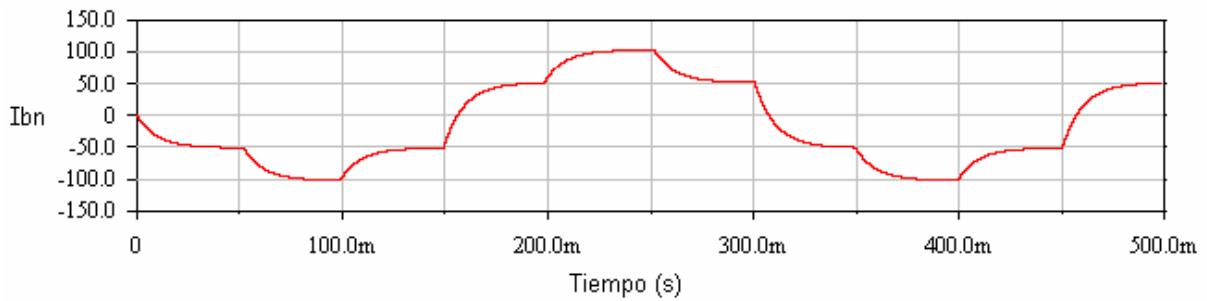


Figura 6.2 Simulación de corriente de fase B del circuito inversor con carga RL

Para la fase B en la simulación del circuito inversor, se muestra el comportamiento de la corriente para una carga RL (figura 6.2). La simulación no se realiza con los valores exactos de resistencia e inductancia del motor eléctrico a controlar, pero sí se ejemplifica las variaciones exponenciales de cada uno de los tramos controlados por medio de IGBT's. Según sea el valor de la inductancia, la onda de corriente mostrada, se parecerá más o menos a una señal senoidal. Al igual que en la figura anterior, la escala del tiempo no corresponde a la deseada sino solamente es conveniente para la simulación. La figura A.3.2 del apéndice A.3 muestra la simulación.

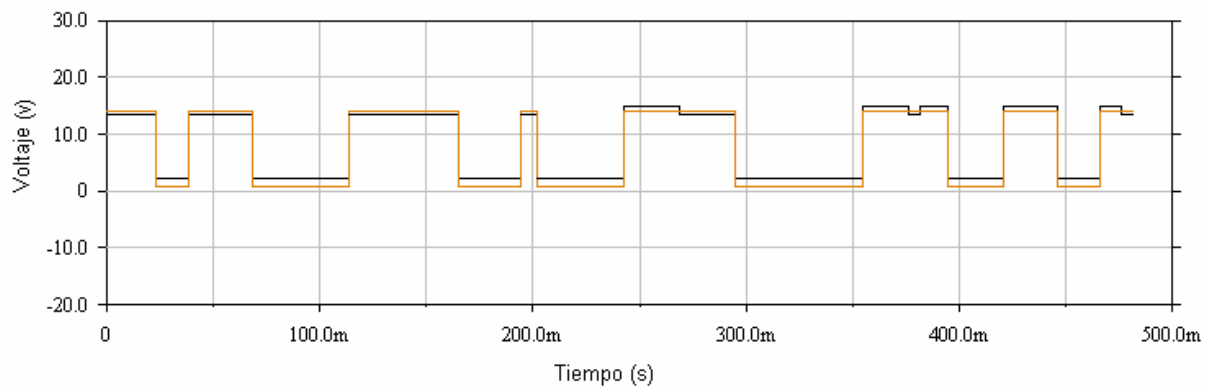


Figura 6.3 Simulación de detector de contactos del llavín

Con respecto a la simulación del detector de contactos del llavín, se muestra en la figura 6.3 el comportamiento supuesto del estado de uno de los contactos. La línea más oscura se interpreta como la acción de cerrar y abrir el contacto (llevando la llave a una posición deseada): cuando el contacto se encuentra cerrado, la señal

es cercana a cero voltios y cuando el contacto se abre, el voltaje de prueba se aproxima a los 14V. La otra señal, la más oscura, muestra el estado de la salida del amplificador operacional que sigue al contacto, detectando su posición. El hecho que se note en el nivel alto que existan pequeños cambios cercanos del voltaje de salida del operacional, es porque se realizan pruebas con y sin convertidor CD-CD (una batería simula al convertidor y ésta se desconecta a través de un interruptor que supone una falla o la ausencia del sistema de CD). Cuando el voltaje de entrada del operacional sea más alto (15V) existe la presencia del convertidor CD-CD y cuando el voltaje de entrada sea alrededor de 13V, el convertidor ha sido desconectado.

El circuito de simulación que corresponde al detector de contactos del llavín se muestra en la figura A.3.3 del apéndice A.3. Esta simulación fue realizada en el programa Multisim 2001.

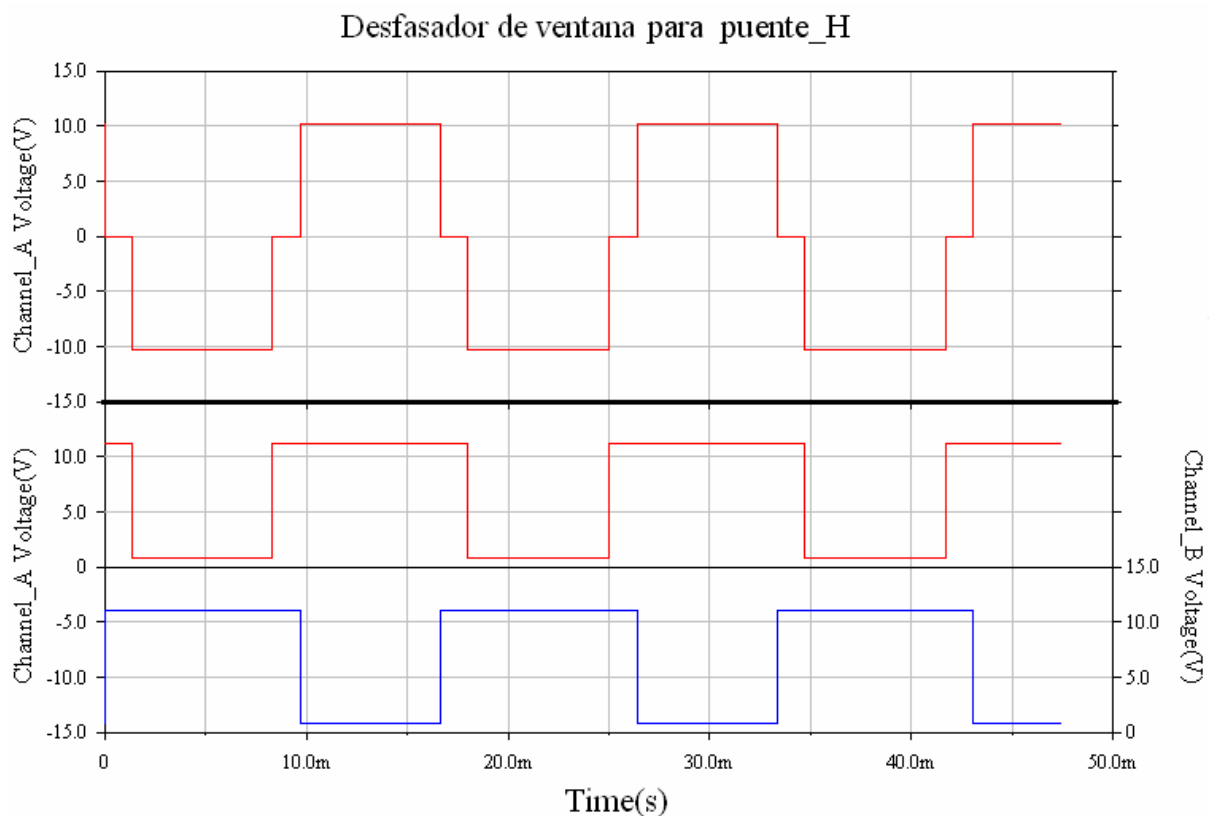


Figura 6.4 Simulación de fuentes de driver para la polarización de IGBT's

En la figura 6.4 se observa la simulación correspondiente a las fuentes de alimentación de los drivers de los IGBT's. En la parte inferior, se puede ver la señal cuadrada A y B proveniente de la salida del circuito desfasador (ver figura 5.9), que genera el control de señal para el circuito de potencia del puente H inversor monofásico.

En la parte superior de la figura 6.4, se puede observar la salida de AC de control del puente H (A respecto B) que se traduce por medio del circuito de potencia en la señal alterna 120Vrms para el primario del transformador a partir de 156VDC, y que al secundario se traduce en un nivel de voltaje cercano a los 24Vrms, que finalmente se rectifica y regula (Ver figura A.3.4) para la alimentación de los drivers de IGBT's TLP250. El mismo principio es utilizado en el convertidor CD-CD +12V y +5V. El circuito ha sido simulado en el programa Multisim 2001 y se ubica en la figura A.3.6 del apéndice A.3 circuitos de simulación.

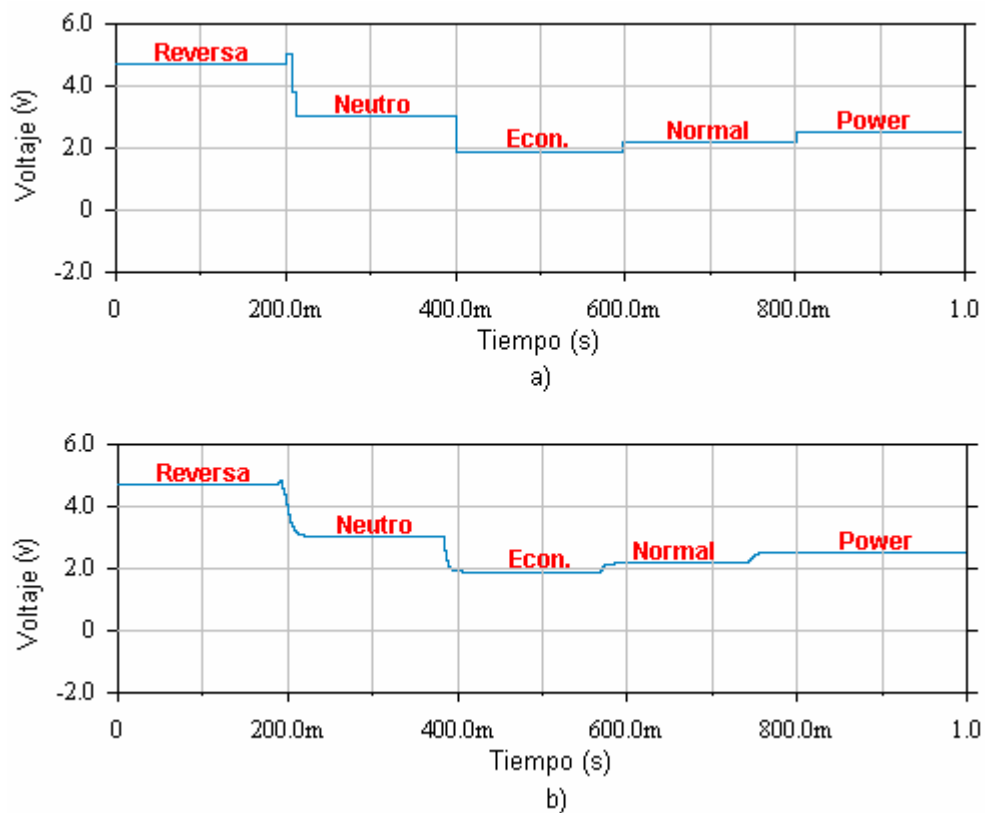


Figura 6.5 Simulación de sensor de palanca de cambios a) Sin filtro b) Con filtro

Como se indica en la figura 5.15 y la tabla 5.2, se detectan niveles de voltaje de un divisor de tensión para determinar las posiciones de la palanca de cambios. La simulación correspondiente a este comportamiento esperado se muestra en la figura 6.5. Los cambios de posición de la palanca se reflejan a través de cambios de niveles de voltaje en el divisor. La figura 6.5.a muestra el comportamiento del divisor de tensiones sin filtro (capacitor), y se pueden notar ciertas picos bruscos en la tensión durante el cambio de los interruptores. La figura 6.5.b, indica como un filtro puede mejorar la conmutación de los “switches” a través del empleo de un filtro pequeño para que la respuesta del cambio de marcha sea rápido (orden de los microsegundos). El circuito de simulación de este detector de palanca ha sido obtenido a través de Multisim 2001, ubicado en la figura A.3.5 del apéndice A.3

6.2 Resultados experimentales de hardware

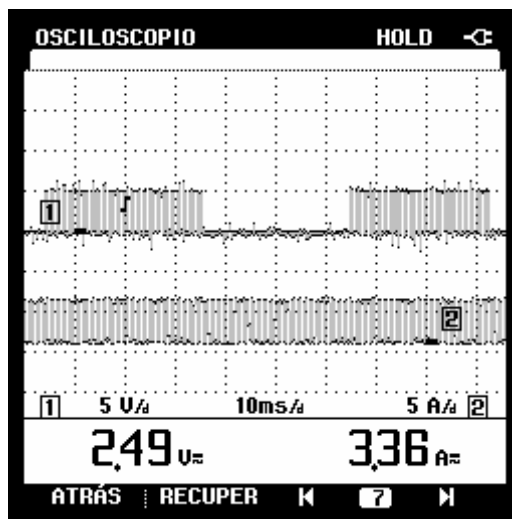


Figura 6.6 Señal de activación de compuerta IGBT (1) y PWM (2) regulador de voltaje

La figura 6.6 muestra una de las señales (canal 1 ORC) de control de la compuerta de un IGBT “g1” en comparación con la señal de PWM (canal 2 ORC) utilizada para la regulación del voltaje en el inversor. Esta señal se tomó utilizando un osciloscopio digital marca FLUKE 43B en captura de pantalla, conectado en los pines (17 y 19) del microcontrolador PIC1 del circuito de control y reprogramador (Ver figura 5.11).

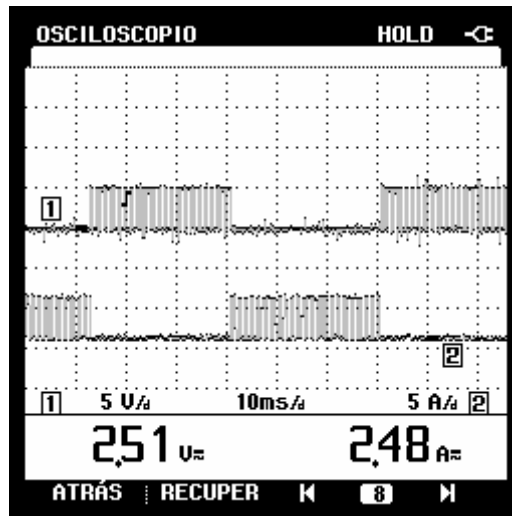


Figura 6.7 Señal de activación de compuerta g1 (1) y g4 (2) con PWM

En la figura 6.7 se encuentra la comparación de dos señales de control g1 y g4 de compuesta de los IGBT's de inversor, medidas con un osciloscopio digital marca FLUKE 43B en captura de pantalla, conectado en los pines (19 y 22) del microcontrolador PIC1 del circuito de control y reprogramador (Ver figura 5.11).

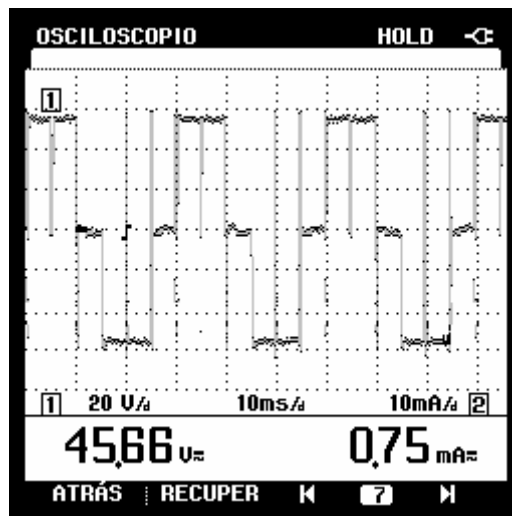


Figura 6.8 Forma de onda de voltaje de línea del Inversor Trifásico a 60V

En la figura 6.8 se puede observar la forma de onda del voltaje de línea medido en las líneas del motor¹⁴ de prueba utilizado. Se utilizó para la medición un osciloscopio digital marca FLUKE 43B en captura de pantalla.

¹⁴ El motor utilizado es de inducción con 1 HP, 3Arms, 220Vrms conectado en estrella

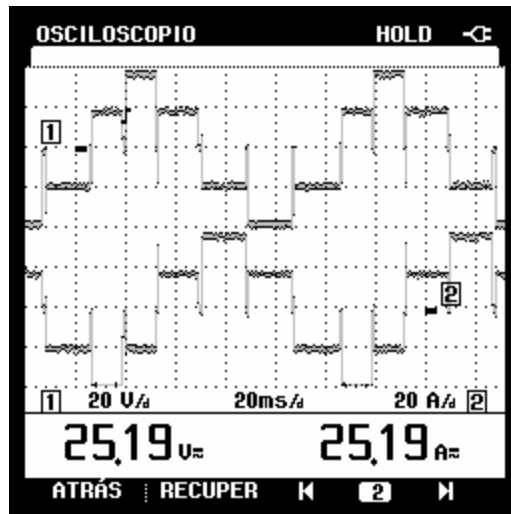


Figura 6.9 Voltaje de fase 1 y fase 2 del inversor trifásico carga resistiva sin PWM

En la figura 6.9 se puede observar los voltajes de fase 1 y fase 2 del inversor trifásico con una carga resistiva sin PWM, se puede notar el desfase de las señales exactamente a 120 grados una de otra, la muestra se tomo utilizando un osciloscopio digital marca FLUKE 43B en captura de pantalla y con un punto común neutro de la conexión en estrella.

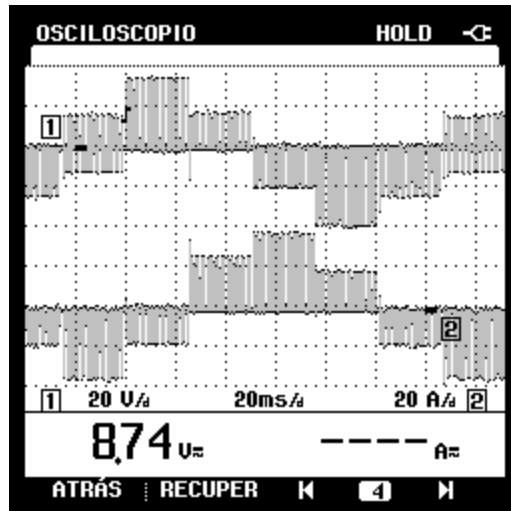


Figura 6.10 Voltaje de fase 1 y fase2 del inversor trifásico carga resistiva con PWM

En la figura 6.10 se tienen los voltajes de fase 1 y fase 2 del inversor trifásico con una carga resistiva con PWM, se puede notar el mismo desfase que en la figura 6.9, exactamente a 120 grados una de otra. Se tomo utilizando un osciloscopio digital marca FLUKE 43B en captura de pantalla y con un punto común neutro de la conexión en estrella.

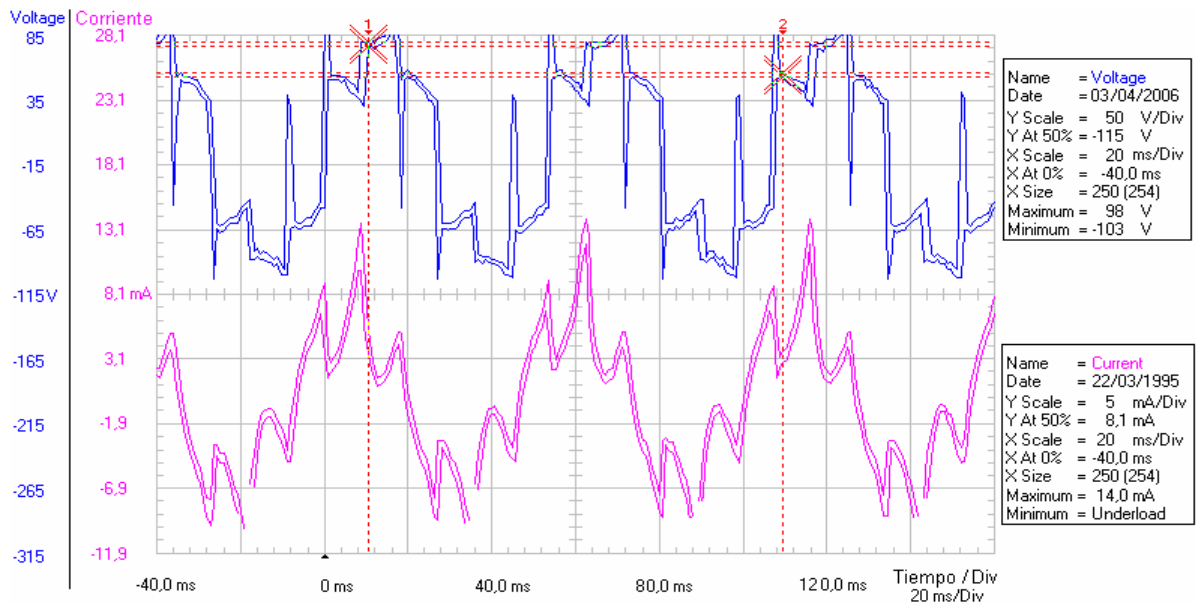


Figura 6.11 Voltaje y corriente de fase en fase del inversor trifásico con carga de motor (Inductiva)

La figura 6.11 muestra el voltaje y corriente de fase del motor con carga de motor a baja frecuencia de 19 Hz ($T = 52\text{ms}$), para obtener una medición de corriente perceptible por el osciloscopio ya que la sensibilidad del osciloscopio es muy poca, debido a que se utiliza para medir corrientes muy altas del orden de amperios. El osciloscopio utilizado es de la marca FLUKE 43B en captura de datos.

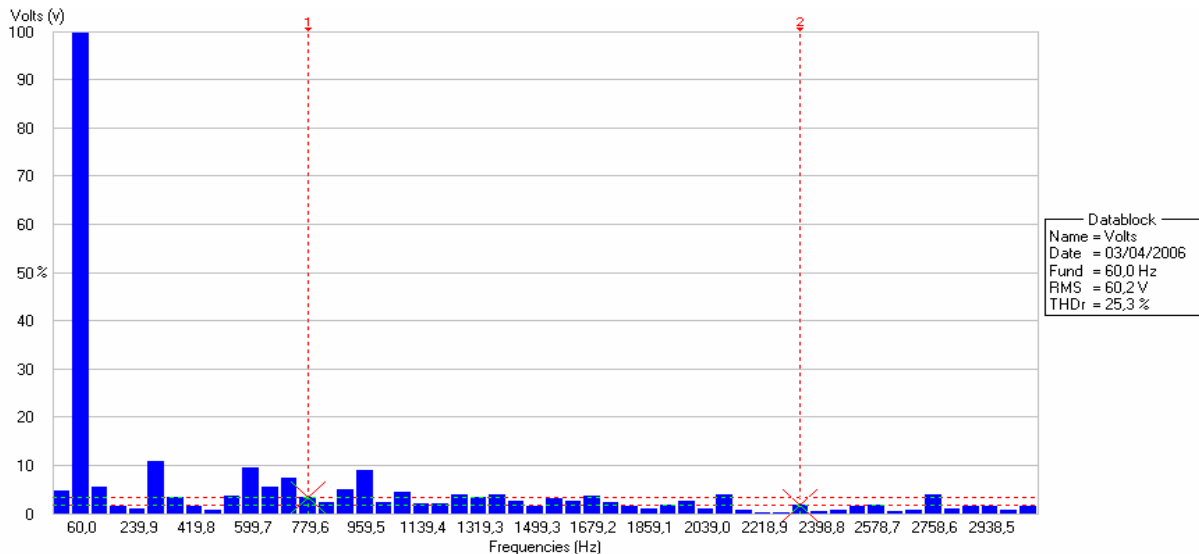


Figura 6.12 Componentes armónicos de voltaje de fase producido por el inversor y motor

La figura 6.12 muestra el contenido armónico de voltaje presente en la señal de voltaje, donde se puede distinguir la frecuencia fundamental de 60 Hz y un contenido de distorsión armónica total de 25.3%. Se utilizó como instrumento de medición el osciloscopio digital FLUKE 43B en captura de datos.

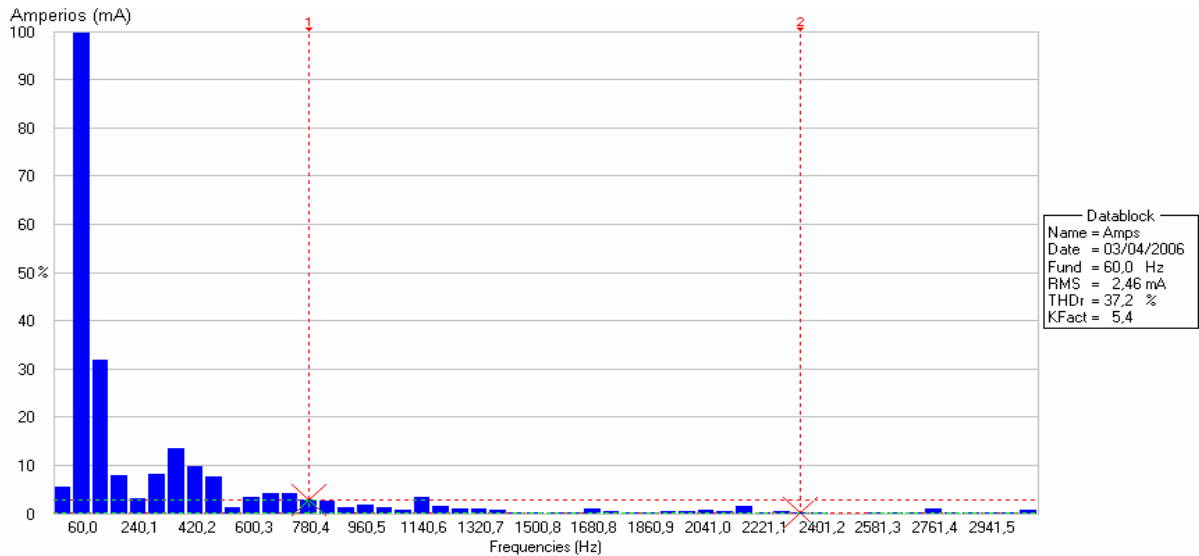


Figura 6.13 Componentes armónicos de Corriente de fase producido por el inversor y motor

La figura 6.13 se muestra el contenido armónico de corriente presente en la señal de corriente, donde se puede distinguir la frecuencia fundamental de 60 Hz y un contenido de distorsión armónica total de 37.2%. Se puede observar que son menos significativas las armónicas de alta frecuencia ya que la onda es un poco más suavizada que la de voltaje, debido a la inductancia del motor. Se utilizó como instrumento de medición el osciloscopio digital FLUKE 43B en captura de datos.

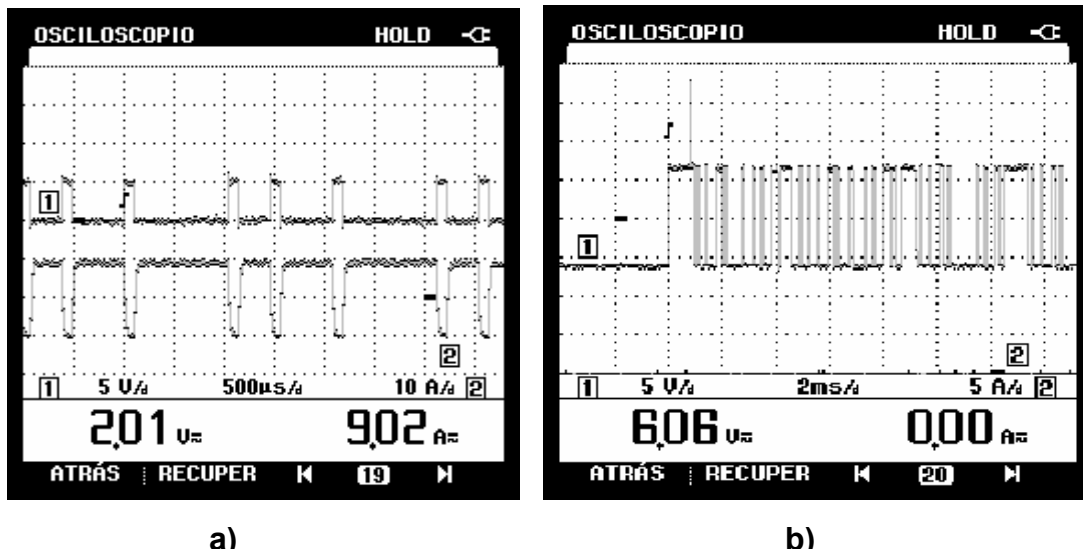


Figura 6.14 Comparación, Entrada (1) y Salida (2) del Max233 en la transmisión serie

En la figura 6.14 a) se observa la comparación de la señal digital del puerto serie del microcontrolador PIC2 (canal 1 del “ORC”) y la salida del circuito integrado Max233 (canal 2 del “ORC”), b) se observa una ráfaga de transmisión, ambas tomada desde el Pin 26 del PIC2 y Pin 5 del Max233 (ver figura 5.13) y utilizando el osciloscopio digital (“ORC”) FLUKE 43B en captura de pantalla.

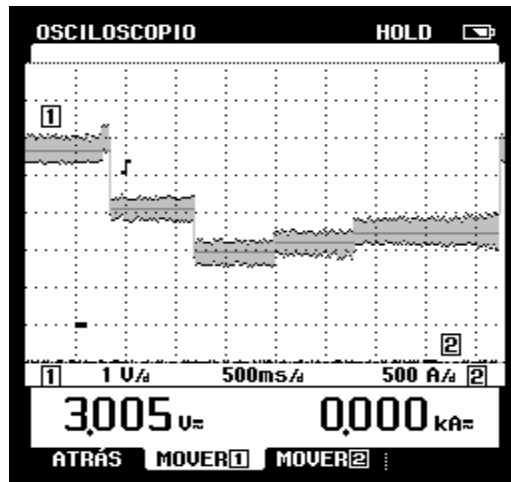


Figura 6.15 Señal de salida del sensor de palanca

Mostrado en la figura 6.15 la señal producida por el sensor de palanca en sus diferentes posiciones. Se utilizó el osciloscopio digital FLUKE 43B en captura de pantalla

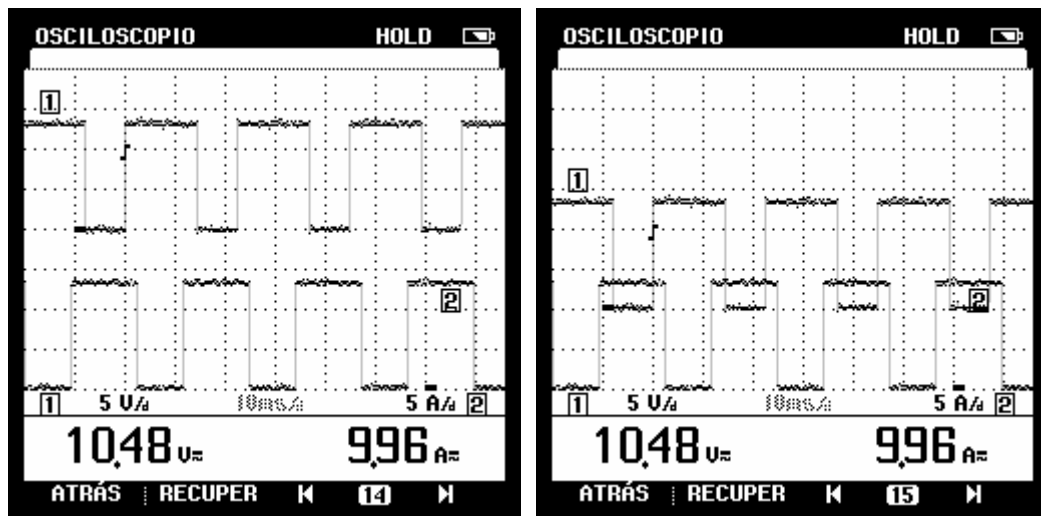


Figura 6.16 Señales de control A (canal 1) y B (canal 2) del inversor monofásico para las fuentes.

En la figura 6.16 se observa las señales de control A y B (ver figura 5.9) que controlan la conmutación del puente H inversor monofásico para las fuentes de “drivers” y fuente de alimentación CD-CD. Cuando la señal A es 14V y la señal B es 0V se genera el ciclo positivo y cuando B es 14V y A es 0V se genera el ciclo negativo, Cuando A y B son 14V se genera un tiempo muerto¹⁵ como el observado en la figura 6.18.a). Se utilizó el osciloscopio digital FLUKE 43B en captura de pantalla.

¹⁵ Se refiere al lapso de tiempo en que ningún transistor del inversor está en conducción.

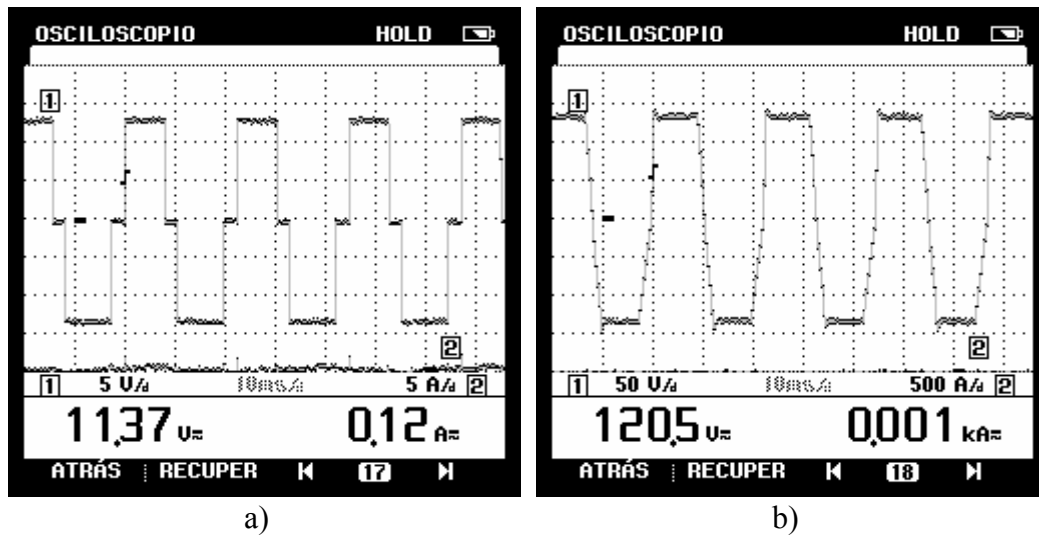


Figura 6.17 a) Señal de control monofásica, b) Señal de potencia monofásico, para las fuentes.

La figura 6.18.a) muestra la medición de las señales A y B una en referencia a la otra, la cual genera el comportamiento del inversor monofásico en su salida. Se puede notar el tiempo muerto en 0V cuando A y B son iguales. La figura 6.18.b) muestra la salida de potencia filtrada del inversor monofásico; se puede notar que el voltaje rms generado es de 120V AC a partir de 156VCD, indispensable para poder ser conectado al transformador reductor del sistema.

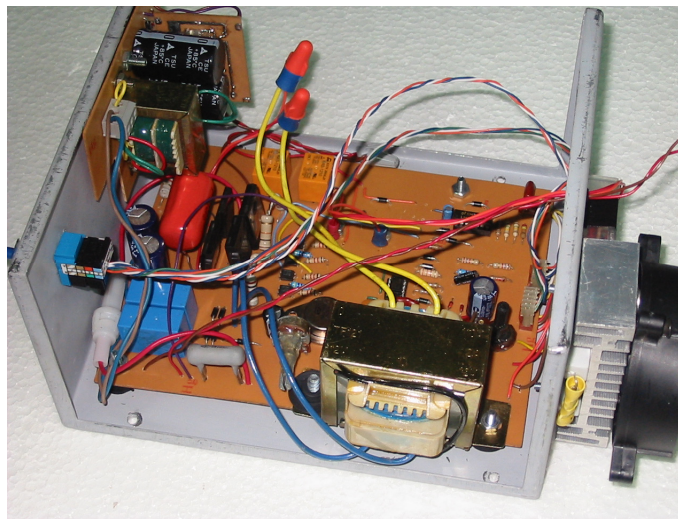


Figura 6.18 Circuito convertidor CD-CD implementado del proyecto

En la figura 6.18 se puede observar la fotografía de la implementación final del circuito convertidor CD-CD que funciona como fuente de alimentación de los circuitos analógicos (+12V) y los circuitos digitales (+5V) implementados en el proyecto. Se puede además observar su caja contenedora.

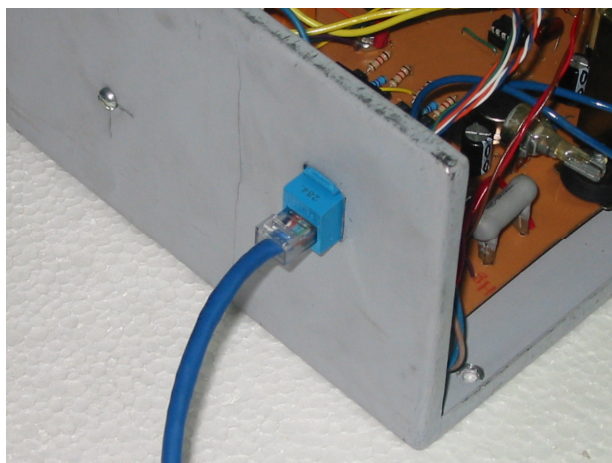


Figura 6.19 Conector utilizado en distribución de señales del convertidor CD-CD

En la figura 6.19 se muestra el conector de red utilizado para la distribución eléctrica y de control de los demás dispositivos utilizados. El cable utilizado es de conexión directa con la normativa de red 568-B

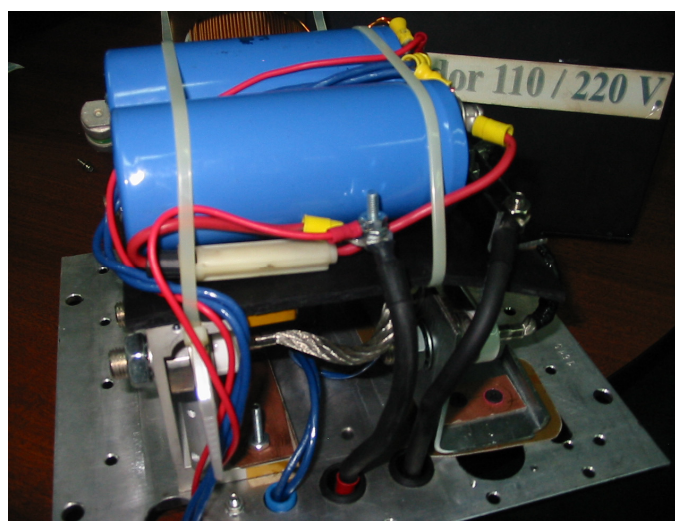


Figura 6.20 Circuito de potencia de cargador de baterías

La figura 6.20 contiene la fotografía del circuito de potencia a utilizarse en el cargador de baterías, reutilizando algunos componentes (capacitares, bobinas y diodos) y reacomodándolos para que se pudiesen alojar en la caja de contención original.

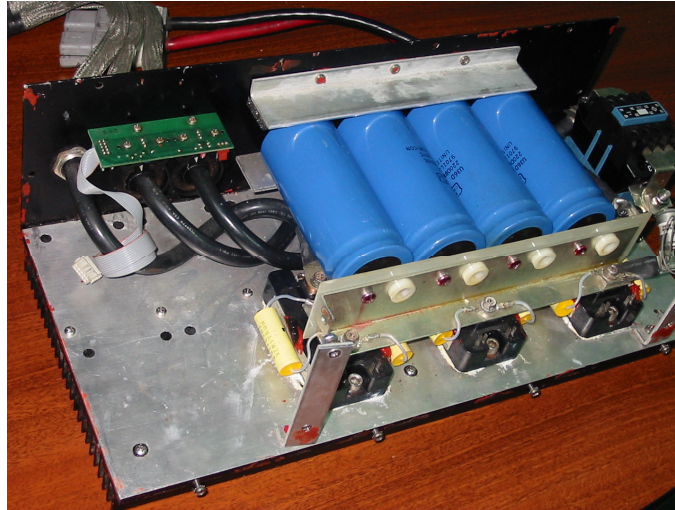


Figura 6.21 Circuito de potencia de inversor trifásico reutilizado

En la figura 6.21 la fotografía muestra el circuito y componentes de potencia completamente reutilizados del un controlador anterior existente, esta compuesto por el cableado, Tres módulos de IGBT's, cuatro capacitares electrolíticos de 2.2mf y 6 cerámicos de 470uf, y un contactor, además de su disipador de calor.

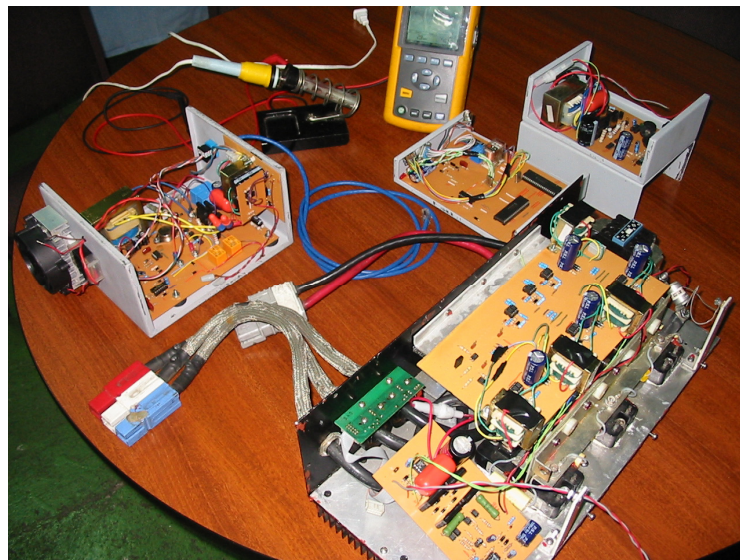


Figura 6.22 Diferentes circuitos implementados y utilizados para la realización del proyecto

En la figura 6.22 se muestra una colección de los circuitos implementados en circuitos impresos (PCB) y cajas de protección, además de la imagen del osciloscopio digital utilizado.

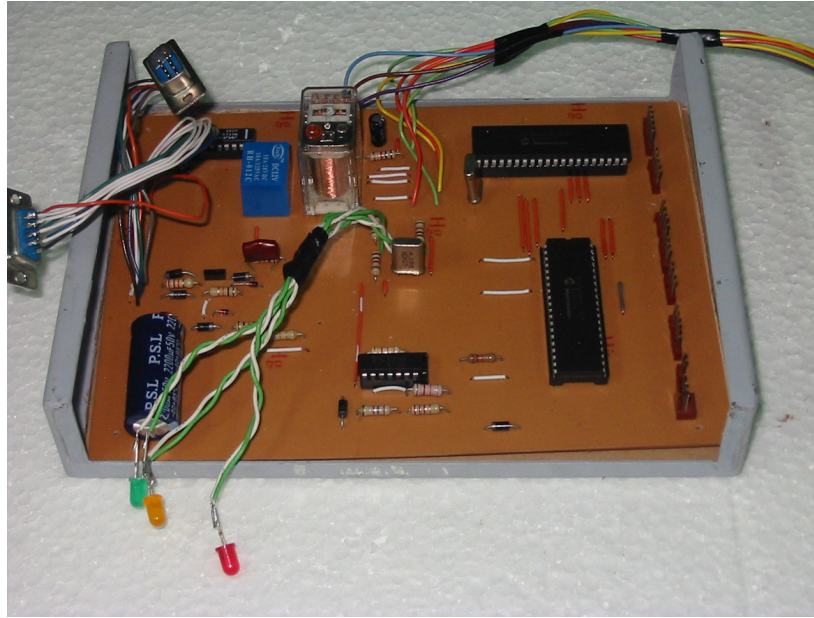


Figura 6.23 Circuito de control del inversor, cargador de baterías y reprogramación

El circuito de control del inversor, cargador de baterías y reprogramador se puede observar en la fotografía de la figura 6.23, implementado y con su caja de protección. Se puede observar también en la figura 6.24 la vista posterior del circuito de control con sus respectivas pistas. Estas pistas de conexión se encuentran estañadas para fortalecer y aumentar la conductividad eléctrica para su mejor funcionamiento.

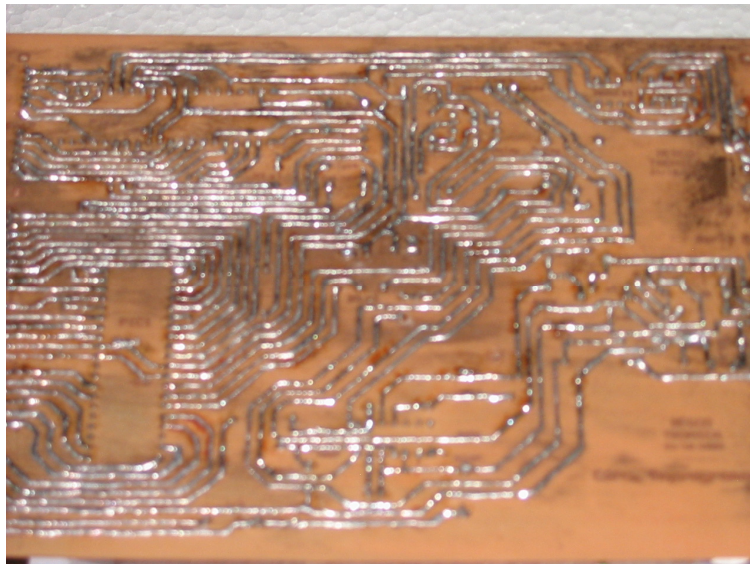


Figura 6.24 Circuito impreso PCB del inversor, cargador de baterías y reprogramación.

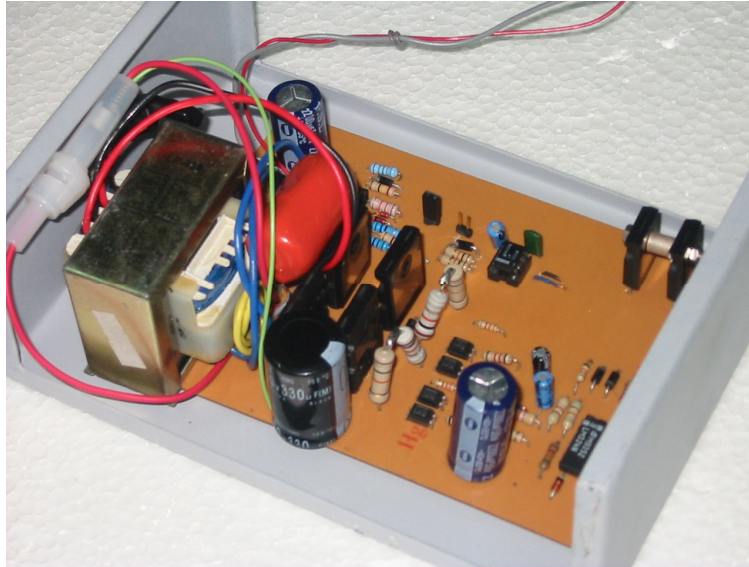


Figura 6.25 Circuito de fuente “Driver” del cargador de baterías.

En la figura 6.25 se encuentra el circuito impreso implementado del “driver” para el cargador de baterías, además de su respectiva caja de protección. Este circuito lo comprende un inversor monofásico un transformador reductor y un circuito de conmutación optoacoplado (“driver”) que controla el circuito de potencia de la figura 6.20.

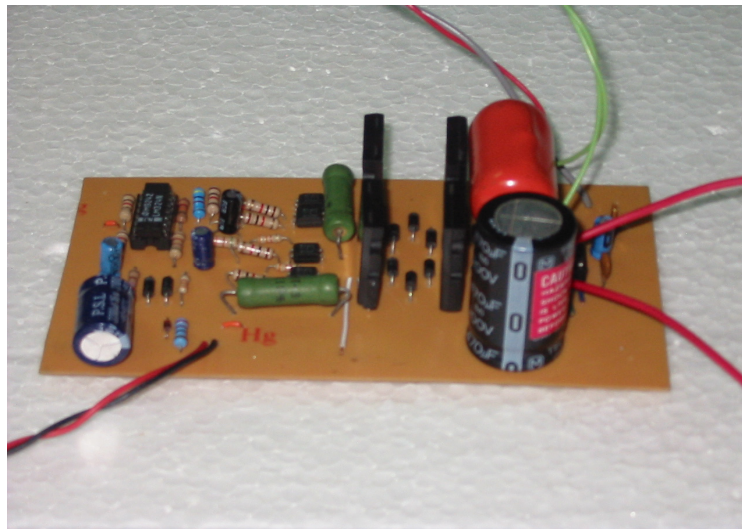


Figura 6.26 Circuito inversor monofásico utilizado en los “driver” del inversor trifásico.

En la figura 6.26 se muestra el circuito implementado en circuito impreso (PCB) del inversor monofásico utilizado para alimentar los transformadores reductores de la fuente de los “Driver” para el inversor trifásico.

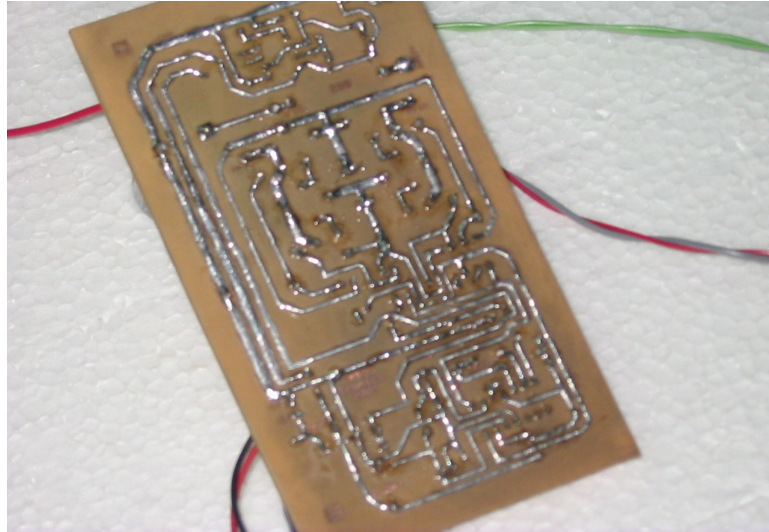


Figura 6.27 Vista inferior PCB del inversor monofásico utilizado en los "driver".

En la figura 6.27 se muestra la vista inferior de inversor monofásico. En todos los circuitos impresos se estañaron las pistas para darles fortaleza y mayor conductividad.



Figura 6.28 Realizadores del proyecto (extremos) y técnicos colaboradores (centro)

De izquierda a derecha se encuentran en la figura 6.28 los realizadores del proyecto y los técnicos colaboradores: Juan Gonzalo (practicante), Iván Montes (técnico), Pedro Soto (técnico), Carlos Desanti (practicante). En la mesa de trabajo se observan los circuitos implementados y utilizados en el proyecto.



Figura 6.29 Oficinas y “laboratorio” donde se implementó el proyecto

En la figura 6.29 se puede observar la oficina y “laboratorio” utilizado para la realización del proyecto. Al fondo de la fotografía se observa el escritorio de trabajo de los practicantes realizadores del proyecto.



Figura 6.30 Instrumento de medición osciloscopio digital FLUKE 43B

En la figura 6.30 se observa el instrumento de medición utilizado para todo el proyecto. Este osciloscopio digital de la marca FLUKE 43B posee diferentes funciones, las cuales de mayor importancia se tienen: medición de voltaje y corriente como osciloscopio o multímetro; medición de resistencia; conductividad; capacitancia; potencia; medición de armónicos, captura de pantalla en imágenes, captura de datos en gráficos; entre otros.

6.3 Resultados experimentales de Software

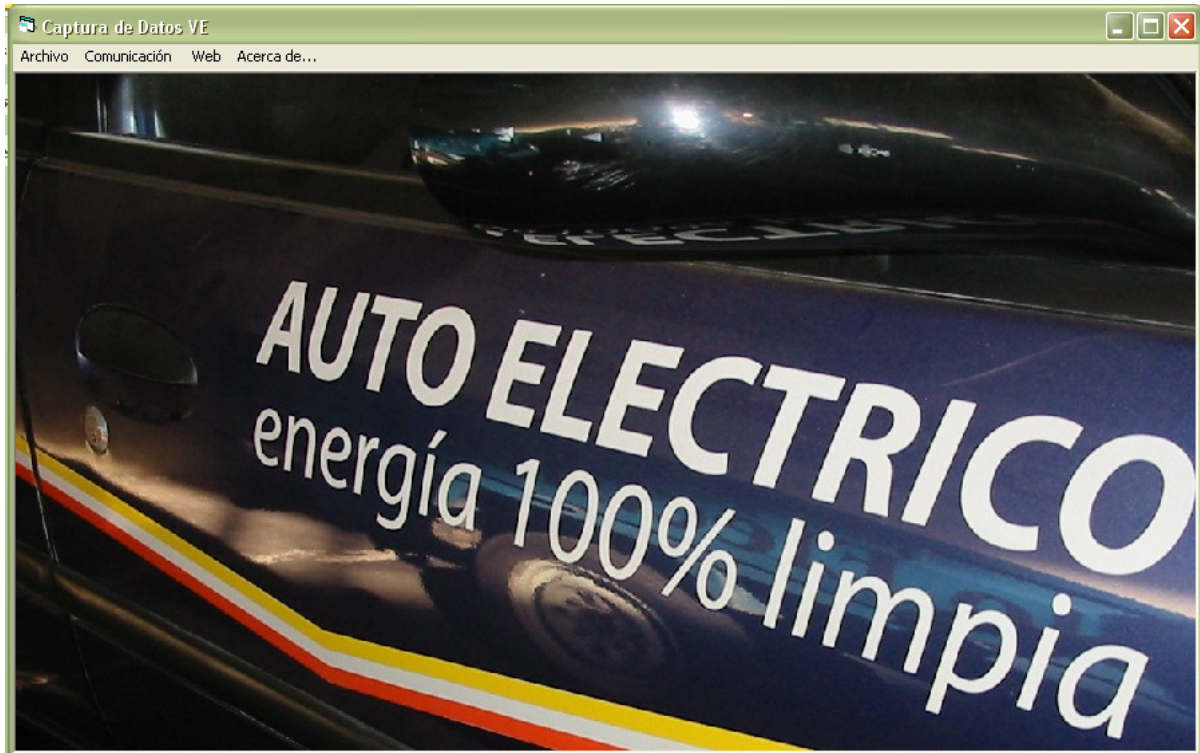


Figura 6.31 Ventana de programa principal y menú de recolección de datos de la PC

En la figura 6.31 se puede observar la ventana del programa principal en la que se realizan las funciones de adquisición de datos, graficación, recuperación y guardado de datos entre otras funciones. En la parte superior izquierda se encuentra el menú, donde se accesan las funciones de Archivo, Comunicación, Web y Acerca de. Se utilizó el lenguaje de programación de Visual Basic 6.

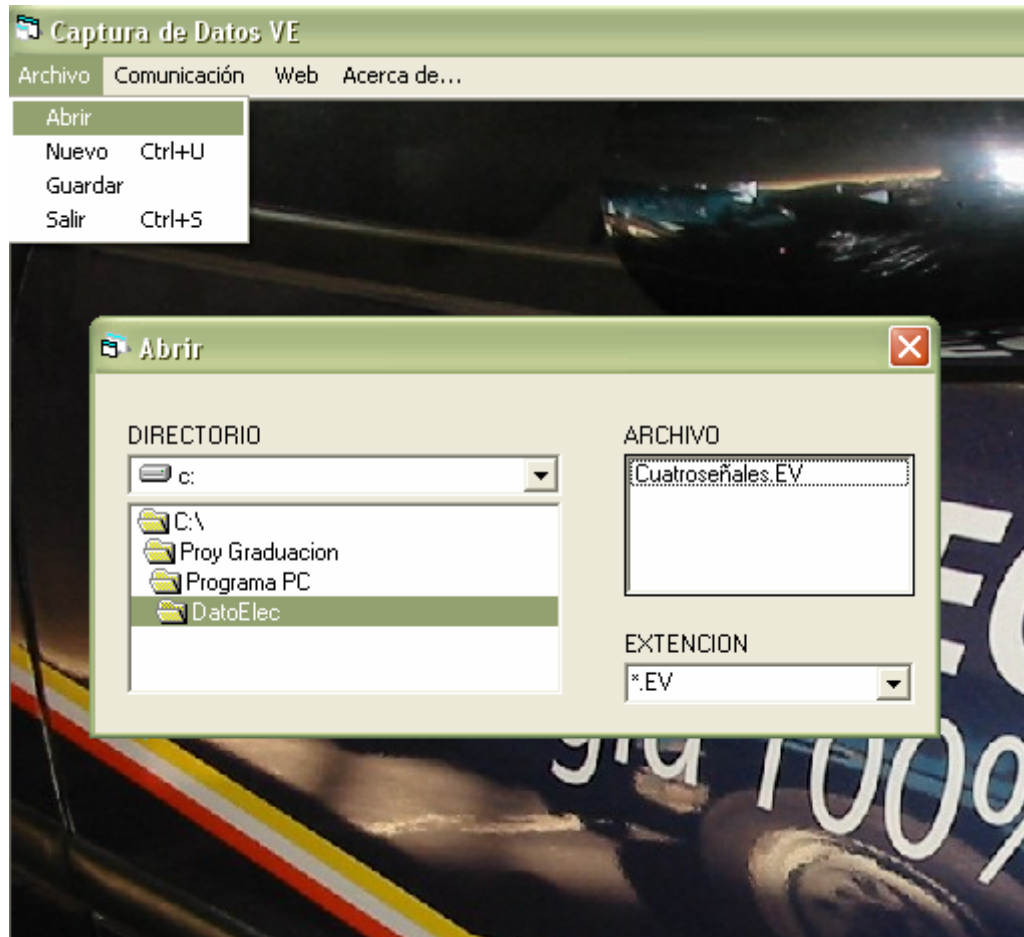


Figura 6.32 Ventana para la apertura de un documento

La figura 6.32 muestra la ventana para la apertura de un documento guardado con anterioridad, el cual es accesado en el menú de Archivo "abrir". Esta ventana posee el árbol de directorio, de extensión de archivo y de nombre del archivo. Para cargar el archivo de datos se debe hacer doble clic en el nombre del archivo deseado. Se utilizó el lenguaje de programación de Visual Basic 6.

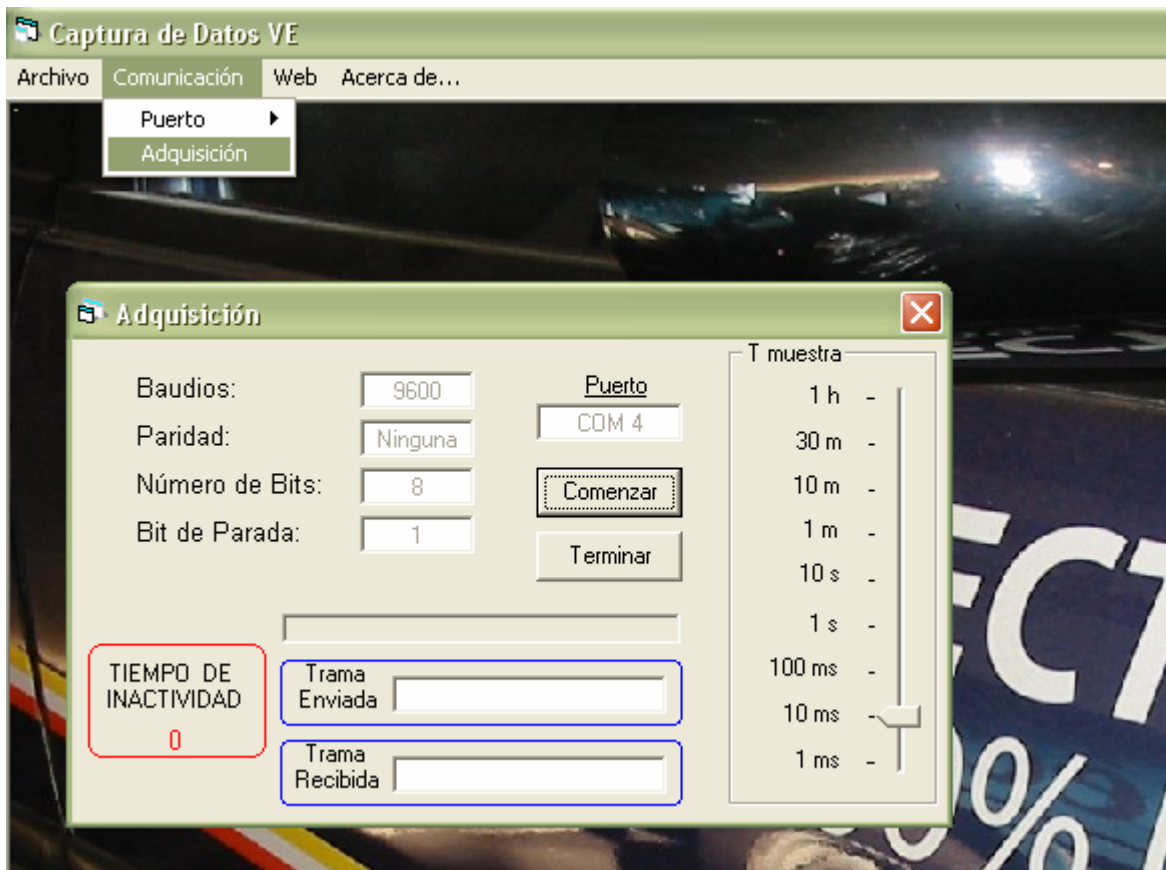


Figura 6.33 Ventana para la adquisición de datos del sistema

La ventana de adquisición de datos, se puede observar en la figura 6.33. Está compuesta por las características del puerto (Baudios, Paridad, #de Bits y Bits de paridad) además del número de puerto a utilizar (Com4). Posee un botón de comienzo de la adquisición y uno de terminación, por otra parte, un indicador de tiempo de inactividad, de trama enviada y recibida. En la parte derecha de la ventana se puede observar un botón deslizable que proporciona una escala de tiempo de muestra ajustable por el usuario. Se utilizó el lenguaje de programación de Visual Basic 6.

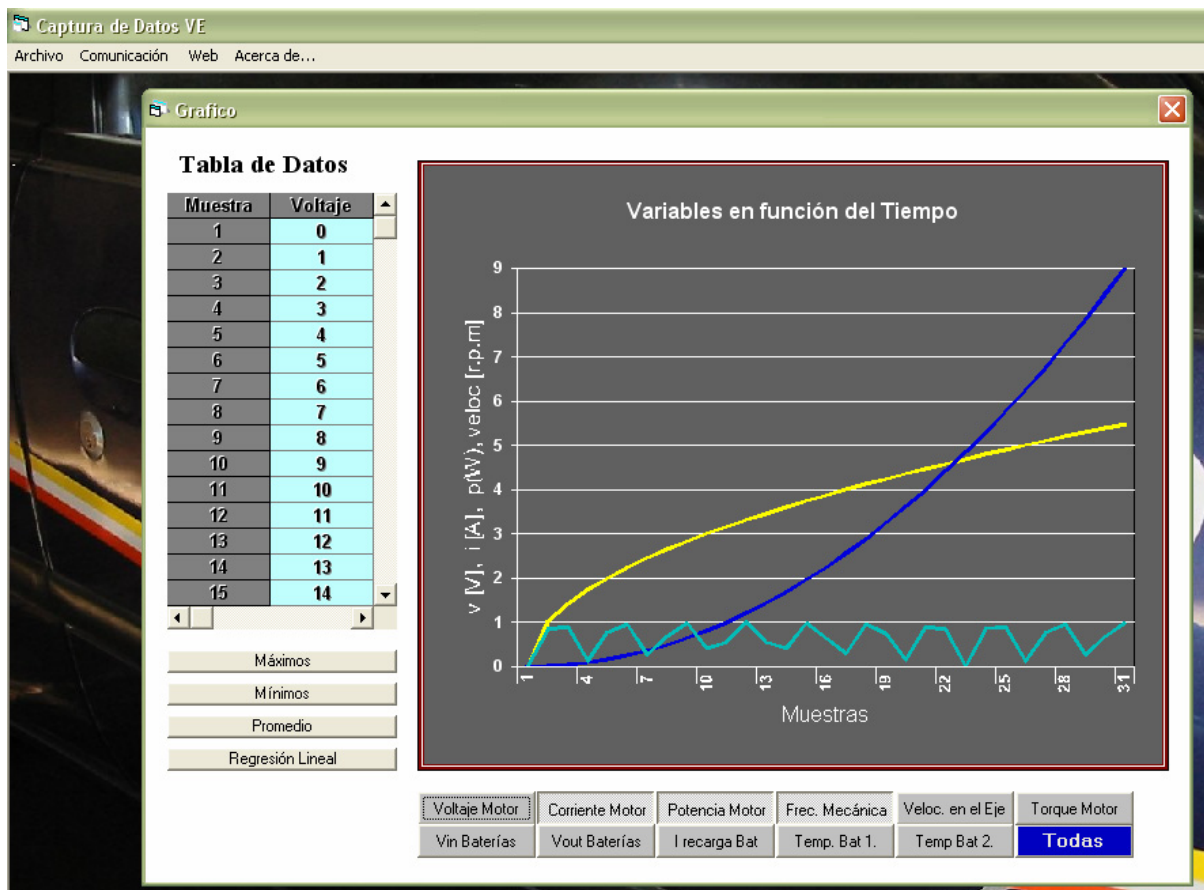


Figura 6.34 Ventana de graficación de los datos adquiridos del sistema

En la figura 6.34 se observa la ventana de graficación de datos. Estos datos se muestran tanto en forma de tabla como en gráfico. En la grafica se pueden seleccionar las curvas del sistema que el usuario desee además de unas cuantas estadísticas, seleccionadas con los botones en la parte inferior izquierda, como máximos, mínimos, promedios y la regresión lineal; éstas estadísticas solo pueden ser activas por una única curva a la vez. Se utilizó el lenguaje de programación de Visual Basic 6.

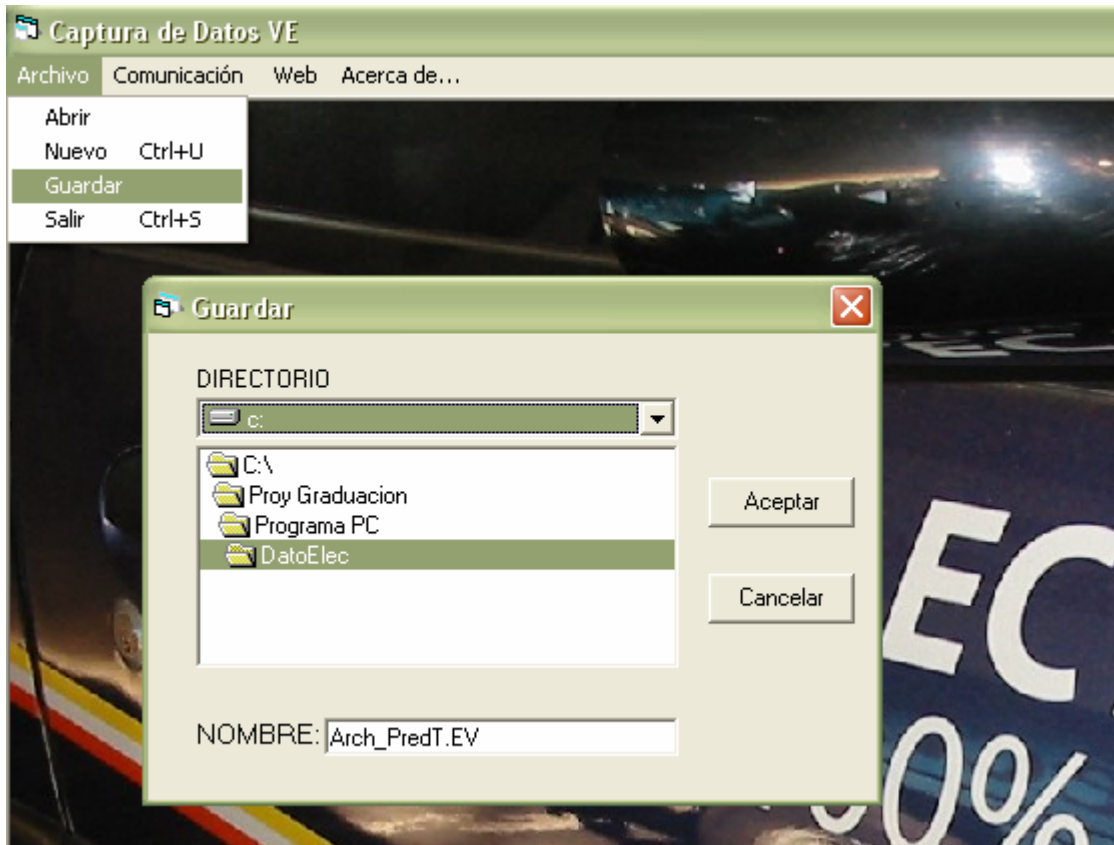


Figura 6.35 Ventana para guardar de los datos adquiridos en documentos

En la figura 6.35 se muestra la ventana de la función de guardar un documento con los datos adquiridos con anterioridad en esta se acepta o cancela dicha información. La ventana posee además selectores de directorios y el espacio para colocar el nombre del archivo.

Para la función de archivo "Nuevo" se utiliza la misma ventana de la figura 6.35 solo si existen datos cargados en la tabla, debido a la adquisición o a la apertura de un archivo anterior, Además de que despliega un documento o grafico nuevo (en blanco o sin datos) igual a mostrado en la figura 6.34. Se utilizó el lenguaje de programación de Visual Basic 6.



Figura 6.36 Ventana mostradora y búsqueda de páginas Web

La figura 6.36 muestra la ventana de mostrador de páginas Web, que puede ser utilizado para desplegar algún manual vía Internet, o navegar por ella por diversas razones, mientras se está utilizando el programa de adquisición. Se utilizó el lenguaje de programación de Visual Basic 6.



Figura 6.37 Ejemplo de página Web como documentación del proyecto

En la figura 6.37 se observa una muestra de la página Web implementada, como parte de la documentación adicional y que a su vez da a conocer lo más general del proyecto, Ésta puede ser publicada por la empresa como medio de difusión. Se utilizó el lenguaje de programación de Páginas Web Front Page XP “HTML”.

6.4 Análisis de resultados

El sistema de locomoción y recarga de baterías del vehículo eléctrico Sedan Force de Solectria, adquirido por la Compañía Nacional de Fuerza y Luz; se ha rediseñado para facilitar la reproducción y mantenimiento de todas partes y funciones. Seguidamente se realiza un análisis de todos los aspectos desde el punto de vista de los objetivos alcanzados.

En el diseño de los circuitos de potencia del puente inversor y cargador de baterías, como se puede observar en la figura 5.4, en la figura 5.5, en la figura 6.20 y en la figura 6.21; específicamente para el circuito de potencia del puente inversor se puede hacer referencia en la figura 5.4 a, su diseño, el cual está basado en la inversión de la energía CD de las baterías como fuente de alimentación, a energía de corriente trifásica necesaria para la operación del motor del vehículo eléctrico. El diseño considera no solo la utilización de IGBT's como componentes electrónicos más eficientes en cuanto a relación potencia y velocidad, sino también que esta misma tecnología estaba siendo usada en los controladores originales del vehículo en cuestión. El empleo de un contactor que realice una desconexión absoluta de la potencia del motor, garantiza mayor seguridad eléctrica que dispositivos de conmutación electrónicos, ya que estos últimos podrían ponerse en cortocircuito en caso de averiarse. Además, el contactor posee "enclavamiento" en caso de falsos contactos con las baterías. También el diseño considera que la corriente regenerada en la función de freno regenerativo sea realimentada al cargador de baterías.

Con respecto a la implementación del circuito de potencia del puente inversor trifásico (ver la figura 6.21), fue necesaria la reutilización de material en buen estado de otros controladores antiguos, dañados en forma parcial. Estos elementos reutilizados se pueden citar como: los IGBT's, el banco de capacitores, el contactor, fusibles, barras de conexión, conectores y toda la caja con sus respectivos disipadores.

No fue necesario el cálculo de las dimensiones y características de los disipadores, pues éstos ya habían sido dimensionados y probados por el fabricante original del sistema y verificada su efectividad en la C.N.F.L.

Las nuevas conexiones y los “drivers” fueron rediseñados en este proyecto y luego serán explicados. Los abanicos fueron reemplazados por otros más pequeños pero en mayor cantidad, conectados en serie entre sí, para ahorrar consumo de energía, como reductores de voltaje (como parte de un divisor de tensión ya que el contactor utilizado no es el adecuado) y como mecanismo de enfriamiento con una mejor distribución del aire. En resumen, todas las piezas de hardware empleadas ya habían sido probadas para las potencias utilizadas por el motor.

En la figura 5.6, se muestra el diseño del “driver” del circuito del puente inversor trifásico que se ha estado analizando. Este diseño consta de la activación de las compuertas de los IGBT’s en forma independiente, aunque la fuentes de las compuertas para los IGBT’s 4, 6 y 2 son la misma, ya que las señales de activación comparten la referencia. Las señales de activación de los IGBT’s 1, 3 y 5 son aisladas entre sí y aisladas con las del grupo 4, 6 y 2. Por lo tanto, era necesario que cada bloque de activación contara con su propia fuente de alimentación, en este caso, transformadores pequeños 120Vrms / 18Vrms de 250mA que permiten la completa separación eléctrica de las señales y un suministro de baja potencia. Aunque existen IC “drivers” dedicados específicamente a la activación de IGBT’s comerciales, en este caso por no poderse adquirir, se diseñaron “drivers” basados en optoacopladores que brindaron un similar resultado y a un menor costo de adquisición.

Con respecto a la implementación de este “driver”, se procedió a realizarse un diseño en placa de pistas (PCB) ya que no se manejan señales de potencia, sino solamente señales de control que son asignadas a las compuertas de los IGBT’s correspondientes a dichas señales.

La fabricación de la placa de circuito impreso, así como el resto de las placas de otros circuitos, fueron construidas con fabricación casera, utilizando **PCBExpress** como software de desarrollo, placas de bakelita y cobre, percloruro de hierro, impresiones láser en filmina y soldadura de estaño, obteniendo un adecuado funcionamiento (Ver figuras 6.24 y 6.27).

La utilización de los transformadores fue de gran efectividad en la alimentación de los “drivers” de los IGBT’s, ya que lograron el correcto aislamiento de cada una de las señales de compuerta, sin que existiera interferencia por interconexiones en puntos comunes o por malas polarizaciones de los dispositivos. Aunque la utilización de los transformadores y sus respectivos circuitos de “driver”, consumen mayor volumen que el diseño original, su adquisición y construcción es muy accesible y de bajo costo. Esto se puede ver en figura 6.22, en la parte inferior derecha (placa larga con varios transformadores)

En la misma figura 6.22, se puede apreciar junto a la placa de los “drivers” de los IGBT’s, una placa impresa más pequeña que es un circuito inversor monofásico de 156VCD a 120Vrms cuadrada (ver figura 6.17 b y figura 6.26), necesaria para alimentar a los primarios de los transformadores de la placa de los “drivers” de los IGBT’s. En la generación de la señal cuadrada alterna, la utilización de los tiempos muertos (ver figura 6.17a) logró evitar que los transistores de potencia del puente H se calentaran, además de no alterar la señal alterna requerida.

Para el control del inversor se obtuvieron los resultados planteados. La utilización del microcontrolador simplificó la construcción de la circuitería (ver figura 6.23) que básicamente se basa en la conducción por pistas (ver figura 6.24) o alambrado de las señales de salida y entrada de los microcontroladores a los “drivers” de los circuitos de potencia, además del adecuado control de los tiempos de conmutación debido a que se realizaron de forma programada.

Al igual que con el control del circuito del inversor trifásico, el control del cargador de baterías fue muy simplificado y cómodo en su elaboración y por ello fue conveniente la colocación de los dos microcontroladores en una misma placa de circuito impreso, además de que poseían muchas señales en común. Otra particularidad que resultó conveniente y que simplifica la programación de estos circuitos de control es la incorporación de un circuito reprogramador con selector y acople de señal (situado en la misma placa impresa) que logra la reprogramación con éxito de los circuitos sin la necesidad de la desconexión de los microcontroladores del sistema o traslado del vehículo a otro sitio diferente a donde se encuentra, en caso de pruebas y calibración.

La implementación del diseño (ver figura 5.5) del circuito de potencia para el cargador de baterías, fue realizado por completo con componentes reutilizados y completamente diferente en diseño al cargador original, básicamente lo único reutilizado fueron los disipadores de calor y la caja contenedora. Siguiendo el diseño se construyó el circuito como el mostrado en la figura 6.20, dichos componentes se conectaron de manera tal que fue posible adaptarlo a la caja contenedora original obteniendo siempre los resultados planteados.

El “driver” para el acople de las señales de control al circuito de potencia, partiendo del diseño (ver figura 5.7) se puede observar construido en la figura 6.25, aunque en este caso solo se trataba de controlar un solo IGBT, dio excelentes resultados la implementación de un circuito inversor monofásico con transformador al igual que el “driver” del inversor trifásico para aislar de la tierra común la conmutación de dicho IGBT.

En la figura 5.2 se muestra un esquema de la distribución y forma de los contactos que conforman la palanca de cambios. A causa de lo complicado de las combinaciones de contactos cerrados y abiertos que interaccionan, se diseñó e implementa una pequeña placa de circuito impreso que logra combinar los efectos de casi todos los contactos, en todas las posiciones y generar una sola señal eléctrica con diferentes niveles de voltaje.

Por medio de divisores de tensión se alcanza tener una señal analógica y variable con las conmutaciones, útil para simplificar la amplia variedad de combinaciones, en un solo valor de tensión a la vez, y logrados por la simple aplicación de divisores de tensión. La figura 5.15 muestra el diseño de conexión de los contactos de la palanca a las resistencias; la tabla mostrada en la misma ilustración, revela los niveles de tensión calculados para que el microcontrolador PIC1 interprete los diversos valores de tensión para las opciones de Reversa, Neutro, Económico, Normal y "Power". Estos valores calculados son consecuentes con los resultados de simulación (ver figura 6.5) y los valores medidos en el circuito ya implementado, (ver figura 6.15).

Para mayor flexibilidad del sistema, se establece un rango de detección del nivel analógico tomado por esta señal, con el fin que en la conversión del ADC del PIC1, se elija el rango más cercano en que se encuentra al valor de medición; siempre que el ADC del PIC convierta adecuadamente, no hay peligro de confusión entre las marchas. En cualquier caso, como se observa nuevamente en las figuras 5.15, 6.5 y 6.15, los valores que se podría confundir en la conversión del ADC, son Económico, Normal y "Power" (todas son marchas de avance a diferente potencia), ubicándose la posición Reversa al otro lado de la selección, y pasando primeramente por el valor de Neutro (aspectos de seguridad). El resultado práctico de dicha implementación y diseño, logra la reducción de la cantidad de señales a sensar.

La seguridad por sobrecargas eléctricas fue implementada a través de fusibles calculados para algunos de los circuitos construidos que requieren de mayor protección (puentes inversores monofásicos para fuentes de "driver") que lograron limitar las corrientes excesivas, por otra parte la colocación de una resistencia en la entrada a los puentes inversores monofásicos limita aún más la corriente dando la mayor protección y sin alterar los resultados deseados como se muestra en la figura 6.17.

La seguridad en el aislamiento se logró por medio de papeles aislantes entre los componentes eléctricos y electrónicos que pudiesen hacer contacto por cortocircuito, permitiendo a su vez en los componentes así requeridos (componentes de potencia) un acople térmico con disipador, pero no así acople eléctrico (ver figura 6.20), por otra parte el aislamiento de las placas de circuitos impresos se logró mediante la colocación de tapones de hule que suspenden las pistas de la placa impresa aislándolas de las cajas metálicas.

La disipación de calor de los circuitos de potencia se alcanza reutilizando los mismos disipadores de los controladores originales del vehículo los cuales ya habían sido dimensionados por el fabricante (ver figuras 6.20).

Uno de los beneficios logrados, más importantes en el aspecto de seguridad y aislamiento, es la separación de los circuitos de potencia de los de control, aunque esto signifique que se tuvieron que implementar mayor cantidad de cajas y conexiones. Se logra verificar, que el ruido electromagnético producido por los sistemas de potencia, no afectan en forma notable el desempeño de los microcontroladores, ya que éstos serían ubicados (en caso ideal) en una caja alejada de los circuitos de potencia dentro del “DASH” del vehículo. Esta es una ventaja que se obtiene sobre los controladores originales, que mezclaban en una misma estructura metálica los circuitos de potencia y control, provocando que estos últimos se dañaran por ruido electromagnético, calentamiento y la presencia de arcos eléctricos.

Para realizar las conexiones seguras requeridas entre los módulos, se empleó cableado de red tipo Cat5e y conectores RJ45 (PLUG y JACK), ver figura 6.19. A causa de las características brindadas por el fabricante, este tipo de capa física, en térmicos de redes eléctricas, soporta señales digitales, sin atenuar en forma considerable, por hasta 99 metros. Esto nos brinda excelentes aislamientos electromagnéticos y mucha seguridad de conectividad entre cajas, sin mencionar la versatilidad de los acoples de los conectores (JACK con PLUG).

Se ha respetado en todo aspecto de instalación la norma 568-B para la fabricación de **cables directos**, considerando el código de colores establecido. Para más detalle de conexiones y tipos de cables, consultar el Manual Técnico.

El motor empleado para pruebas en vacío fue un motor trifásico de inducción de 1 HP y 2.5 A nominal, diseñado para trabajar a 50Hz / 60Hz. Con este motor se verifica y calibra el funcionamiento adecuado de los disparos hacia los IGBT's del circuito inversor trifásico, esto quiere decir, la secuencia, tensiones y frecuencia de estos disparos, así como el efecto del PWM en cada disparo (ver Figura 6.11). También se verifica el algoritmo de control de potencia y dirección de rotación del motor, sensible a la posición de la palanca de cambios; lo cual no puede mostrarse en este documento con resultados concretos, pero que sí puede comprobarse físicamente en el momento de operar el motor.

También se verifica la reacción del controlador al valor del pedal acelerador, y se concluye que la relación de velocidad del motor y nivel de inclinación del pedal, se puede modelar matemáticamente si se desea (relación lineal, exponencial, logarítmica, o de ajuste experimental).

Las pruebas al vacío revelaron, que por las características constructivas del motor, no puede éste regularse en velocidad o torque a frecuencias mayores que 60 Hz debido al deslizamiento. Esto impide que al sistema controlador se pruebe a su máximo rango de funcionamiento, en velocidad, frecuencia eléctrica; y por la capacidad reducida del motor, no se pueden probar las tensiones, corrientes y torques nominales del controlador.

Es necesario, realizar pruebas más amplias, en el propio motor del vehículo eléctrico de imanes permanentes, que posee alto rango de frecuencias de operación y corrientes del orden de los cientos de amperios.

También se podría apreciar con mayor claridad, en este motor de mayor capacidad, los diferentes rangos de potencia y velocidad contemplados en el software y hardware del sistema de control diseñado.

Debido a la ausencia de una fuente de alimentación adecuada, o sea la falta del banco de baterías, no fue posible realizar las pruebas de montaje y funcionamiento del motor eléctrico original del vehículo, ya que no existe una fuente práctica que la reemplace: si se emplea la rectificación en una red monofásica de alimentación industrial o residencial, no se pueden lograr alcanzar los rangos de corrientes requeridos por el motor sin que se disparen los dispositivos de protección (disyuntores y fusibles); esto sin contar que la infraestructura en tuberías y cables no soporta la carga demandada. Además, si esta adaptación es posible, no se podrían realizar pruebas de campo a carga plena, por causa de la limitación de la longitud de los cables empleados desde la red al vehículo. En resumen, no se obtuvieron resultados en este aspecto que cumplan el objetivo planteado, por falta de material.

Todos los sistemas de cajas de protección con circuitería de control e interconexión entre ellas, se diseñaron e implementaron para ser instaladas dentro del vehículo, tarea que no se llegó a realizar o medir sus resultados, porque no es factible ya que la fuente de alimentación no se encuentra disponible dentro del vehículo, ello incluye los referente a la las cajas con circuitería de potencia y su ubicación en zonas ventiladas dentro del vehículo.

En las figuras 6.6 y 6.7 se observan los resultados obtenidos de los pulsos de control del sistema de potencia, se logró variar la frecuencia o velocidad, aún cuando las pruebas no se realizaron con un motor sincrónico (en su lugar un motor de inducción jaula de ardilla). Estas señales de control produjeron las señales alternas con su respectivo desfase, necesarias para el funcionamiento adecuado del motor, las cuales se pueden observar en la figura 6.9 y que son coherentes con las señales simuladas observadas en la figura 6.1.

La figura 6.10 muestra el resultado de la señal a baja velocidad, la cual está compuesta por una serie de pulsos con modulación que redujeron el voltaje y evitaron que se dañara el motor, pero manteniendo siempre la velocidad y su torque.

Otro punto importante que se destaca, al igual que con el inversor monofásico utilizado en las fuentes de los “drivers”, son los tiempos muertos en el cambio de secuencia de las señales de control, los cuales impidieron que se produjeran cortocircuitos en el momento de la conmutación, sin perjudicar el funcionamiento de control de velocidad deseado. Aunque el empleo de estos tiempos muertos incrementa los niveles de armónicos en el sistema como se puede notar en la figura 6.12, con valores de $THDr = 25.3\%$, éstos no perjudican el funcionamiento total esperado para este tipo de sistemas no naturales.

Con respecto a la señales de corriente (ver figura 6.9), los resultados obtenidos concuerdan con la simulación realizada (ver figura 6.2), respecto a la suavidad de la señal debido a la naturaleza inductiva de la carga empleada (motor de inducción). La corriente tiende a ser más semejante a una señal senoidal pura, en cuyo caso es mayormente imperceptible para el funcionamiento del motor a diferentes velocidades (ver figura 6.11). Los armónicos producidos por esta señal como se puede observar en la figura 6.12, aunque posee una distorsión armónica $THDr = 37.2\%$ mayor que en el de voltaje ($THDr = 25.3\%$) debido a los armónicos de baja frecuencia, generadores de la suavidad de la señal, ésta es correspondiente a un señal típica en un motor.

La señal de línea resultante de la figura 6.8, se puede notar que es la esperada obtener en comparación con el apéndice figura A.3.1. A diferencia de la señal teórica, los pequeños pulsos generados en los flancos de la señal cada 30° , son generados por los tiempos muertos de protección implementados.

Como en dicho tiempo todos los IGBT's se encuentran desconectados, el motor y su inercia se convierte en un generador que polarizan directamente los diodos de marcha libre de los IGBT's y por lo que dichos pulsos alcanzan el nivel de voltaje de la fuente de alimentación.

Ya se ha hablado de que se alcanzó el objetivo de sensibilizar el programa microcontrolado, a los valores posibles de la palanca de cambios. El objetivo de esta selección, es tener la versatilidad de conducir el vehículo desde alta autonomía - baja potencia hasta baja autonomía – alta potencia, con el fin de hacer más eficiente el consumo de energía proveniente de las baterías y el mejor rendimiento del motor cuando se encuentra a carga plena. Por supuesto, con la ausencia de la posibilidad de probar el motor eléctrico auténtico del vehículo, no se puede ajustar adecuadamente el algoritmo de control (compensación para alcanzar torque constante, ver figura 5.16). El software programado hasta el momento, tiene la propiedad de ajustar diferentes rangos de potencia, variando la frecuencia y la modulación de ancho de pulso de los disparos de las compuertas de los IGBT's, pero no lo hace referente a la “planta” (motor de pruebas), sino en forma independiente con valores preestablecidos. Será, en el instante de las pruebas de campo con el motor correcto, que se ajustará en forma completa, el algoritmo de compensación para los diferentes rangos de autonomía y torque.

En la figura 6.14 a y b, se muestran ráfagas de datos serie que evidencian la programación realizada en la comunicación vía puerto serie de la computadora (protocolo RS-232) con el sistema controlador (a través del PIC2). La comunicación bidireccional fue lograda con éxito entre estos dispositivos, pero es recomendable que se no se utilice la misma fuente alterna rectificada para conectar ambos dispositivos (como se empleó en las pruebas por falta de baterías), pues esto ocasiona daños la entrada del puerto serie de la PC a causa de corrientes en reversa por compartir la misma referencia a tierra. En todo caso, en el sistema bien implementado, el controlador se alimenta del banco de baterías del vehículo y la PC portátil de su propia batería, evitando incidentes no deseados.

Acerca del despliegue de datos eléctricos y mecánicos de los sistemas construidos, se ha desarrollado un software en la plataforma de Visual Basic 6.0, para PC, que sirve para la adquisición de datos enviados vía puerto serie y para ser tabulados y graficados en forma atractiva y fácil para el usuario (ver figura 6.34). También en las figuras 6.31, 6.32 y 6.33 se muestran otras acciones programadas dentro del mismo software (llamado **DATOELEC**), como lo son almacenamiento y recuperación de archivos de datos de tabla, configuración de la adquisición de datos (el usuario puede elegir la velocidad de toma de muestras), y elección de los puertos serie disponibles en la PC a utilizar. Todas estas funciones están probadas pero no en su totalidad a causa de la incompleta implementación del sistema (ausencia del banco de baterías)

Para la rutina de la reprogramación de parámetros de control, no existe en realidad un medio directo desarrollado en el proyecto, sino más bien un procedimiento para la utilización de los programas "PIC C Compiler" e "IC Prog." La reprogramación de los parámetros se realiza modificando en forma directa el código fuente de las rutinas de los microcontroladores, luego realizando la compilación (en PIC C Compiler) y reprogramación del archivo compilado (con IC Prog.) por medio del circuito reprogramador y la PC por cable serie. Respecto a esto, se logró en forma satisfactoria la reprogramación de ambos microcontroladores, así como la lectura del contenido de éstos. Cabe destacar, que solamente personas conocedoras de la arquitectura, lenguaje de programación y el software antes citado, están en la capacidad de realizar la tarea de reprogramación o cambio total de parámetros. El código fuente microprogramado puede observarse en el Apéndice A.7

El algoritmo para la recarga de las baterías no pudo ser implementado en su totalidad, debido a la ausencia del banco de baterías necesario para realizar las pruebas y las calibraciones requeridas.

El Manual de Usuario (hardware) desarrollado, tiene el propósito de brindarle a cualquier usuario del vehículo, el modo de uso del sistema, sus partes y la correcta conexión entre sus módulos durante el ensamblaje.

Para el mantenimiento y reparación de cada uno de los bloques que conforman el sistema, se tiene el Manual Técnico que posee el detalle de la circuitería de cada subsistema, diagramas esquemáticos y de circuitos impresos, la interconexión entre bloques y los valores prácticos de los componentes (a diferencia de este informe que posee valores teóricos). Además brinda una breve explicación del funcionamiento de cada subsistema, así como el flujo de la información entre bloque y bloque.

El Manual de Usuario de la PC (software), es el documento específico para entender y utilizar el software desarrollado para la adquisición de datos, tabulación y graficación de los parámetros del vehículo, esto es **DATOELEC**, desarrollado como ya se mencionó en la plataforma Visual Basic 6.0 para PC. Este documento está dirigido al técnico reparador y/o ingeniero encargado del monitoreo del sistema. Tanto el Manual de Usuario del hardware, el Manual Técnico y el Manual de Usuario de la PC se adjuntan a este documento (versión digital) en calidad de apéndices (debido a su amplio tamaño y para un uso más versátil)

La figura 6.18 muestra un circuito convertidor CD-CD no especificado en los objetivos pero que resultó indispensable para el cumplimiento de los objetivos de los demás sistemas de control para vehículos eléctricos y el cargador de baterías. Todos los circuitos necesitan la alimentación de energía tanto de +12V para circuitería analógica, como +5V para circuitería digital TTL, lo cual este convertidor suministra potencia adecuadamente para dicha necesidad. Para lograr una reducción de voltaje 156VCD a +12V y +5V sin obtener en la conversión pérdidas de potencia, se utilizó la tecnología de un puente inversor monofásico (ver figura 6.17b) que alimenta un transformador reductor 110V/24V.

Este transformador redujo la tensión adecuadamente sin excesivos calentamientos, que a su vez fue rectificadora, filtrada y regulada para obtener la alimentación de bajo voltaje deseado. Se puede observar las señales de control para este inversor monofásico en comparación con las señales simuladas (ver figura 6.4) que son básicamente idénticas a los resultados obtenidos (ver figuras 6.16a, 6.16b y 6.17a).

Para el encendido del convertidor CD-CD implementado, se utilizó los detectores de contactos del llavín, en la simulación de la detección de los contactos (ver figura 6.3) se nota que en este caso los resultados obtenidos son mejores, ya que se logró el encendido de la fuente o convertidor CD-CD como se tenía en el diseño, básicamente con la activación de los contactos como se muestra en la figura 5.3.

Capítulo 7 Conclusiones y recomendaciones

7.1 Conclusiones

1. La implementación de los diseños de los circuitos de potencia y control tanto del cargador de baterías como del inversor trifásico para un vehículo eléctrico fue satisfactorio.
2. Se disminuyeron los costos al reutilizar componentes electrónicos de potencia de controladores dañados de otros fabricantes.
3. El sistema original de mando por el usuario (acelerador, palanca de cambios, llavín de ignición o encendido), se simplificó a diferencia del sistema original.
4. La prueba de los sistemas electrónicos diseñados e implementados en una mesa de prueba con un motor sin carga, demostró con éxito el funcionamiento del sistema y sus partes.
5. No se realizó la instalación física de los circuitos implementados dentro del vehículo para pruebas con motor del vehículo original por falta de materiales (Banco de baterías).
6. Se programaron en los circuitos de control todas las funciones necesarias para el funcionamiento de un vehículo eléctrico (Reversa, avance, neutro, cambios de potencia).
7. No se efectuaron las rutinas de recarga de baterías planteadas, debido a la ausencia de un banco de baterías adecuado.

8. El programa de adquisición, graficación y almacenado de datos en la PC para el sistema de control del vehículo eléctrico, cumplió según lo especificado.
9. La programación de los circuitos de control utilizando, se logró utilizando una PC sin la necesidad de desconectar la circuitería.
10. EL motor realizó las funciones de avance, retroceso y cambio de potencia según lo especificado.
11. Se hicieron los manuales necesarios para la correcta utilización de los sistemas, a diferencia de la escasa información brindada por fabricantes extranjeros.
12. Los manuales de usuario, técnicos y conexión realizados, que son inexistentes en los sistemas originales, contribuyen en gran medida en el mantenimiento del sistema implementado además del conocimiento generado.
13. Se redujeron en casi un 89% los costos en materiales, de adquirir un sistema ya prefabricado, además del invaluable costo del conocimiento que se tenga en ello.
14. La utilización de tiempos muertos, produjo que, en las conmutaciones de los componentes de potencia no sufrieran cortocircuito, además que mantuvo inalterado el funcionamiento del motor empleado en las pruebas.

7.2 Recomendaciones

1. Como todo proyecto es importante que se de seguimiento para la completa implementación y avance de este.
2. Es importante agilizar o modificar los procedimientos presupuestarios que impiden la pronta adquisición de componentes o materiales.
3. Se debe hacer un cambio con los proveedores extranjeros en lo referente a compras por Internet, si se desea continuar con este tipo de proyectos muy beneficiosos para el desarrollo del país y máximo con la crisis del petróleo.
4. Se debe hacer conciencia de que en Costa Rica se pueden realizar artefactos tecnológicos y de tecnología propia.
5. Tanto en la adquisición de datos del sistema a la PC como la de reprogramación de los dispositivos de control, se deben realizar con fuentes independientes, o sea, no debe conectarse a la misma red eléctrica externa la PC y el sistema del vehículo.

Bibliografía

Libros de Texto:

1. Coughlin, Robert F./ Driscoll, Frederick F. “**Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales. Quinta edición**”. Prentice Hall, México: 1999.
2. Rashid M.H. “**Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones**”. Segunda Edición, Prentice Hall, México: 1995.

Páginas de Internet (revisión de actualización 12/6/2005):

Páginas de la Empresa.

3. <http://www.cnfl.go.cr> ‘Esta es la página principal de la Compañía Nacional de Fuerza y Luz (CNFL)’
4. <http://www.cnfl.go.cr/proyectos/conservacion/TRANESP/principal.htm> ‘Esta es la página principal del departamento donde se efectuará el proyecto’

Solectria empresa fabricante de VE.

5. <http://www.solectria.com> ‘ Esta es la página principal de los fabricantes de vehículos eléctricos obtenidos por la CNFL’
6. <http://www.solectria.com/products/accomp.html#e10> ‘En esta página se describen los diferentes tipos de vehículos incluyendo el utilizado en el proyecto del fabricante Solectria’

Técnicas de carga de baterías y tipos de baterías.

7. <http://www.rcnoticias.com/Tecnicas/BateriasMetodos.htm#Pb> ‘En esta página se encuentra información relevante de la forma adecuada de recarga de las baterías de Plomo-Ácido’
8. http://www.absaar.com/cargadores_de_baterias ‘En esta página se encuentra información de graficas de recarga de baterías de cargadores comerciales de la marca ABSAAR’

9. http://www.sapiensman.com/electrotecnia/pilas_y_baterias1.htm 'En esta página se encentra información de la constituciones de baterías de plomo y otros tipos, además de la forma de medición de su capacidad en amperios-Hora (AH)'
10. <http://www.es.varta-automotive.com/index2.php?p=4&s=1&t=0&content=knowhow/batterielexikon/glossary.php?letter=c> 'En esta página se encuentra un diccionario técnico de términos relacionados con baterías'

Normas de seguridad NPT 617

11. http://www.mtas.es/insht/ntp/ntp_617.htm 'En esta página se encuentra información sobre las normas de seguridad en la manipulación y recarga de baterías de plomo-ácido del Instituto Nacional de Seguridad e Higiene en el Trabajo'

Distribuidores de componentes electrónicos extranjeros.

12. <http://www.digikey.com> 'En esta página se encuentra información de precios de componentes de potencia como IGBT's, diodos y Drivers para IGBT'
13. <http://www.jameco.com> 'En esta página se encuentra información de precios de componentes y accesorios barios para la implementación del proyecto'
14. <http://www.microchip.com> 'En esta página se encuentra información de precios de microcontroladores utilizables para el proyecto'

Información de interés adicional.

15. <http://www.km77.com/glosario/e/engrplan.asp> 'En esta página se encuentra información de engranaje planetario de los más modernos vehículos eléctricos híbridos'

16. <http://www.motordeaire.com> 'En esta página se encuentra información sobre la última tecnología en motores de aire comprimido para vehículos (página principal)'

17. <http://www.km77.com/tecnica/alternativas/aire/texto.asp> 'En esta página se encuentra un reportaje con el creador del motor de aire MDI y de cómo el aire comprimido puede ser utilizado como fuente de energía y el funcionamiento del motor'

Apéndices

Apéndice A.1 Glosario, abreviaturas y simbología

Actuador(es): referido a los circuitos que accionan mecanismos o circuitos de potencias del sistema.

Aire Líquido: aire en estado líquido a muy extrema baja temperaturas que se utilizará como fuente de energía física en su cambio a estado gaseoso.

Autonomía: libertad de desplazamiento in-interrumpido de distancias de un vehículo sin que dependa en gran medida de tiempo, de algún factor externo.

BC3KW: modelo de cargador de baterías de la marca Solectria.

Bidireccional: referido a lo que posee dos direcciones diferentes.

Carga: referido a lo que consume fuerza, potencia, corriente o voltaje en un sistema.

CNFL: siglas en español de la Compañía Nacional de Fuerza y Luz.

Delay: palabra en inglés que se refiere a un tiempo de espera en las operaciones de un programa en general.

Disipador: referido a estructura metálica que efectúa un intercambio de calor para enfriar componentes electrónicos.

Disparo(s): referido a los pulsos eléctricos que accionan ha determinado componente electrónico en el sistema.

DASH: palabra en inglés referida al tablero de instrumentos interior de la cabina del conductor.

Drivers: Palabra en inglés para referirse a los circuitos que manejan adecuadamente el funcionamiento de otros circuitos del sistema.

E-10: modelo de vehículo eléctrico de la marca Solectria tipo pick up.

Estator: parte fija o inmóvil de un motor eléctrico.

Evento: referido a la programación orientada a objetos en la cual una aplicación o procedimiento se activa si ocurre algún suceso específico, ejemplo un doble clic en un ratón de computadora.

Freno Regenerativo: característica de frenado que utiliza la resistencia eléctrica magnética al movimiento de un generador.

Hardware: denominación técnica referida a la parte física de un circuito o sistema.

Hexadecimal: tipo numérico que utiliza base de 16.

Híbrido: referido a la utilización o combinación de dos tecnologías para un mismo fin, en esta caso, eléctrica (electrónica) y neumática para un vehículo eléctrico.

Inversor polifásico: circuito puente o sistema electrónico para generar múltiples corrientes alternas desfasadas entre sí y utilizando una fuente de corriente directa.

MDI: Siglas de «Moteur Development International» fabricantes del motor de aire comprimido.

Microcontrolador: circuito integrado electrónico, utilizado en el control de todos los demás circuitos del sistema que puede ser programado digitalmente.

Neumático: referido a lo que funciona o utiliza aire a presión.

NPT 617: Norma internacional para el manejo de baterías de plomo-ácido del Instituto Nacional de Seguridad e Higiene en el Trabajo.

Par: potencia o fuerza que proporciona o no, un motor eléctrico en su movimiento giratorio.

Parámetros: constantes físicas o eléctricas características de un sistema particular tanto de su forma como funcionamiento.

PC: computadora personal o portátil.

Prototipo: referido a un nuevo diseño preliminar de un sistema y que es el primero en construcción y funcionamiento a una serie de sistemas mejorados con posterioridad.

PWM: siglas en inglés de técnica de control por modulación de ancho de pulso (Pulse waveform modulation).

Recarga: referido a la acumulación o llenado de la energía en forma electroquímica en una batería.

Ref.: abreviatura de la palabra referencia.

Rotor: parte giratorias de un motor eléctrico o no.

Rutina: referido a un pequeño programa de computación.

Sensor(es): circuito electrónico que mide u observa el comportamiento de alguna variable física específica.

Sincrónico: referido a la igualdad de movimiento de la parte giratoria y física (rotor) de un motor eléctrico con sus campos magnéticos giratorios producidos en el estator.

Software: denominación técnica referida a la parte intangible (programación o lógica de funcionamiento) de un circuito o sistema.

Solectria: marca registrada de fabricante de controladores para vehículos eléctricos.

Tiempo muerto: referido al lapso de tiempo en que un componente o componentes eléctricos o electrónicos se encuentran inactivos o no polarizados.

Transductores: circuitos eléctricos o electrónicos de transforman una variable física en su representación eléctrica, y que es utilizado en sensores.

UMOC440T: modelo de controlador para motores trifásicos, de la marca Solectria.

Vab: referido a el voltaje de línea o diferencia de potencial de un punta a hasta uno b.

Van: referido al voltaje de fase o diferencia de potencial entre un punto a y una referencia común o neutra.

Vbc: referido a el voltaje de línea o diferencia de potencial de un punta b hasta uno c.

Vbn: referido al voltaje de fase o diferencia de potencial entre un punto b y una referencia común o neutra.

Vca: referido a el voltaje de línea o diferencia de potencial de un punta c hasta uno a.

Vcn: referido al voltaje de fase o diferencia de potencial entre un punto c y una referencia común o neutra.

VE: abreviatura de vehículo eléctrico.

VHE: abreviatura de vehículo híbrido eléctrico.

Apéndice A.2 Cálculo matemático de diseño

1. Cálculo del filtro de entrada y salida del circuito de potencia del cargador de baterías

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(150mH)(2.2mF)}} = 8.76Hz$$

2. Cálculo de la frecuencia de todos los osciladores LM555

$$t_{\text{alto}} = RA * C2 = 10k\Omega * 1\mu F = 0.01s$$

$$t_{\text{bajo}} = RB * C2 = 10k\Omega * 1\mu F = 0.01s$$

$$f_{\text{osc}} = \frac{1}{t_{\text{alto}} + t_{\text{bajo}}} = 50Hz$$

3. Cálculo del desfase de señal para el puente inversor monofásico

$$\text{Señal A Flanco Subida: } T = 3.3K\Omega * 1.0\mu f = 3.3ms$$

$$\text{Señal A Flanco bajada: } T = 0 * 1.0\mu f = 0$$

$$\text{Señal B Flanco Subida: } T = 0 * 1.0\mu f = 0$$

$$\text{Señal B Flanco bajada: } T = 1K\Omega * 1.0\mu f = 1ms$$

*Nota: Como la mayoría del sistema se basa en circuitos digitales microprogramados y divisores de voltaje, el aporte matemático es muy reducido.

4. Apéndice A.3 Formas de onda y pulsos en reversa

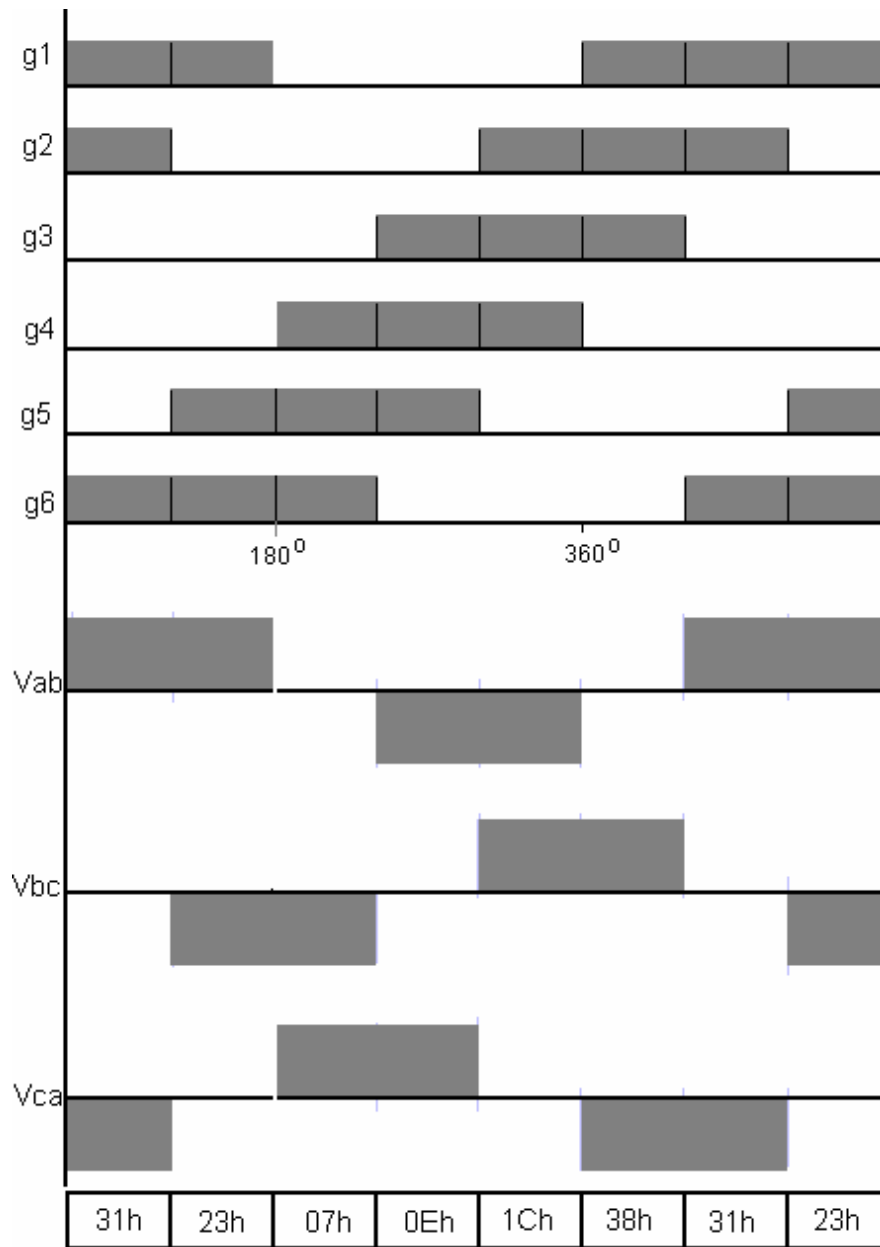


Figura A.3.1 Diagrama de ciclos de conducción en reversa

En la figura A.3.1 se puede observar el diagrama de ciclos de conducción de en reversa del inversor de potencia a utilizar en el proyecto, además de los voltajes de línea teóricos en la carga.

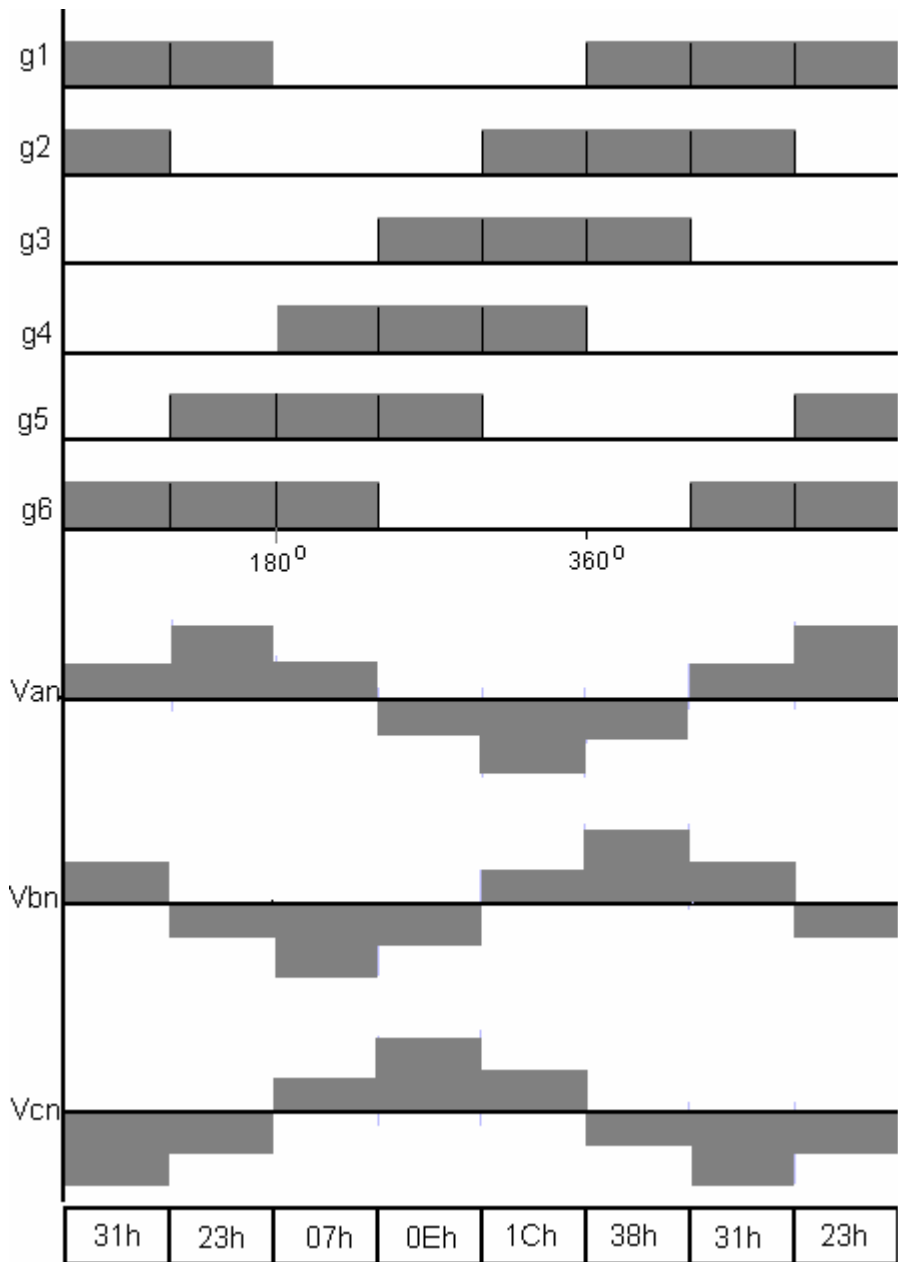


Figura A.3.2 Diagrama de ciclos de conducción de fase en reversa

En la figura A.3.2 se puede observar el diagrama de ciclos de conducción de en reversa del inversor de potencia a utilizar en el proyecto, además de los voltajes de fase teóricos en la carga.

Apéndice A.4 Circuitos de simulación

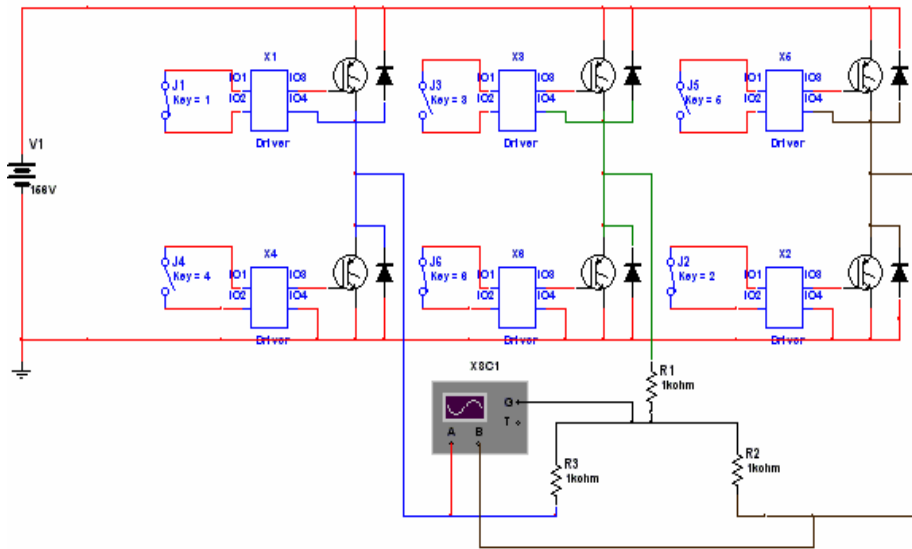


Figura A.4.1 Circuito de simulación para el circuito inversor con carga R

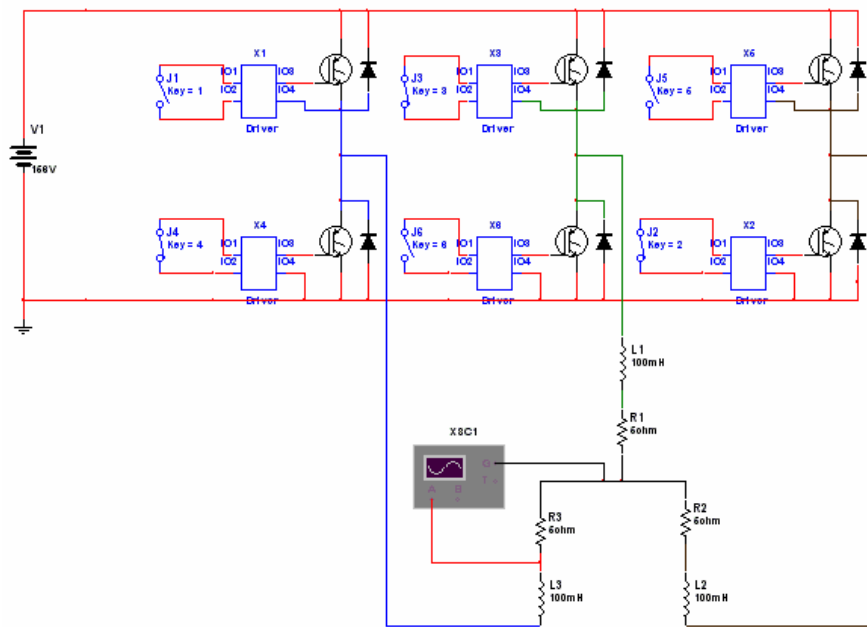


Figura A.4.2 Circuito de simulación para el circuito inversor con carga RL

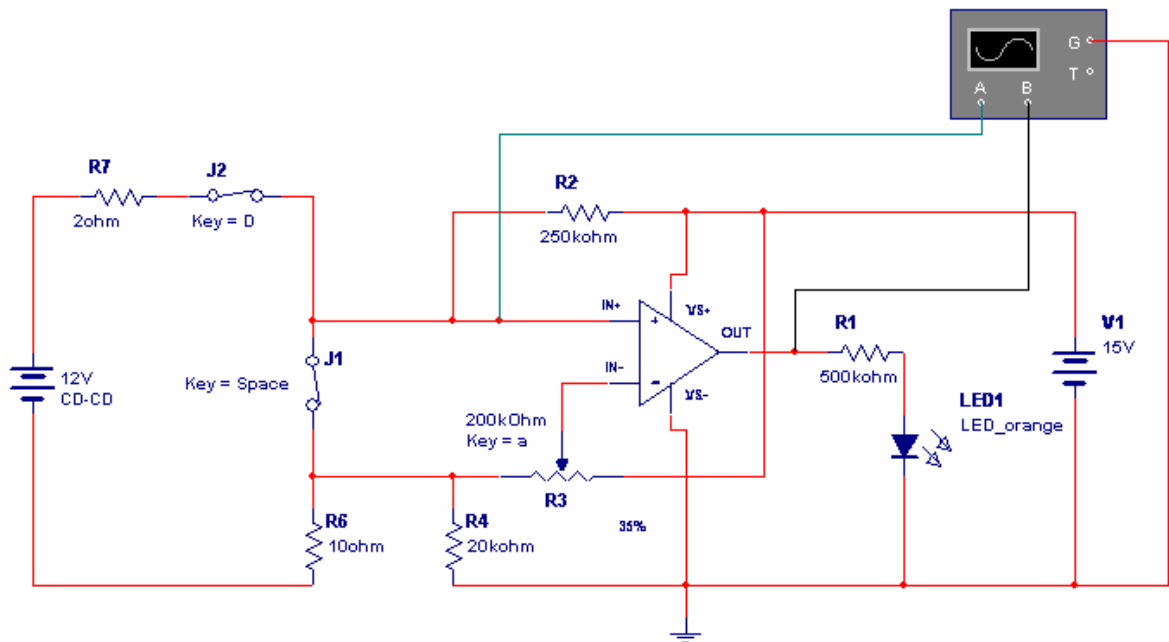


Figura A.4.3 Circuito de simulación para el detector de contactos del llavín

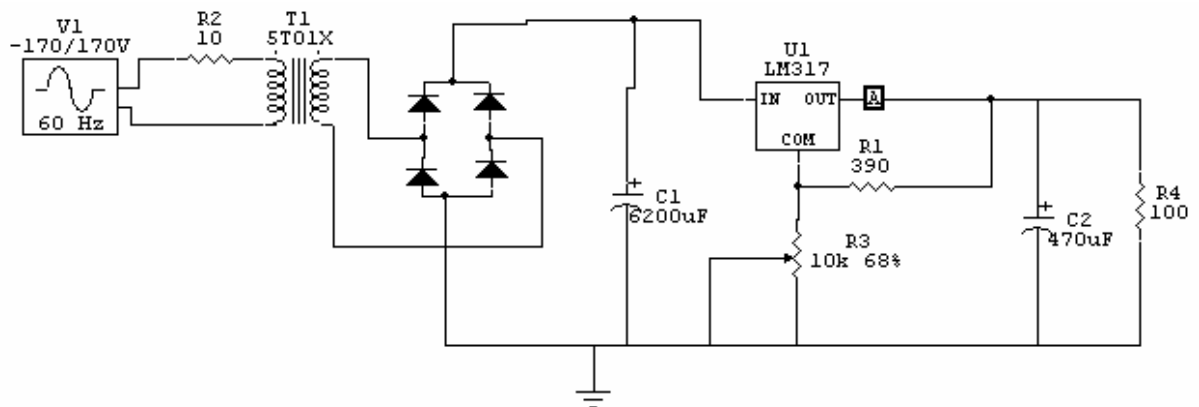


Figura A.4.4 Circuito de simulación para fuentes de alimentación

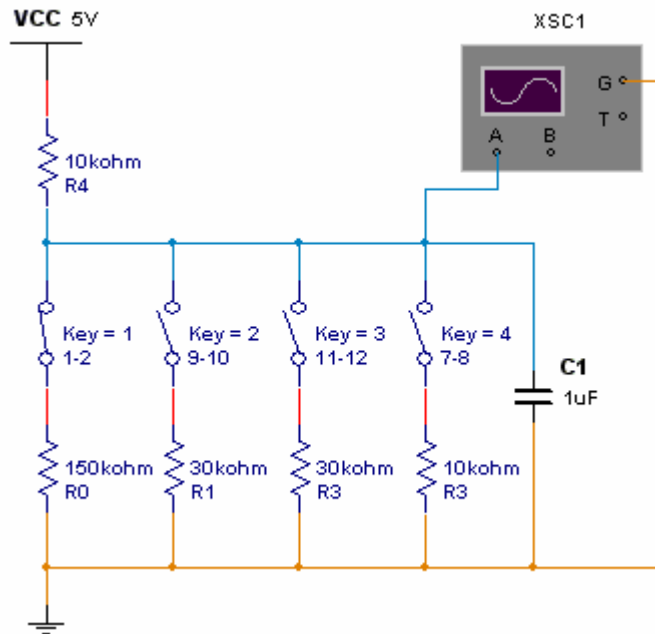


Figura A.4.5 Circuito de simulación para el detector de posiciones de la palanca de cambios

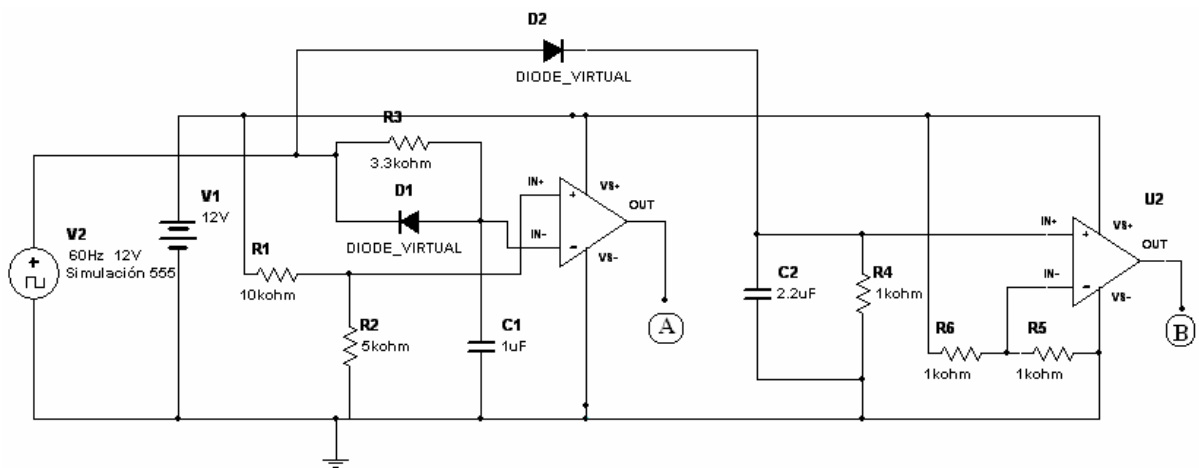


Figura A.4.6 Circuito de simulación para el detector de posiciones de la palanca de cambios

Apéndice A.5 Lista de materiales cotizados a utilizar en el proyecto

Tabla A.5.1 Materiales necesarios para el proyecto (baja potencia)

Cant	Componente	Serie	Descripción	Precio Unit.	Precio Total
4	4 AmpOp	Lm324 ó LM124	0-15v Operacionales	¢96,05	¢384,20
10	Base Montaje	8LP	Dip 8 pines	¢31,00	¢310,00
2	Base Montaje	40LP	Dip 40 pines	¢60,00	¢120,00
6	Base Montaje	14LP	Dip 14 Pines	¢35,00	¢210,00
4	Capacitores		10nf 16v	¢50,00	¢200,00
14	Capacitores		100 nF / 16v	¢60,00	¢840,00
6	Capacitores		220 µf - 35v	¢96,05	¢576,30
6	Capacitores		2200 µF / 16v	¢35,00	¢210,00
8	Capacitores		2200 µf - 35v	¢78,00	¢624,00
40	Capacitores		2200 µf 50V	¢180,00	¢7.200,00
4	Cobertor DB9	MDB9H ó DB9H	Para Conector DB9	¢96,05	¢384,20
30	Conectores	Tipo Jomper	2pines	¢5,00	¢150,00
2	Conector DB9	DB9SPCB	9 Pines Hembra	¢135,60	¢271,20
2	Conector DB9	DB9PPCB	9 Pines Macho	¢98,31	¢196,62
2	Cristal de Cuarzo		14 MHz	¢355,00	¢710,00
1	Convertidor Frec. a Voltaje	LM2907 (NTE995)	0 a 1kHz o mayor	¢1.848,00	¢1.848,00
80	Diodos Rectificadores	1N4001 (NTE116)	600 PRV 1A	¢15,82	¢1.265,60
2	Diodos Rectificadores	TA8162 (NTE515)	800 PRV 3A	¢1.830,00	¢3.660,00
6	Diodos Zener	1N5231 (NTE5010A)	ZD-5,1V, 0.5W	¢141,00	¢846,00
20	Diodos Zener	1N5245B (NTE5024A)	ZD-15.0V, 0.5W	¢94,00	¢1.880,00
5	Diodos Zener	1N5250 (NTE5029A)	ZD-20.0V, 0.5W	¢59,00	¢295,00
1	Fusible (con porta fusible)		250v / 2A porta fusible	¢232,00	¢232,00
1	Fusible (con porta fusible)		24V / 3A porta fusible	¢232,00	¢232,00
5	Fusibles (con porta fusible)		250v / 1A porta fusible	¢232,00	¢1.160,00
2	Fusibles (con porta fusible)		12V / 1A porta fusible	¢232,00	¢464,00
3	Generador / Oscilador	LM555 (NTE955M)	Oscilador (DIP)	¢96,05	¢288,15
10	LED's		Tamaño: T3/4 (redondos)	¢50,85	¢508,50
1	Max233	MAX233 (ó MAX232)	Acoplador Puerto Serie	¢2.000,00	¢2.000,00
2	Microcontrolador	PIC 16F877	Dip 40 pines 20 MHz	¢4.250,00	¢8.500,00
12	Opto Transistor	(NTE3098)	50mA BVCBO=55V	¢280,00	¢3.360,00
1	Potenciómetros		1kΩ - 1W	¢122,04	¢122,04
1	Potenciómetros		5kΩ - 1W	¢200,01	¢200,01
4	Potenciómetros		10kΩ - 1W	¢228,26	¢913,04

2	Potenciómetros		200K Ω - 1/2W	¢220,00	¢440,00
1	Regulador Ajustable	LM317 (NTE956)	1,2 - 37v / 1,5A	¢751,00	¢751,00
3	Placas de Bakelita y Cobre (PCB)	CL-150 S/PE		¢1.224,00	¢3.672,00
1	Solución de Percloruro de Hierro	Circuito Impreso		¢3.152,00	¢3.152,00
1	Regulador Ajustable	LM150K (NTE970)	1,2 - 37v / 3A	¢2.225,00	¢2.225,00
2	Relés12VCD	LM12E00	Bobina 12VCD / 2A SPDT	¢740,15	¢1.480,30
2	Relé 48VCD		48v 10A SPST / DIP	¢2.200,00	¢4.400,00
1	Relé 12VCD	DS4E-M-DC12V	(4 NC / 2 NO) - 4PDT/ DIP	¢9.458,10	¢9.458,10
200	Resistencias Varias	ASST1270	1/2w Rg:10 Ω - 5,6 M Ω	¢10,00	¢2.000,00
10	Resistencias		10 k Ω - 1w	¢10,00	¢100,00
6	Resistencias		9,1k Ω / 3W	¢41,81	¢250,86
5	Resistencias		3,9k Ω - 5W	¢88,14	¢440,70
5	Resistencias		6,8k Ω - 5W	¢88,14	¢440,70
1	Tiristor (SCR)	(NTE5414)	SCR-200 VRM / 4Arms	¢920,00	¢920,00
5	Transformadores	LP35	16V 0,15A	¢1.273,00	¢6.365,00
1	Transformador	TF-221	110/220V a 24V 2A	¢2.200,00	¢2.200,00
1	Transformador	LP573	110 a 24V 1A	¢2.031,00	¢2.031,00
2	Transistor	NTE16	NPN ic=0,1A	¢50,00	¢100,00
1	Transistor	NTE17	PNP ic=0,1A	¢35,00	¢35,00
6	Transistor	NTE2576(NTE2328)	T-NPN Ic=15A 200V	¢657,00	¢3.942,00
6	Transistor	NTE2577(NTE2329)	T-PNP Ic=15A 200V	¢1.089,00	¢6.534,00
X	Otros Gastos	xxx	xxxx	¢5.000,00	¢5.000,00
Total					¢96.098,52

Proveedores

Componentes Electrónicos	Electronica Hidalgo	Otros
--------------------------	---------------------	-------

Tabla A.5.2 Materiales necesarios para el proyecto (Alta potencia)

Cant	Componente	Serie	Descripción	Precio Unitario	Precio Total
2	Bobinas		L= 100-150mH / 50A	¢0,00	¢0,00
8	Capacitores		1500uf 200V	¢2.779,00	¢22.232,00
2	Capacitores		220uf 250V	¢1.371,90	¢2.743,80
2	Diodos Rectificadores	NTE6154	400V PRV 150A	¢15.963,00	¢31.926,00
5	Diodos Rectificadores	NTE6354	400V PRV 300A	¢17.850,00	¢89.250,00
2	Fusibles de semiconductor	Bussman	250V / 300A	¢0,00	¢0,00
1	Fusible de semiconductor	Bussman	250V / 100A	¢0,00	¢0,00
1	Fusible		250V / 50A	¢0,00	¢0,00
1	IGBT (go)		600V / 100A	¢44.869,80	¢44.869,80
1	IGBT	IRFP264	250V / 38A	¢9.639,00	¢9.639,00
3	Modulos IGBT's	DNX_DIM375WHS06-S000	600V / 375A con diodo marcha libre	¢55.080,00	¢165.240,00
1	Shunt (Resis. de Medición)	162309CJ	50mV Rango:0-50A(1mV/1A)/0,05Ω	¢12.724,00	¢12.724,00
1	Toroide (Traf. de Corriente)	MSQ40	660VAC Radio: 400A/5A (10VA)	¢1.983,90	¢1.983,90
5	Cable Negro por metro		AWG 2	¢0,00	¢0,00
10	Cable por metro		25 hilos colores AWG 24-28	¢1.488,00	¢14.880,00
15	Cable RED por metro		4 pares (8Hilos)	¢400,64	¢6.009,60
18	Conectores RJ45 PLUG	8P8C	8 hilos	¢637,50	¢11.475,00
18	Conectores RJ45 JACKS	CAT 5	8 Hilos	¢3.310,00	¢59.580,00
Total					¢472.553,10

Proveedores

Componentes Electrónicos	Electronica Hidalgo	Otros
--------------------------	---------------------	-------

Apéndice A.6 Cronograma de actividades

Tabla A.6.1 Tabla de tareas metodológicas

		Nombre de Tarea	Duración	Comienzo	Fin	Predecesor
1		Recopilación de Información actual	5 días	lun 7/25/05	vie 7/29/05	
2		Evaluación de Alternativas de Diseño	5 días	lun 7/25/05	vie 7/29/05	
3		(Diseño) Investigación Bibliográfica sobre Circuitos de Potencia	5 días	lun 8/1/05	vie 8/5/05	1,2
4		(Diseño) Investigación Bibliográfica sobre Regulación de Velocidad en Motores	5 días	lun 8/1/05	vie 8/5/05	1,2
5		Cotización de Componentes de Potencia y Control	2 días	lun 8/8/05	mar 8/9/05	2,3,4
6		(Diseño) Pruebas y Simulaciones Circuitos Potencia	10 días	lun 8/8/05	vie 8/19/05	3
7		(Diseño) Pruebas y Simulaciones Control de Velocidad	10 días	lun 8/8/05	vie 8/19/05	4
8		(Diseño) Investigación Bibliográfica de Métodos de Carga de Baterías	5 días	lun 8/8/05	vie 8/12/05	4
9		(Diseño) Info. De Control de Cargador de Baterías Actual	5 días	lun 8/15/05	vie 8/19/05	8
10		(Diseño) Comparación Métodos de Cargador de Baterías (por medio de la simulación)	3 días	lun 8/22/05	mié 8/24/05	9,7
11		Realizar Pedido de todos los Componentes	2 días	lun 8/22/05	mar 8/23/05	5
12		(Programa) Determinación de señales a controlar	2 días	lun 8/22/05	mar 8/23/05	
13		(Programa) Probar Algoritmos actuales del Sistema	3 días	mié 8/24/05	vie 8/26/05	
14		(Programa) Comparación de Secuencias existentes y teóricas a desarrollar	1 día	lun 8/29/05	lun 8/29/05	13,12
15		(Programa) Rutina de Comunicación PIC con la PC	4 días	mar 8/30/05	vie 9/2/05	14
16		(Implementación) Control y potencia de Circuito Inversor	10 días	lun 9/5/05	vie 9/16/05	6,7
17		(Implementación) Control y Potencia de Circuito de Cargador de Baterías	10 días	lun 9/5/05	vie 9/16/05	10
18		(Diseño e Implementación) Dispositivos de Seguridad	5 días	lun 9/12/05	vie 9/16/05	16CC,17CC
19		Traslación a Impreso y Pruebas de Circuitos de Control	10 días	lun 9/19/05	vie 9/30/05	16,17,18
20		Circuitería de Control en Cajas	5 días	lun 10/3/05	vie 10/7/05	19
21		Montaje Circuitos de Potencia y Alambrado en General	5 días	lun 10/10/05	vie 10/14/05	19
22		Valoración y Montaje del Tablero de Mando	5 días	lun 10/10/05	vie 10/14/05	19
23		(PC) Elegir Lenguaje de Alto Nivel para PC	2 días	lun 10/17/05	mar 10/18/05	
24		(PC) Programación y Pruebas de Rutinas de PC	8 días	mié 10/19/05	vie 10/28/05	23
25		(PC) Reprogramación de Parámetros	5 días	lun 10/24/05	vie 10/28/05	23
26		(Auto) Evaluación de todos los Sistemas Instalados	5 días	lun 10/31/05	vie 11/4/05	21,22,24,25
27		(Documentación) Creación de Manuales de Usuario y Técnicos	10 días	lun 11/7/05	vie 11/18/05	26
28		(Documentación) Exposición y Página WEB	10 días	lun 11/14/05	vie 11/25/05	27CC

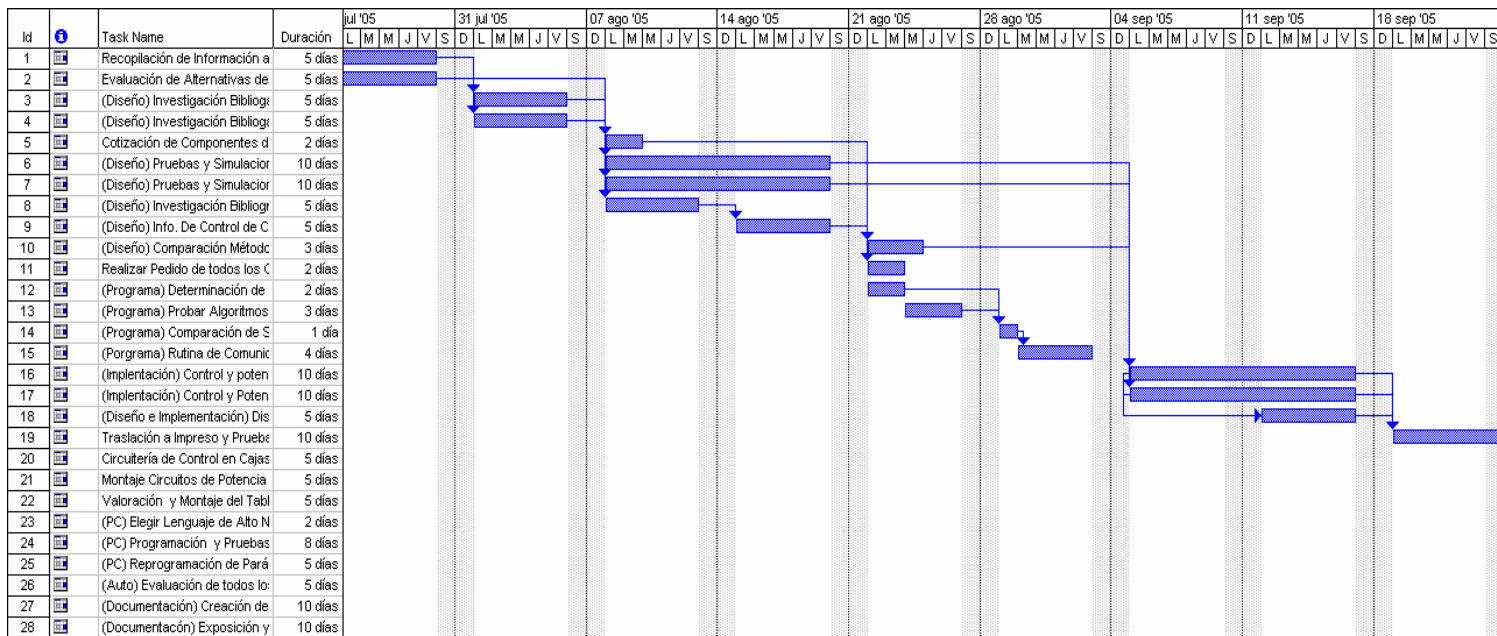


Figura A 6.1 Cronograma de actividades de Gantt a) primera parte

Apéndice A.7 Códigos fuentes de los programas de microcontroladores PIC1 y PIC2

Programa controlador inversor

```
#include <16F877.h>
#device *=16
#device adc=8
#use delay(clock=14318180)
#fuses HS,NOWDT,PUT
#use rs232(baud=9600,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7)
#include <CTYPE.H>
#include <stdlib.h>
#include <Math.h>

//DECLARACIÓN DE PUERTOS
#byte PUERTOA=0X05
#byte PUERTOB=0X06
#byte PUERTOC=0X07
#byte PUERTOD=0X08
#byte PUERTOE=0X09

//DECLARACIÓN DE VARIABLES
#define T_reversa 10
Byte d_Torque, dx, Cruzado;
byte Dato_TX[6];
byte Contador, Mult;
byte GET_T;
byte Aux;
byte Periodo_Gx;
byte Tiempo_Muerto;
Byte Tao;
Byte VM1, I carga_M1, Frec_M1; // Variables de control del Motor
Byte Acelerador, Rev_Neutro_Avance_MXMI, I carga_Bat; // Variables de Mando del
Motor
Byte Secuencia;
Byte PWM, Canal;
boolean Reversa;
boolean Neutro;
boolean Fin_Muestra;

//RUTINAS DE SERVICIO DE INTERRUPCIÓN

//SUB-RUTINAS DEL PROGRAMA
void Tiempo_Pulso()
{
```



```

switch (Canal) {
  case 0: {VM1 = read_adc();
    Dato_TX[Canal] = VM1;
    ++Canal;
    break;}
  case 1: {Icarga_M1 = read_adc();
    Dato_TX[Canal] = Icarga_M1;
    ++Canal;
    break;}
  case 2: {Frec_M1 = read_adc();
    Dato_TX[Canal] = Frec_M1;
    ++Canal;
    break;}
  case 3: {Acelerador = read_adc();
    Dato_TX[Canal] = Acelerador;
    ++Canal;
    break;}
  case 4: {Rev_Neutro_Avance_MXMI = read_adc();
    Dato_TX[Canal] = Rev_Neutro_Avance_MXMI;
    ++Canal;
    break;}
  case 5: {Icarga_Bat = read_adc();
    Dato_TX[Canal] = Icarga_Bat;
    Canal = 0;
    Fin_Muestra = True;
    break;}
  default: {Canal = 0;
    Fin_Muestra = True;
    break;}
}
}
void Caja_Cambios()
{
  If (Rev_Neutro_Avance_MXMI > 190)
  {
    Reversa = True;
    TAO = 3;
    d_Torque = 1;
  }
  else
  {
    Reversa = False;
    TAO = 1;
    If ((Rev_Neutro_Avance_MXMI > 138)&&(Rev_Neutro_Avance_MXMI < 190))
      Neutro = True; //Colocar Despues "True" Para identificar el neutro
    else

```

```

    {
        Neutro = False;
        If ((Rev_Neutro_Avance_MXMI > 117)&&(Rev_Neutro_Avance_MXMI <138))
            { d_Torque = 30;}
        If ((Rev_Neutro_Avance_MXMI > 100)&&(Rev_Neutro_Avance_MXMI <117))
            { d_Torque = 20;}
        If (Rev_Neutro_Avance_MXMI < 100)
            {d_Torque = 1; }
        }
    }
}

```

```

void Secuencia_Reversa()
{
if (Reversa == True)
{
    Tiempo_Pulso(); //Tiempo de Duración de los Pulsos IGBT
    If (Secuencia == 1)
        Secuencia = 6;
    else
        --Secuencia; // Decrementa Secuencia "Reversa"
} // final if (Reversa = True)
else
{
    Tiempo_Pulso(); //Tiempo de Duración de los Pulsos IGBT
    If (Secuencia == 6)
        Secuencia = 1;
    else
        ++Secuencia; //Incrementa Secuencia "Avance"
} //final else (Reversa = Flse)
}

```

```

Void PWM_Estado()
{
    PWM = Acelerador + d_Torque;
    if (Acelerador >= 220)
        PWM = 255;
    SET_PWM1_DUTY(PWM);
}

```

```

Void Activa_Contactor()
{
if ((Acelerador > 22)&&(Mult < 50))
{
    Bit_Set(PUERTO B,1); //Activacion contactor
    Bit_Set(PUERTO B,2); //Activacion contactor
}
}
else

```

```

    {
    Bit_Clear(PUERTO_B,1); //Desactiva contactor
    Bit_Clear(PUERTO_B,2); //Desactiva contactor
    }
}

//RUTINA PRINCIPAL DEL PROGRAMA

void main() {
//Inicialización de Variables Adicionales
    PWM = 60; //0.000416/(4*(1/14318180))
    SET_PWM1_DUTY(PWM);
    Tiempo_Muerto = 254;
    Canal = 0;
    Secuencia = 1;
    Periodo_Gx = 0; // Controla la Pendiente de Aceleración
    Tao = 1;
    Contador = 0;
    Acelerador = 0;
    Reversa = False;
    Neutro = False;
    PUERTOD = 0x00;
    PUERTO_B = 0x00;
    d_Torque = 1;
    Dx = 0;

//Configuración del Microcontrolador
    //SET_TRIS_A( 0xFF ); // MSB(11111111)LSB Entradas Analógicas sensores "0
    Salida", "1 Entrada"
    SET_TRIS_B( 0xE9 ); // MSB(11101001)LSB E/S varias SCR's "0 Salida", "1
    Entrada"
    SET_TRIS_C( 0xFB ); //b MSB(11111011)LSB Entradas Digitales Varias "0
    Salida", "1 Entrada"
    SET_TRIS_D( 0xC0 ); // MSB(11000000)LSB Salidas IGBT'S "0 Salida", "1
    Entrada"
    //SET_TRIS_E( 0xFF ); // MSB(11111111)LSB Entradas Analógicas sensores "0
    Salida", "1 Entrada"
    Port_b_pullups(TRUE);
    setup_adc_ports(ALL_ANALOG); //ALL_ANALOG
    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_8);
    setup_spi(FALSE);
    setup_psp(PSP_DISABLED);
    setup_counters(RTCC_INTERNAL,RTCC_DIV_2);
    setup_timer_1(T1_DISABLED);
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_4,255,2); // duty 50% = 0.000416/(4*(1/14318180))
    setup_ccp1(CCP_PWM);
    setup_ccp2(CCP_OFF);
}

```



```

enable_interrupts(INT_ADC);
enable_interrupts(global);

// enable_interrupts(INT_RB);
// enable_interrupts(INT_TIMER1);
// enable_interrupts(INT_TIMER2);
// enable_interrupts(INT_TBE);
// enable_interrupts(INT_RDA);
// enable_interrupts(INT_BUSCOL);

while (True) //For (;;) //Ciclo infinito para secuencia de Pulsos
{
Carga_Variables(); // Carga de las variables del sistema
PWM_Estado(); // Determina si se aumenta o disminuye el PWM
Caja_Cambios(); // Rutina de Selección de Cambios

If ((Neutro == False)&&(Acelerador >= 20))
{
Activa_Contactor(); //Rutina de Activación Contactor
Secuencia_Reversa (); //Determina la secuencia de Reversa o Adelanto

switch (Secuencia) { // Rutina de casos de los diferentes pulsos de los IGBTES
case 1: {PUERTOD = 0x00;
Delay_us (600);
Aux = 0x23;
PUERTOD = Aux;}
break;
case 2: {PUERTOD = 0x00;
Delay_us (600);
Aux = 0x07;
PUERTOD = Aux;}
break;
case 3: {PUERTOD = 0x00;
Delay_us (600);
Aux = 0x0E;
PUERTOD = Aux;}
break;
case 4: {PUERTOD = 0x00;
Delay_us (600);
Aux = 0x1C;
PUERTOD = Aux;}
break;
case 5: {PUERTOD = 0x00;
Delay_us (600);
Aux = 0x38;
PUERTOD = Aux;}
break;

```

```

case 6: {PUERTOD = 0x00;
        Delay_us (600);
        Aux = 0x31;
        PUERTOD = Aux;}
    break;
default: {}
    break;
} //Switch
} //If (Neutro = False)
Else
{
    Bit_Clear(PUERTOB,1); //Desactiva contactor
    Bit_Clear(PUERTOB,2); //Desactiva contactor
    PUERTOD = 0x00;
    if (Acelerador < 20)
    {
        Contador = 0;
        Mult = 0;
    }

}
//Else (Neutro = True)
} //For (;)
} //void main()

```

Programa cargador de baterías

```
#include <16F877.h>
#device *=16
#device adc=8
#use delay(clock=14318180)
#fuses HS,NOWDT,PUT
#use rs232(baud=9600,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7)
#include <CTYPE.H>
#include <stdlib.h>
#include <Math.h>
#include <String.h>

//DECLARACIÓN DE PUERTOS
#byte PUERTOA=0X05
#byte PUERTOB=0X06
#byte PUERTOC=0X07
#byte PUERTOD=0X08
#byte PUERTOE=0X09

//DECLARACIÓN DE VARIABLES
Byte TIEMPO_ESPERA;
byte Dato_TX[8];
BYTE Dato_Rx[8];
Byte Cadena[3];
Byte VM1, I carga_M1, Frec_M1; // Variables de control del Motor
Byte Temp_Bat1, Temp_Bat2, I carga_Bat, Vin_Bat, Vout_Bat; // Variables de
Mando del Motor
Byte I, Indice;
Byte PWMC, Canal;
Boolean RX_Terminada, TX_TERMINADA, Fin_Muestra;

//SUB-RUTINAS DEL PROGRAMA

void TRANSMITIR(byte DATOS_CMD) //Rutina para la Transmicion de un Dato 8
Bit's tipo Char
{
    Delay_ms(30);
    PUTC(DATOS_CMD);
}

Void RECIBIR()
{
    If (Indice <=2)
```

```

    {
        Dato_Rx[Indice] = GETC();
        Transmitir(Dato_Rx[Indice]); //Respuesta de Comunicación y respuesta
        ++Indice;
    }
else
    Indice = 0;
}

Void Respuesta()
{
    DELAY_MS(500);
    TRANSMITIR("O");
    TRANSMITIR("K");
    DELAY_MS(1000);
}

Void Carga_Variables() //Rutina que carga los valores de los sensores a utilizar
{
    set_adc_channel(Canal);
    Delay_us(5);
switch (Canal) {
    case 0: {VM1 = read_adc();
            Dato_TX[Canal] = VM1;
            ++Canal;
            break;}
    case 1: {Icarga_M1 = read_adc();
            Dato_TX[Canal] = Icarga_M1;
            ++Canal;
            break;}
    case 2: {Frec_M1 = read_adc();
            Dato_TX[Canal] = Frec_M1;
            ++Canal;
            break;}
    case 3: {Temp_Bat1 = read_adc();
            Dato_TX[Canal] = Temp_Bat1;
            ++Canal;
            break;}
    case 4: {Temp_Bat2 = read_adc();
            Dato_TX[Canal] = Temp_Bat2;
            ++Canal;
            break;}
    case 5: {Icarga_Bat = read_adc();
            Dato_TX[Canal] = Icarga_Bat;
            ++Canal;
            break;}
}

```

```

case 6: {Vin_Bat = read_adc();
        Dato_TX[Canal] = Vin_Bat;
        ++Canal;
        break;}
case 7: {Vout_Bat = read_adc();
        Dato_TX[Canal] = Vout_Bat;
        Canal = 0;
        Fin_Muestra = True;
        break;}
default: {Canal = 0;
        Fin_Muestra = True;
        break;}
    }
}

```

//RUTINAS DE SERVICIO DE INTERRUPCIÓN

```

#int_rda
rda_isr() {
    If (TX_TERMINADA == True)
        RECIBIR();
}

```

//Rutina de Programa Principal

void main()

{

//Inicialización de Variables Adicionales

```

I = 0;
Indice = 0;
Fin_Muestra = False;
RX_TERMINADA = False;
TX_TERMINADA = True;
Canal = 0; //Canal del ADC
PWMC = 125; // '520' .000416/(16*(1/20000000)) 50%
SET_PWM1_DUTY(PWMC);

```

//Configuración de Microcontrolador

SET_TRIS_A(0xFF); // MSB(11111111)LSB Entradas Analogicas sensores "0 Salida", "1 Entrada"

SET_TRIS_B(0xFC); // MSB(11111100)LSB E/S varias SCR's "0 Salida", "1 Entrada"

SET_TRIS_C(0xBB); // MSB(10111011)LSB Entradas Digitales Varias "0 Salida", "1 Entrada"

SET_TRIS_D(0xFF); // MSB(11111111)LSB Salidas IGBT'S "0 Salida", "1 Entrada"

```

Port_b_pullups(True);
setup_adc_ports(ALL_ANALOG);

```

```

setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_8);
setup_psp(PSP_DISABLED);
setup_spi(FALSE);
setup_psp(PSP_DISABLED);
setup_counters(RTCC_INTERNAL,RTCC_DIV_2);
setup_timer_1(T1_DISABLED);
setup_timer_2(T2_DIV_BY_4,255,2);
setup_ccp1(CCP_PWM);
setup_ccp2(CCP_OFF);
enable_interrupts(INT_ADC);
enable_interrupts(INT_RDA);
enable_interrupts(GLOBAL);

//enable_interrupts(INT_RTCC);
//enable_interrupts(INT_RDA);
//enable_interrupts(INT_TIMER2);

While (true) //Ciclo infinito de Programa Principal "Loop"
{
//Carga_Variables();
//if ((Dato_Rx[0] == 'S')&&(Dato_Rx[1] == 'E')&&(Dato_Rx[2] == 'T'))
{
//If (Fin_Muestra == True)
{
Respuesta();
TX_TERMINADA = False;
For (l=0;l <= 7; ++l)
{
TRANSMITIR(l); //Dato_TX[l]
TRANSMITIR(";");
Dato_Rx[l] = ' ';
}
TX_TERMINADA = True;
Fin_Muestra = False;
DELAY_ms(1000);
TRANSMITIR("F");
TRANSMITIR("I");
TRANSMITIR("N");
DELAY_MS(500);
}
}
}
}
}

```

Apéndice A.8 Valores posibles de las variables sensadas en proceso.

Tabla A.8.1 Estado de las variables sensadas en los procesos de tracción y recarga de baterías y los posibles valores que toman

	VARIABLE	Abreviatura de la variable	VALORES POSIBLES
1	Voltaje en el motor	VM1	0 hasta 105Vpico
2	Corriente de carga en el motor	icarga	Se presume podría ser de 0 a 250A nominal*
3	Frecuencia mecánica	f_{m1}	Se presume podría ser de 0 a 10 000 r.p.m*
4	Acelerador / freno regenerativo	“pedal”	0 a 100%
5	Palanca de Cambios	“marchas”	Reversa / neutro / económico / normal / “power”
6	Corriente de carga de las baterías	i_{bat}	Se presume podría ser de 0 hasta 15 A*
7	Voltaje de Entrada de las baterías	Vin bat	0 hasta 156VCD
8	Voltaje de Salida de las baterías	Vout bat	0 hasta 156VCD
9	Temperatura del banco1 de las baterías (sensor térmico de adelante del auto)	Temp. bat 1	No se han realizado pruebas
10	Temperatura del banco 2 de baterías (sensor térmico posterior del auto)	Temp. bat 2	No se han realizado pruebas
11	Temperatura del motor	Temp. M1	No se han realizado pruebas
12	Posición del llavín	“Posición del llavín”	Apagado / Accesorios / Encendido / Ignición

* No se han realizado pruebas en estos aspectos, ya que se carece de los medios para alcanzar dichos propósitos y existen evidencias que los valores dados por el fabricante de los controladores originales, no son correctos o presenta valores comerciales no reales desde punto de vista eléctrico.

Anexos

Overview

The Solectria UMOC is a self-contained, microprocessor controlled, three-phase AC vector control power inverter for AC induction, DC brushless traction drive and auxiliary drive motors. The UMOC utilizes highly reliable IGBT power semiconductor switches.

Applications

Responding to all input sensors and commands, the UMOC provides the power output necessary to operate an over-the-road vehicle. In addition to controlling the main traction motor, the UMOC can send signals to dashboard displays and exterior vehicle signal lights.

Features

- Regenerative braking
- Automatic thermal protection
- Over and under voltage limits for batteries
- Internal contactor
- Self contained operation
- High-speed microprocessor
- Multi-level safety systems
- Lightweight aluminum chassis

Available and Custom Options

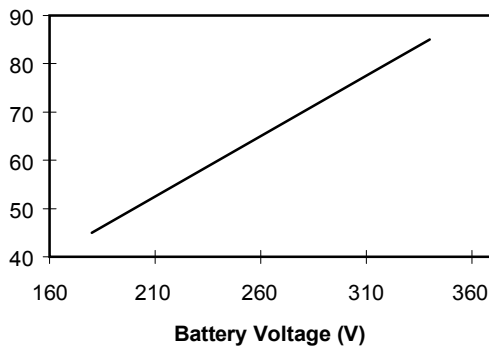
- Interface kit for “plug and play” accessories
- High-power cooling system
- Driver’s console can be configured to operate single or multiple controllers
- Factory customized parameter settings



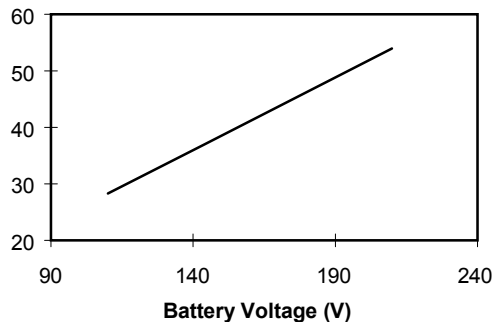
Specifications

Dimensions	488mm x 225mm x 195mm	
Weight	11.8kg	
Min. Nominal Battery Voltage	216VDC	120VDC
Max. Nominal Battery Voltage	312VDC	192VDC
Min. Operational Voltage	160VDC	90VDC
Max. Operational Voltage	370VDC	240VDC
Unit Efficiency	96-98%	96-98%
Min./Max. Operating Temps.	-40°C to 50°C	-40°C to 50°C
Maximum Current	250A rms	250A rms
Peak Power	78kW@312V	37kW@144V
Continuous Power	34kW@312V	17kW@144V
Max. Voltage “On Charge”	400VDC	240VDC

**Battery Voltage vs. Peak Power
UMOC440T**



**Battery Voltage vs. Peak Power
UMOC425T**



Solectria Corporation, 33 Industrial Way, Wilmington MA 01887 USA
Tel 978-658-2231 / Fax 978-658-3224 / sales@solectria.com / www.solectria.com

Overview

The Solectria BC3kW is a state-of-the-art microprocessor-controlled electric vehicle battery charger for use with 220VAC input power (or 120VAC at reduced power). Because it is power-factor-corrected and highly efficient, the unit can provide up to 3000 watts power output (from a 20A, 220VAC circuit).

The Solectria BC3kW can be used to supply power to the battery pack of any small to mid-size automobile or light-duty truck or van.

Features

- Charger temperature limiting
- Battery over-temperature protection and temperature compensation
- Internal fuse protection, input and output
- Electrical isolation between input and output
- “Charger on” interlock (drive disable)
- Sealed unit with air-cooled heat sink
- Convenience charging @110V AC (reduced power)

Available and Custom Options

- Interface package includes mating connectors, mounting hardware, two temperature sensors, and 20A external fuse with holder
- Optional interface box with LEDs

An engineering fee applies to all custom orders.



Fan position may differ from that shown.

Specifications

	BC3kW
Power Output	3kW
Output Voltage (Full Power)	144 or 195VDC
Nominal Pack Voltage (Lead Acid)	144 or 156VDC
Rated Efficiency	92%
Input Voltage	108 to 255VAC
Input Current	16A @ 220VAC 12A @ 120VAC
Power Factor	≥ 0.98
Dimensions	420mm x 151mm x 148mm
Weight	9.5kg
Operating Temperatures	Full power @ ambient temp. of -25°C to +30°C Reduced power @ ambient temp. of +30°C to +70°C

Overview

The Solectria AC42 is a single output, 70kW 3-phase AC induction motor with a nominal speed of 4k rpm and a maximum speed of 10k rpm. It is available in two standard configurations:

AC42-A – Smooth shaft version that can be operated in single or, using the Solectria AT661 motor reduction box, dual motor systems. (See the AT661-AC42-2 data sheet for details.)

- **AC42-B** – Splined-shaft version designed for use with the Solectria AT1200 motor reduction box.

Applications and Features

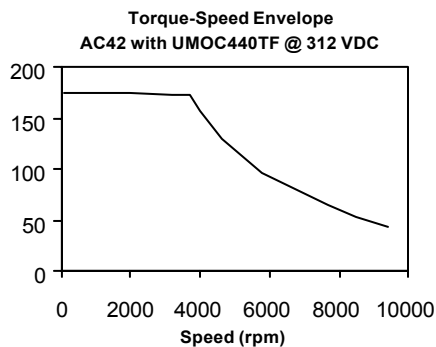
The Solectria AC42 motor design is suited to large sedans, trucks, shuttle buses, industrial plant vehicles and other applications where low speed torque is important.

- High-efficiency brushless design
- Sealed motor casing
- Compact, lightweight construction
- Low rotating losses
- Low electrical resistance
- Cost effectiveness and high reliability

When used in conjunction with a Solectria UMOc, the motor functions as an “electronic transmission,” eliminating the need for a multi-speed gearbox. It also can directly drive a vehicle’s wheels with a fixed ratio.

Available and Custom Options

- Power and sensor lead and length options
 - Available for use as a hybrid generator (Custom)
 - Customized features such as end bells and shafts based on customer specifications.
 - AT1200 motor reduction box with a 10:1 ratio.
 - Optional cooling shroud
 - Interface package includes mating connectors (not required if purchasing a Solectria motor controller)
- An engineering fee applies to all customized orders.

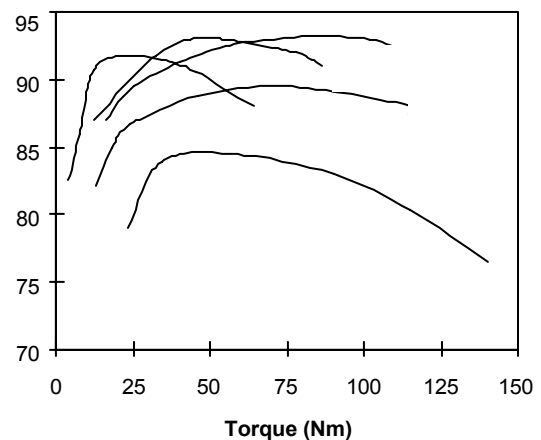


Shown with Optional Cooling Shroud

Specifications

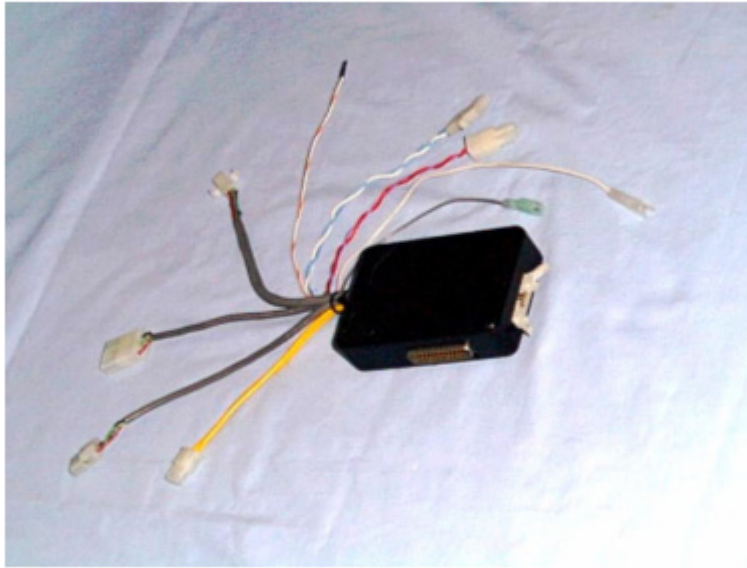
Peak Torque	150Nm
Maximum Current	240A rms
Continuous Torque	42Nm
Continuous Power	21kW
Peak Efficiency	93%
Motor Controller	UMOC440TF
Peak Electrical Power	78kW
At Voltage of	312 VDC
Nominal Speed	4k rpm
Maximum Speed	10k rpm
Weight	60.5kg
Diameter	248mm
Length	368mm

Efficiency vs. Torque
AC42 with UMOc440TF @ 312 VDC



Anexo B.4

Single-Drive / Ignition Box Systems



Your ignition or “interface” box should be located in a protected area such as underneath the dash of your vehicle. It should also be kept dry at all times. When all wires are attached and checked, connect the 25-pin cable from the ignition box to the UMOC. See **appendices A and C** for more details.

For Dual Drive Systems with Console

Connect and check all console wiring then choose a mounting location close to the operator’s position, such that the console controls may be reached comfortably by the operator. Avoid locations where any liquids spilled from a nearby drink-holder may enter the console. Also avoid areas near a window, which might be left open to admit rain.

After installation, connect the 25-pin cables, one to each UMOC motor controller.

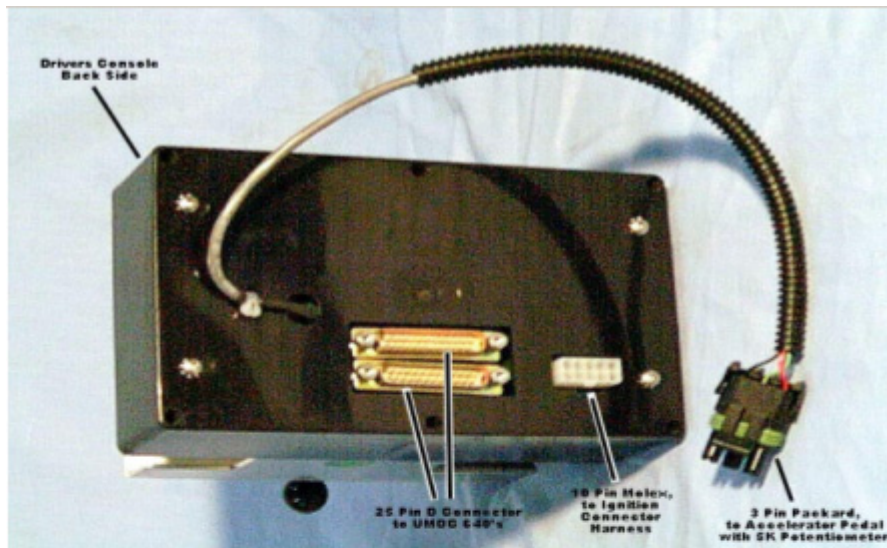
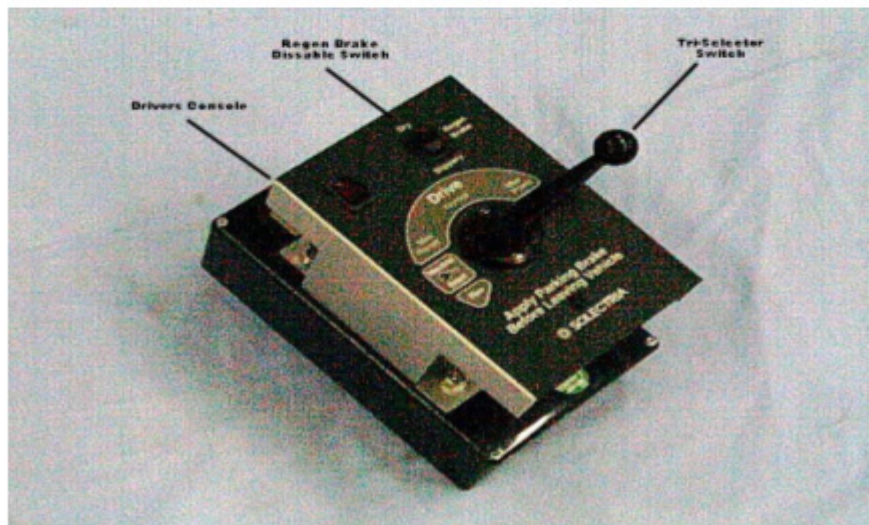


Figure 3: Dual-Drive Driver's Console



If you are operating a dual drive system and wish to test an individual “UMOC / motor system” separately, you must disconnect the 25-pin cable from the “system” not in use. Otherwise, if the disabled system is powered down or malfunctioning, this will affect the working system through interaction between the two units via the 25-pin cables.

Operating the console with one system only will also affect pedal position response. For any pedal adjustments or repairs, be sure both 25-pin cables are connected. Vehicle operation can become unpredictable or stop altogether.

□□ **Regarding 12-Volt Power for Console**

Dual-drive systems will not function if 12-Volt power to the console is lost. If both drive systems operate with a Solectria test box, but neither drive operates with the console, check the 12-volt power input to the console and also the inline fuse(s). Systems without proper UMOC or motor grounding will blow the fuse in the console in the following manner:

If a 12-volt accessory is grounded to either the motor shell or UMOC case, and either the motor or the UMOC is not grounded to the vehicle frame, the only ground path for the 12 volt accessory will be through the ground of the 25-pin cable. To return to vehicle grounding, the ground current then flows through the console's 12-volt return inline fuse. This fuse is not sized to carry large currents. The condition described above is known as a '**ground loop**'. Ground loops must be avoided for reliable vehicle operation.

The console circuit board will be damaged if the inline fuse is removed or replaced with a larger fuse. Instead, it is best to ground the drive system properly to prevent short circuits or poorly grounded accessories.

Once you have made all of the connections necessary for operating your ignition box or driver console, you can now connect your system to the 12-volt power supply.

Overview

The Solectria AHC2 is used to measure a battery pack's state-of-charge by measuring the flow of current into and out of the battery. The AHC2 accurately displays a battery level by closely monitoring the charging and discharging of the battery pack.

When charging, the meter counts backwards (or negative), and when discharging, the meter counts up. When the battery pack is fully charged, the display reads "00.00".

The standard configuration of the AHC2 includes an LCD display unit with enclosure (shown at right) and a measuring printed circuit board (PCB) to be mounted separately on the shunt (also shown).

The AHC2 is also available with the PCB integrated inside a fuse box (or High Voltage Distribution Panel, HVDP). *See the following diagrams for more details.*

Use of a 60mV shunt is required for accurate readings.

Applications and Features

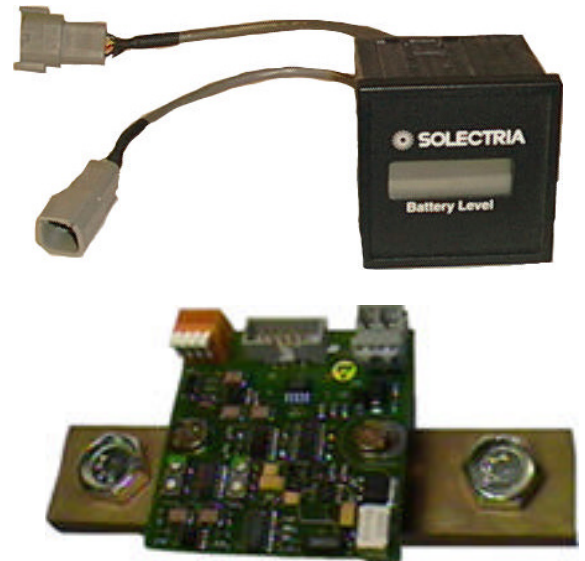
The AHC2 is ideal for use in any electric, hybrid, and fuel cell vehicle, as well as with stationary power systems.

Features of the AHC2 include:

- High resolution (0.01 Amp-Hour) and reliability
- Constant 12V supply to AHC2 display with keyed backlight
- Rugged display case
- Compact, lightweight construction
- Standard auto-zeroing capability
- Isolated PCB means no high voltage at display unit.

Available and Custom Options

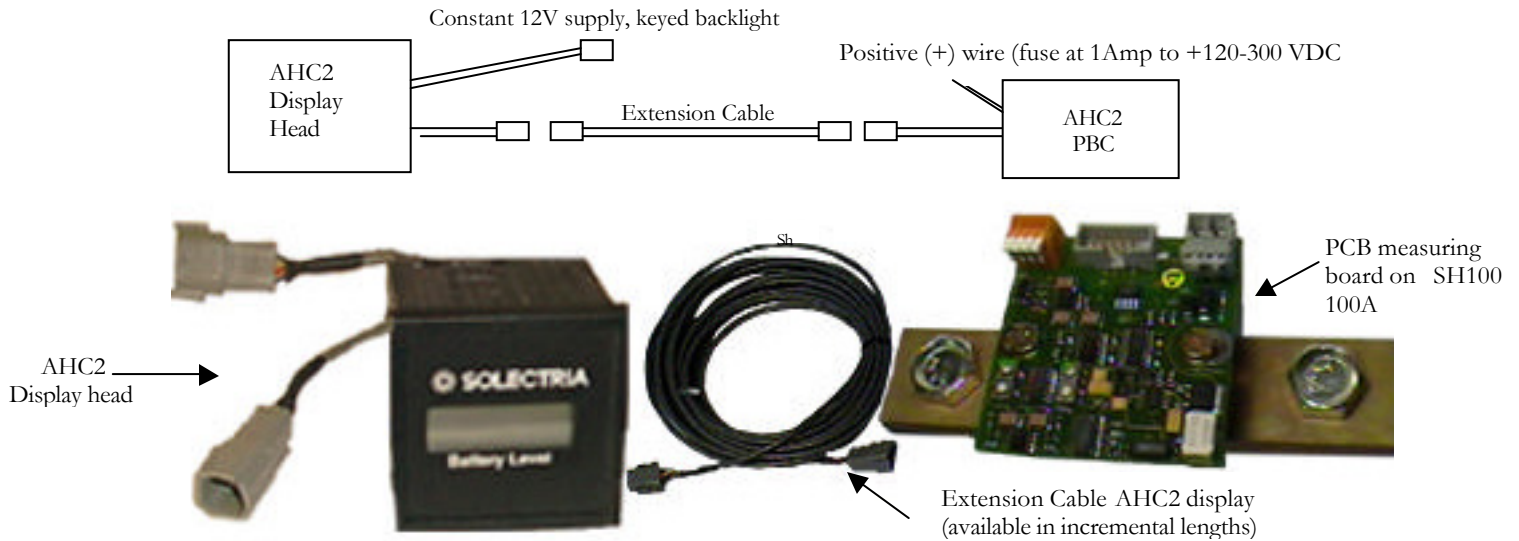
- 100A or 200A, 60mV current shunt with attached circuit board
- High-voltage fuse box with shunt and measure head
- Cable to connect display unit and measuring head (available in increments of 1-foot)
- Additional, integrated fuse boxes (e.g. a dual fuse box for industrial vehicle applications)



Specifications

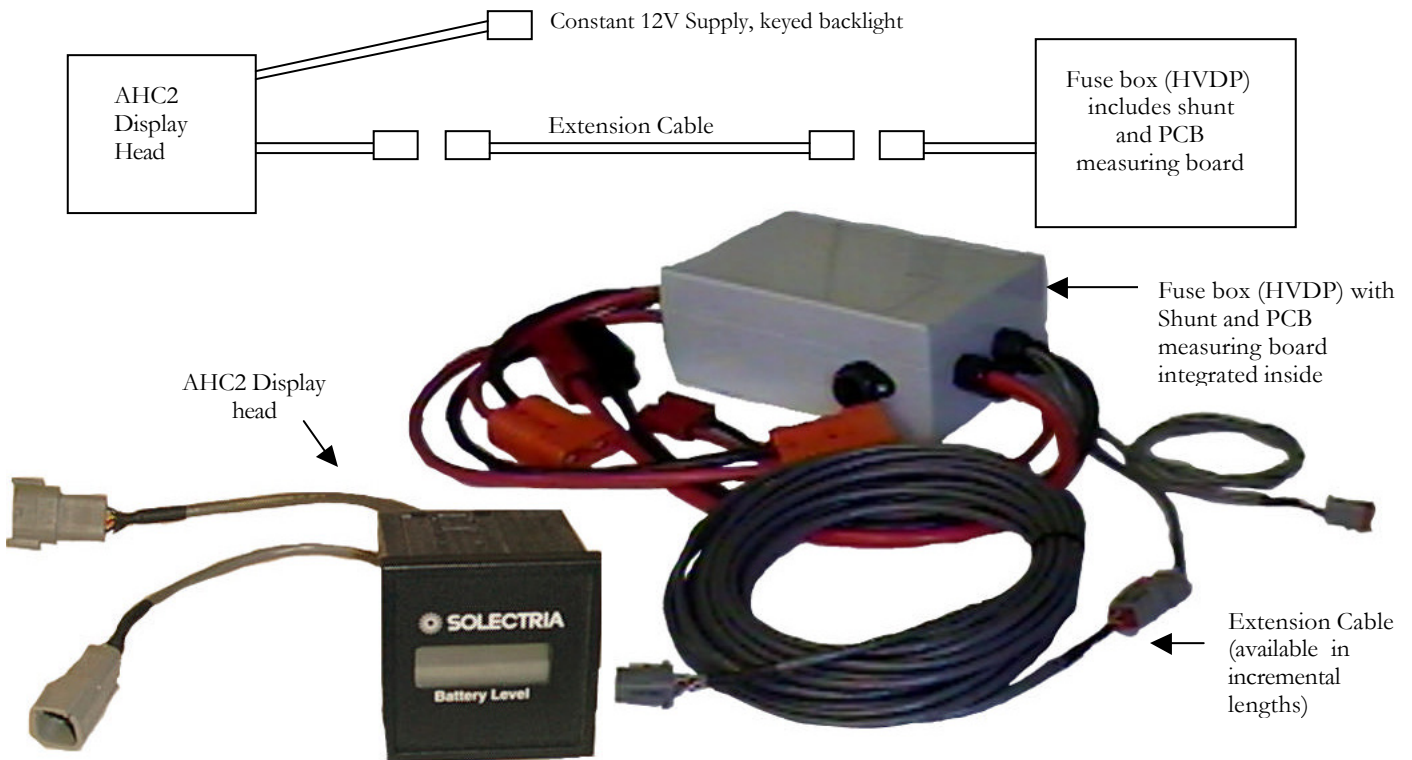
Min. to Max. Ampere Capability	0.01 – 250A
Measuring Accuracy	0.02A
Measuring Range	-199.99 to +199.99Ah
Maximum Overall Error	5%
Power Supply Lead	10-300V
Power Usage	0.06W
Dimensions	64mm x 73mm x 73mm
Mounting Hole	68mm x 68mm
Operating Temperatures	0°C to +50°C (32°F to +122°F)
Shunt Resistance 100A (200A)	6mΩ (3mΩ)
Weight (of display & measuring board)	0.6 lb (0.27kg)

Option 1: Standard Configuration – Stand-alone AHC2 Kit



Notes: SH200 200A shunt, not shown, is also available. Connection between Extension Cable and PCB (not shown) is included.

Option 2: AHC2 with shunt and PCB integrated inside high voltage fuse box (HVDP)



Anexo B.6



DIM375WHS06-S000

Half Bridge IGBT Module

Replaces version December 2003, issue DS6675-2.2

DS6675-3.3 February 2004

FEATURES

- Low Forward Voltage Drop
- Isolated Copper Baseplate

APPLICATIONS

- Inverters
- Motor Controllers

KEY PARAMETERS

V_{CES}		600V
$V_{CE(sat)}$	(typ)	2.1V
I_C	(max)	375A
$I_{C(PK)}$	(max)	750A

*(measured at the power busbars and not the auxiliary terminals)

The Powerline range of modules includes half bridge, chopper, bi-directional, dual and single switch configurations covering voltages from 600V to 3300V and currents up to 3600A.

The DIM375WHS06-S000 is a half bridge 600V n channel enhancement mode insulated gate bipolar transistor (IGBT) module. The module is suitable for a variety of medium voltage applications in motor drives and power conversion.

The IGBT has a wide reverse bias safe operating area (RBSOA) for ultimate reliability in demanding applications.

These modules incorporate electrically isolated base plates and low inductance construction enabling circuit designers to optimise circuit layouts and utilise earthed heat sinks for safety.

Typical applications include dc motor drives, ac pwm drives and ups systems.

ORDERING INFORMATION

Order as: DIM375WHS06-S000

Note: When ordering, use complete part number.

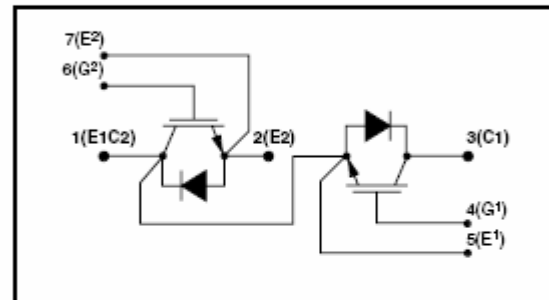


Fig. 1 Half bridge circuit diagram



Fig. 2 Electrical connections - (not to scale)

Caution: This device is sensitive to electrostatic discharge. Users should follow ESD handling procedures.

www.dynexsemi.com

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS - PER ARM

Stresses above those listed under 'Absolute Maximum Ratings' may cause permanent damage to the device. In extreme conditions, as with all semiconductors, this may include potentially hazardous rupture of the package. Appropriate safety precautions should always be followed. Exposure to Absolute Maximum Ratings may affect device reliability.

$T_{case} = 25^{\circ}\text{C}$ unless stated otherwise

Symbol	Parameter	Test Conditions	Max.	Units
V_{CE5}	Collector-emitter voltage	$V_{GE} = 0V$	600	V
V_{GE5}	Gate-emitter voltage	-	± 20	V
I_C	Continuous collector current	$T_{case} = 65^{\circ}\text{C}$	375	A
$I_{C(PK)}$	Peak collector current	1ms, $T_{case} = 95^{\circ}\text{C}$	750	A
P_{max}	Max. transistor power dissipation	$T_{case} = 25^{\circ}\text{C}$, $T_J = 150^{\circ}\text{C}$	1736	W
I^2t	Diode I^2t value	$V_R = 0$, $t_p = 10\text{ms}$, $T_J = 125^{\circ}\text{C}$	TBD	kA^2s
V_{isol}	Isolation voltage - per module	Commoned terminals to base plate. AC RMS, 1 min, 50Hz	2.5	kV

THERMAL AND MECHANICAL RATINGS

Internal insulation: Al_2O_3

Clearance: 13mm

Baseplate material: Cu

CTI (Critical Tracking Index): 175

Creepage distance: 24mm

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{th(j-c)}$	Thermal resistance - transistor	Continuous dissipation - junction to case	-	-	72	$^{\circ}\text{C}/\text{kW}$
$R_{th(j-d)}$	Thermal resistance - diode	Continuous dissipation - junction to case	-	-	135	$^{\circ}\text{C}/\text{kW}$
$R_{th(c-h)}$	Thermal resistance - case to heatsink (per module)	Mounting torque 5Nm (with mounting grease)	-	-	15	$^{\circ}\text{C}/\text{kW}$
T_J	Junction temperature	Transistor	-	-	150	$^{\circ}\text{C}$
		Diode	-	-	125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature range	-	-40	-	125	$^{\circ}\text{C}$
-	Screw torque	Mounting - M6	3	-	5	Nm
		Electrical connections - M6	2.5	-	5	Nm

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
 $T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}$ unless stated otherwise.

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
I_{CEO}	Collector cut-off current	$V_{\text{GE}} = 0\text{V}, V_{\text{CE}} = V_{\text{CEO}}$	-	-	2	mA
		$V_{\text{GE}} = 0\text{V}, V_{\text{CE}} = V_{\text{CEO}}, T_{\text{case}} = 125^{\circ}\text{C}$	-	-	10	mA
I_{GES}	Gate leakage current	$V_{\text{GE}} = \pm 20\text{V}, V_{\text{CE}} = 0\text{V}$	-	-	2	μA
$V_{\text{GE(TH)}}$	Gate threshold voltage	$I_{\text{C}} = 15\text{mA}, V_{\text{GE}} = V_{\text{CE}}$	4.5	5.5	7.5	V
$V_{\text{CE(sat)}}^{\dagger}$	Collector-emitter saturation voltage	$V_{\text{GE}} = 15\text{V}, I_{\text{C}} = 350\text{A}$	-	2.1	2.6	V
		$V_{\text{GE}} = 15\text{V}, I_{\text{C}} = 350\text{A}, T_{\text{case}} = 125^{\circ}\text{C}$	-	2.3	2.8	V
I_{F}	Diode forward current	DC	-	-	375	A
I_{FM}	Diode maximum forward current	$t_{\text{F}} = 1\text{ms}$	-	-	750	A
V_{F}^{\dagger}	Diode forward voltage	$I_{\text{F}} = 350\text{A}$	-	1.5	1.8	V
		$I_{\text{F}} = 350\text{A}, T_{\text{case}} = 125^{\circ}\text{C}$	-	1.5	1.8	V
C_{in}	Input capacitance	$V_{\text{CE}} = 25\text{V}, V_{\text{GE}} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$	-	40	-	nF
L_{M}	Module inductance	-	-	20	-	nH
R_{INT}	Internal transistor resistance - per arm	-	-	0.23	-	m Ω

Note:
 \dagger Measured at the power busbars and not the auxiliary terminals.

 L^* is the circuit inductance + L_{M}

NEC POWER TRANSISTOR DRIVING BASE AMPLIFIER BUILT-IN TYPE OPTOCOUPLER

PS9634
PS9634L

FEATURES

- **HIGH INSTANTANEOUS COMMON MODE REJECTION VOLTAGE**
CMH = -1000 V/μs MIN, CML = 1000 V/μs MIN
- **HIGH POWER SUPPLY VOLTAGE (V_{CC})**
V_{CC} = 18 V
- **HIGH RESPONSE SPEED**
t_{PHL}, t_{PLH} = 5 μs MAX
- **HIGH OUTPUT CURRENT**
I_{O1} = 0.5 A (DC), 1.0 A (pulse) MAX
- **CAN BE SOLDERED BY INFRARED REFLOW SOLDERING**

DESCRIPTION

The PS9634 is an optical linkage device mounting a GaAs infrared LED on the light emitting side (input side), and a photodiode and a signal processing circuit on the light receiving side (output side) on one chip. The device can directly drive a power transistor of 15 A to 20 A class and may be used for an inverter control air conditioner or general purpose inverter. The PS9634L has formed leads for surface mounting.



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = -20 °C to +80 °C, unless otherwise specified)

PART NUMBER			PS9634, PS9634L		
SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	MIN	TYP	MAX
V _F	Forward Voltage, I _F = 5 mA, T _A = 25 °C	V		1.1	1.4
I _R	Reverse Current, V _R = 5 V, T _A = 25 °C	μA			5
C _i	Capacitance Between Terminals V = 0, f = 1.0 MHz, T _A = 25 °C	pF		30	
V _{CC}	Supply Voltage	V	5.4		15
V _{O1L} [†]	Low Level Output Voltage (O1) V _{CC} = 6 V, I _{O1} = 0.4 A, R _{L2} = 10 Ω, I _F = 5 mA	V		0.25	0.4
V _{O2H} [†]	High Level Output Voltage (O2) V _{CC} = 6 V, I _{O2} = -0.4 A, I _F = 5 mA	V	4.5	5.0	
V _{O2L}	Low Level Output Voltage (O2) V _{CC} = 6 V, I _{O2} = 0.5 A, I _F = 0	V		0.25	0.4
I _{O1L} [†]	Leak Current (O1), V _{CC} = 13 V, I _F = 0	μA			100
I _{O2L}	Leak Current (O2), V _{CC} = 13 V, I _F = 5 mA	μA			100
I _{CCH}	High Level Supply Current V _{CC} = 6 V, I _F = 5 mA, T _A = 25 °C V _{CC} = 6 V, I _F = 5 mA	mA		8	12
I _{CC1}	Low Level Supply Current V _{CC} = 6 V, I _F = 0, T _A = 25 °C V _{CC} = 6 V, I _F = 0	mA		15	18
I _{FLH} [†]	Input ON Current, Low ♦ High V _{CC} = 6 V, R _{L1} = 5 Ω, R _{L2} = 10 Ω, T _A = 25 °C V _{CC} = 6 V, R _{L1} = 5 Ω, R _{L2} = 10 Ω	mA	0.3	1.5	3.0
		mA	0.2		5.0
R _{IO}	Insulation Resistance, R _H = 40% to 60%, T _A = 25 °C	Ω	10 ¹¹		
t _{PHL} [†]	Propagation Delay Time, Low ♦ High V _{CC} = 6 V, I _F = 5 mA, R _{L1} = 5 Ω, R _{L2} = 10 Ω, T _A = 25 °C	μs		3	5
t _{PLH} [†]	Propagation Delay Time, High ♦ Low V _{CC} = 6 V, I _F = 5 mA, R _{L1} = 5 Ω, R _{L2} = 10 Ω, T _A = 25 °C	μs		3	5
CMH [†]	Instantaneous Common Mode Rejection Voltage (Output "High"), T _A = 25 °C, V _{CM} = 600 V (peak), I _F = 5 mA R _{L1} = 470 Ω, R _{L2} = 1 kΩ, ΔV _{O2H} = 0.5 V	V/μs	-1000		
CML [†]	Instantaneous Common Mode Rejection Voltage (Output "Low"), T _A = 25 °C, V _{CM} = 600 V (peak), I _F = 0 mA R _{L1} = 470 Ω, R _{L2} = 1 kΩ, ΔV _{O2L} = 0.5 V	V/μs	1000		

[†]Note: See Figures 1-7 for test schematic.

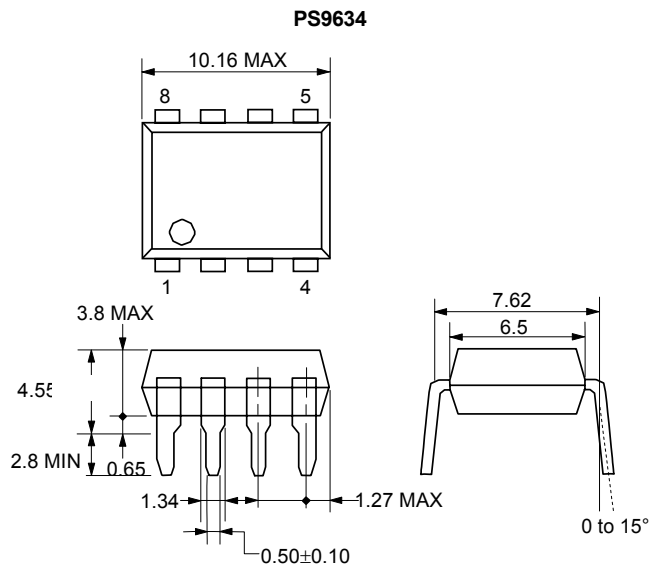
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹ (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
Input			
V _R	Reverse Voltage	V	6
I _F /I _{FM}	Forward Current ²	mA/A	30/1
Output			
V _{CC}	Power Voltage	V	18
I _{O1}	Output Current (O1)	A	0.5
I _{O1P}	Peak Output Current (O1)	A	1.0
I _{O2}	Output Current (O2)	A	0.8
I _{O2P}	Peak Output Current (O2)	A	2.0
V _{O1}	Output Voltage (O1)	V	18
P _O	Power Dissipation	mW	500
P _T	Total Power Dissipation	mW	550
BV	Insulation Withstand Voltage ³	V _{r.m.s.}	5000
T _{OP}	Operating Temperature	°C	-20 to +80
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-55 to +150

Notes:

1. Operation in excess of any one of these parameters may result in permanent damage.
2. Peak forward current I_{FM}: Pulse width = 100 μs; Duty Ratio = 1%.
3. When all input pins are connected to all output pins at T_A = 25 °C and RH = 60 %.

OUTLINE DIMENSIONS (Units in mm)

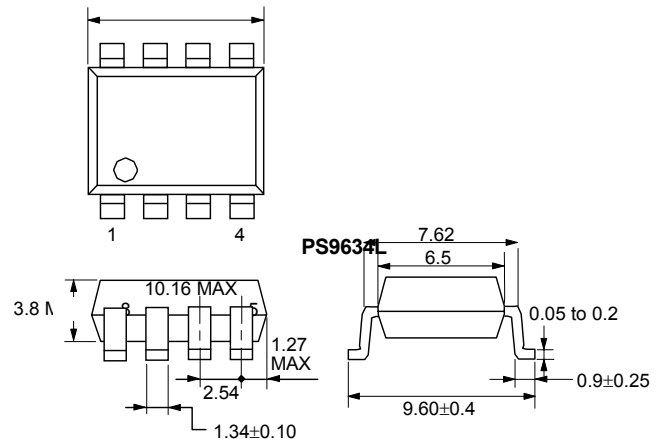


RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (T_A = 25°C)

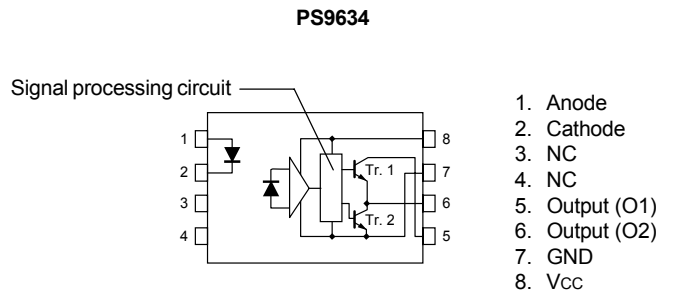
PART NUMBER			PS9634,PS9634L		
SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	MIN	TYP	MAX
I _{FLH}	Input ON Current	mA	6	8	10
V _{CC}	Supply Voltage	V	5.4		15
I _{O1}	Output Current (O1)	A	0.1	0.2	0.3
I _{O2}	Output Current (O2)	A	0.1	0.2	0.3
T _{OP}	Operating Temperature	°C	0	25	50

TRUTH TABLE

	LED	
	ON	OFF
Tr. 1	ON	OFF
Tr. 2	OFF	ON



PIN CONNECTION (Top View)



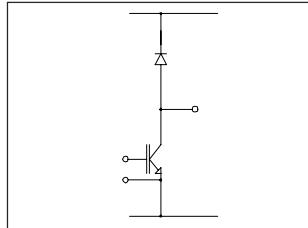
50MT060ULS

"LOW SIDE CHOPPER" IGBT MTP

Ultrafast Speed IGBT

Features

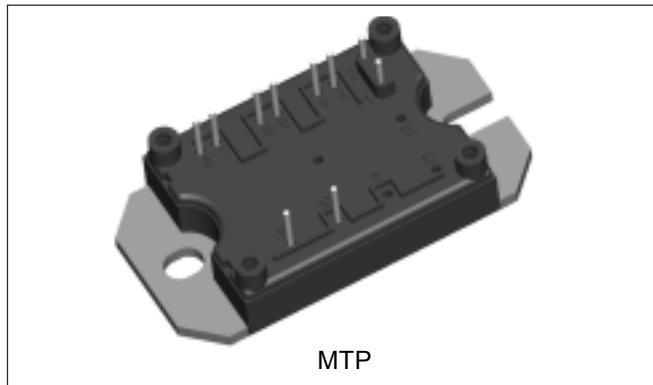
- Gen. 4 Ultrafast Speed IGBT Technology
- HEXFRED™ Diode with UltraSoft Reverse Recovery
- Very Low Conduction and Switching Losses
- Optional SMT Thermistor (NTC)
- Aluminum Nitride DBC
- Very Low Stray Inductance Design for High Speed Operation
- UL approved (file E78996)



$V_{CES} = 600V$
 $I_C = 100A,$
 $T_C = 25^{\circ}C$

Benefits

- Optimized for Welding, UPS and SMPS Applications
- Operating Frequencies > 20 kHz Hard Switching, >200 kHz Resonant Mode
- Low EMI, requires Less Snubbing
- Direct Mounting to Heatsink
- PCB Solderable Terminals
- Very Low Junction-to-Case Thermal Resistance



Absolute Maximum Ratings

Parameters		Max	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
I_C	Continuos Collector Current	@ $T_C = 25^{\circ}C$	100
		@ $T_C = 122^{\circ}C$	50
I_{CM}	Pulsed Collector Current	200	
I_{LM}	Peak Switching Current	200	
I_F	Diode Continuous Forward Current	@ $T_C = 100^{\circ}C$	48
I_{FM}	Peak Diode Forward Current		200
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
V_{ISOL}	RMS Isolation Voltage, Any Terminal to Case, $t = 1$ min	2500	
P_D	Maximum Power Dissipation	IGBT @ $T_C = 25^{\circ}C$	445
		@ $T_C = 100^{\circ}C$	175
	Diode	@ $T_C = 25^{\circ}C$	205
		@ $T_C = 100^{\circ}C$	83

Anexo B.9



ELECTRONICS, INC.
44 FARRAND STREET
BLOOMFIELD, NJ 07003
(973) 748-5089
<http://www.nteinc.com>

NTE6354 thru NTE6365 Silicon Power Rectifier Diode, 300 Amp

Features:

- Diffused Diode
- High Voltage Ratings up to 1600 Volts
- High Surge Current Capabilities
- Available in Anode-to-Case or Cathode-to-Case Style

Ratings and Characteristics:

Average Forward Current ($T_C = +130^\circ\text{C Max}$), $I_{F(AV)}$	300A
Maximum Repetitive Peak Reverse Voltage, V_{RRM}	
NTE6354, NTE6355*	400V
NTE6356, NTE6357*	600V
NTE6358, NTE6359*	1000V
NTE6362, NTE6363*	1400V
NTE6364, NTE6365*	1600V
Maximum Non-Repetitive Peak Reverse Voltage, V_{RSM}	
NTE6354, NTE6355*	500V
NTE6356, NTE6357*	720V
NTE6358, NTE6359*	1200V
NTE6362, NTE6363*	1500V
NTE6364, NTE6365*	1700V
Maximum Repetitive Peak Reverse Current ($T_J = +200^\circ\text{C}$), I_{RRM}	
NTE6354, NTE6355*	40mA
NTE6356, NTE6357*	40mA
NTE6358, NTE6359*	30mA
NTE6362, NTE6363*	30mA
NTE6364, NTE6365*	30mA
Maximum Forward Surge Current, I_{FSM}	
50Hz	5000A
60Hz	5200A
Fusing Current, I^2t	
50Hz	214000A ² s
60Hz	195000A ² s
Operating Junction Temperature, T_J	-40° to +180°C

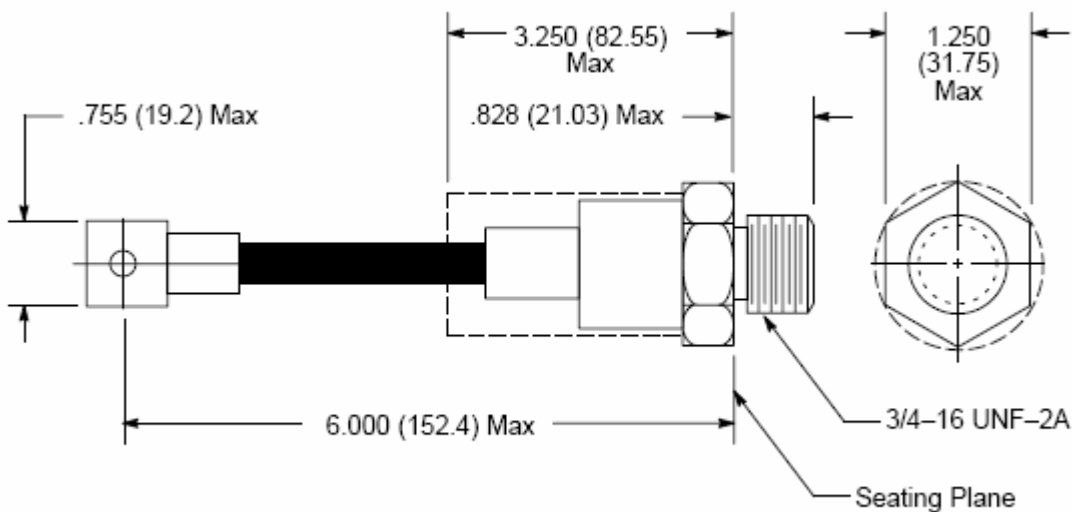
* Indicated Anode-to-Case polarity, Cathode-to-Case polarity is standard.

Electrical Specifications:

Parameter	Symbol	Test Conditions	Rating	Unit
Maximum Average Forward Current	$I_{F(AV)}$	180° sinusoidal condition, $T_C = +130^\circ\text{C}$ Max	300	A
Maximum Peak One-Cycle Non-Repetitive Surge Current	I_{FSM}	t = 10ms No voltage reappplied	5000	A
		t = 8.3ms No voltage reappplied	5200	A
		t = 10ms 100% V_{RRM} reappplied	3800	A
		t = 8.3ms 100% V_{RRM} reappplied	4000	A
Maximum I^2t for Fusing	I^2t	t = 10ms No voltage reappplied	214000	A^2s
		t = 8.3ms No voltage reappplied	195000	A^2s
Maximum I^2t for Individual Device Fusing	I^2t	t = 10ms 100% V_{RRM} reappplied	151000	A^2s
		t = 8.3ms 100% V_{RRM} reappplied	138000	A^2s
Maximum $I^2\sqrt{t}$	$I^2\sqrt{t}$	t = 0.1 to 10ms, no voltage reappplied	2140000	$\text{A}^2\sqrt{\text{t}}$
Maximum Value of Threshold Voltage	$V_M(T_O)$	$T_J = +200^\circ\text{C}$	0.610	V
Maximum Value of Forward Slope Resistance	r_t	$T_J = +200^\circ\text{C}$	0.751	m Ω

Thermal-Mechanical Specifications:

Parameter	Symbol	Test Conditions	Rating	Unit
Maximum Operation Junction Temperature	T_J		-40 to +180	$^\circ\text{C}$
Maximum Storage Temperature	T_{stg}		-55 to +180	$^\circ\text{C}$
Maximum Internal Thermal Resistance Junction-to-Case	R_{thJC}	DC operation	0.18	K/W
Thermal Resistance, Case-to-Sink	R_{thCS}	Mounting surface flat, smooth and greased	0.08	K/W
Mounting Torque	T	Non-lubricated threads	40.06 (360)	m•N (in•lb)



28/40-Pin 8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers

Devices Included in this Data Sheet:

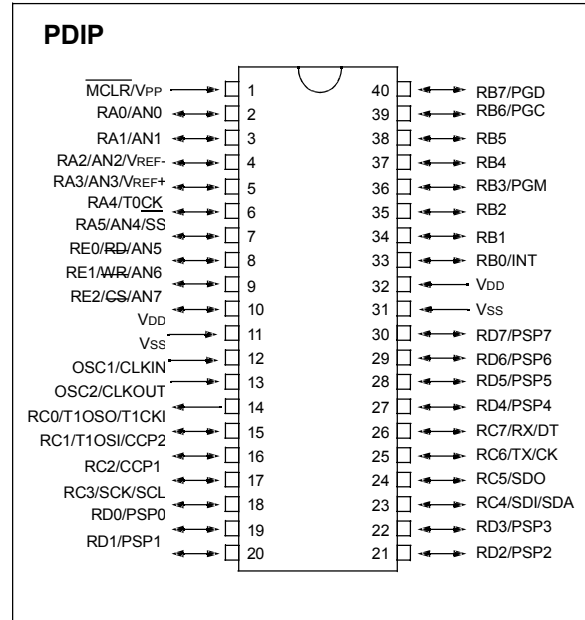
- PIC16F873
- PIC16F876
- PIC16F874
- PIC16F877

- Microcontroller Core Features:**
- High performance RISC CPU
 - Only 35 single word instructions to learn
 - All single cycle instructions except for program branches which are two cycle
 - Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
 - Up to 8K x 14 words of FLASH Program Memory,
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
 - Pinout compatible to the PIC16C73B/74B/76/77
 - Interrupt capability (up to 14 sources)
 - Eight level deep hardware stack
 - Direct, indirect and relative addressing modes
 - 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
- Low power, high speed CMOS FLASH/EEPROM technology
- Fully static design
- In-Circuit Serial Programming¹ (ICSP) via two pins
- Single 5V In-Circuit Serial Programming capability
- In-Circuit Debugging via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- High Sink/Source Current: 25 mA
- Commercial, Industrial and Extended temperature ranges
- Low-power consumption:
 - < 0.6 mA typical @ 3V, 4 MHz
 - 20 μ A typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 μ A typical standby current

Pin Diagram



Peripheral Features:

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler, can be incremented during SLEEP via external crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- 10-bit multi-channel Analog-to-Digital converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI¹ (Master/Slave mode) and I²C
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address detection
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for



LOW POWER QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE GAIN BANDWIDTH : 1.3MHz
- INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE INCLUDES GROUND
- LARGE VOLTAGE GAIN : 100dB
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/AMPLI : 375µA
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 20nA
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE : 5mV max. (for more accurate applications, use the equivalent parts LM124A-LM224A-LM324A which feature 3mV max.)
- LOW INPUT OFFSET CURRENT : 2nA
- WIDE POWER SUPPLY RANGE :
SINGLE SUPPLY : +3V TO +30V
DUAL SUPPLIES : ±1.5V TO ±15V

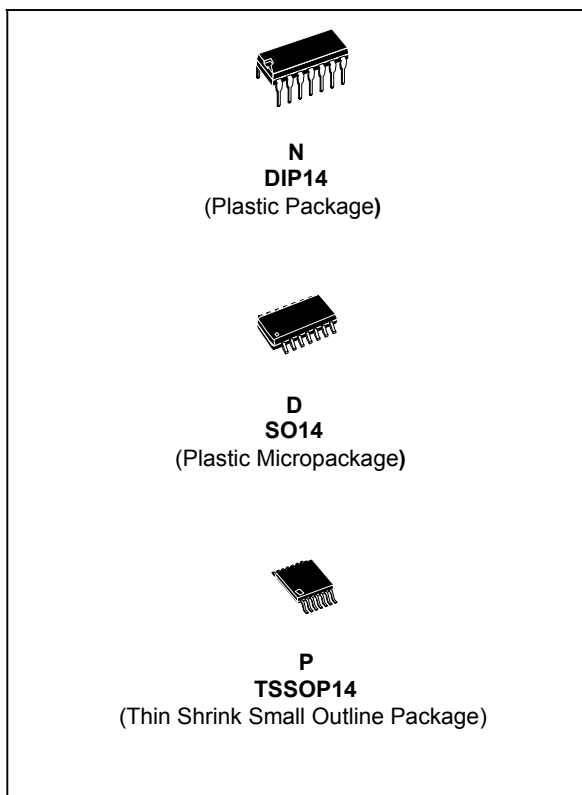
DESCRIPTION

These circuits consist of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers. They operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

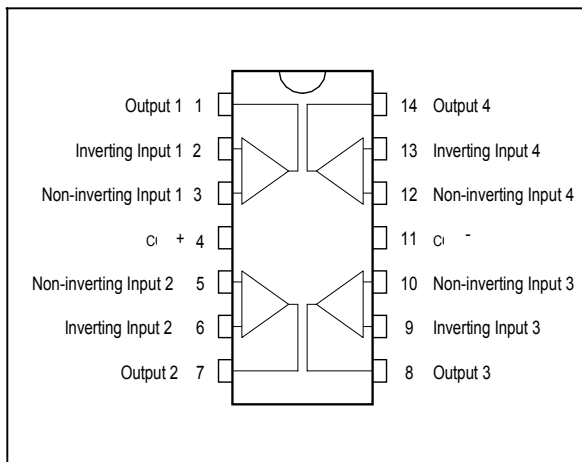
ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
LM124	-55°C, +125°C	•	•	•
LM224	-40°C, +105°C	•	•	•
LM324	0°C, +70°C	•	•	•
Example : LM224N				

N = Dual in Line Package (DIP)
 D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
 P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)



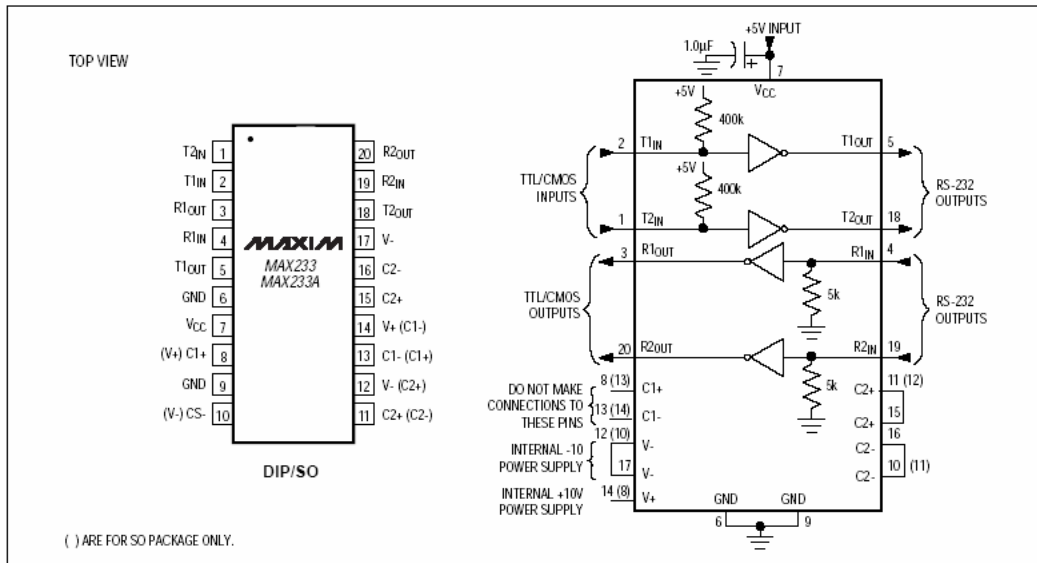
PIN CONNECTIONS (top view)



Anexo B.12

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249



ELECTRICAL CHARACTERISTICS—MAX220/222/232A/233A/242/243

($V_{CC} = +5V \pm 10\%$, $C1-C4 = 0.1\mu F$, $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
RS-232 TRANSMITTERS						
Output Voltage Swing	All transmitter outputs loaded with 3k Ω to GND		± 5	± 8		V
Input Logic Threshold Low				1.4	0.8	V
Input Logic Threshold High			2	1.4		V
Logic Pull-Up/Input Current	Normal operation			5	40	μA
	$\overline{SHDN} = 0V$, MAX222/242, shutdown			± 0.01	± 1	
Output Leakage Current	$V_{CC} = 5.5V$, $\overline{SHDN} = 0V$, $V_{OUT} = \pm 15V$, MAX222/242			± 0.01	± 10	μA
	$V_{CC} = \overline{SHDN} = 0V$, $V_{OUT} = \pm 15V$			± 0.01	± 10	
Data Rate	All except MAX220, normal operation			200	116	kbits/ sec
	MAX220			22	20	
Transmitter Output Resistance	$V_{CC} = V+ = V- = 0V$, $V_{OUT} = \pm 2V$		300	10M		Ω
Output Short-Circuit Current	$V_{OUT} = 0V$		± 7	± 22		mA
RS-232 RECEIVERS						
RS-232 Input Voltage Operating Range					± 30	V
RS-232 Input Threshold Low	$V_{CC} = 5V$	All except MAX243 R2IN	0.8	1.3		V
		MAX243 R2IN (Note 2)			-3	
RS-232 Input Threshold High	$V_{CC} = 5V$	All except MAX243 R2IN		1.8	2.4	V
		MAX243 R2IN (Note 2)			-0.5 -0.1	
RS-232 Input Hysteresis	All except MAX243, $V_{CC} = 5V$, no hysteresis in shdn.		0.2	0.5	1	V
	MAX243			1		
RS-232 Input Resistance			3	5	7	k Ω
TTL/CMOS Output Voltage Low	$I_{OUT} = 3.2mA$			0.2	0.4	V
TTL/CMOS Output Voltage High	$I_{OUT} = -1.0mA$		3.5	$V_{CC} - 0.2$		V
TTL/CMOS Output Short-Circuit Current	Sourcing $V_{OUT} = GND$		-2	-10		mA
	Sinking $V_{OUT} = V_{CC}$		10	30		
TTL/CMOS Output Leakage Current	$\overline{SHDN} = V_{CC}$ or $\overline{EN} = V_{CC}$ ($\overline{SHDN} = 0V$ for MAX222), $0V \leq V_{OUT} \leq V_{CC}$			± 0.05	± 10	μA

Anexo B.13



NTE2328 (NPN) & NTE2329 (PNP) Silicon Complementary Transistors Audio Power Output

Features:

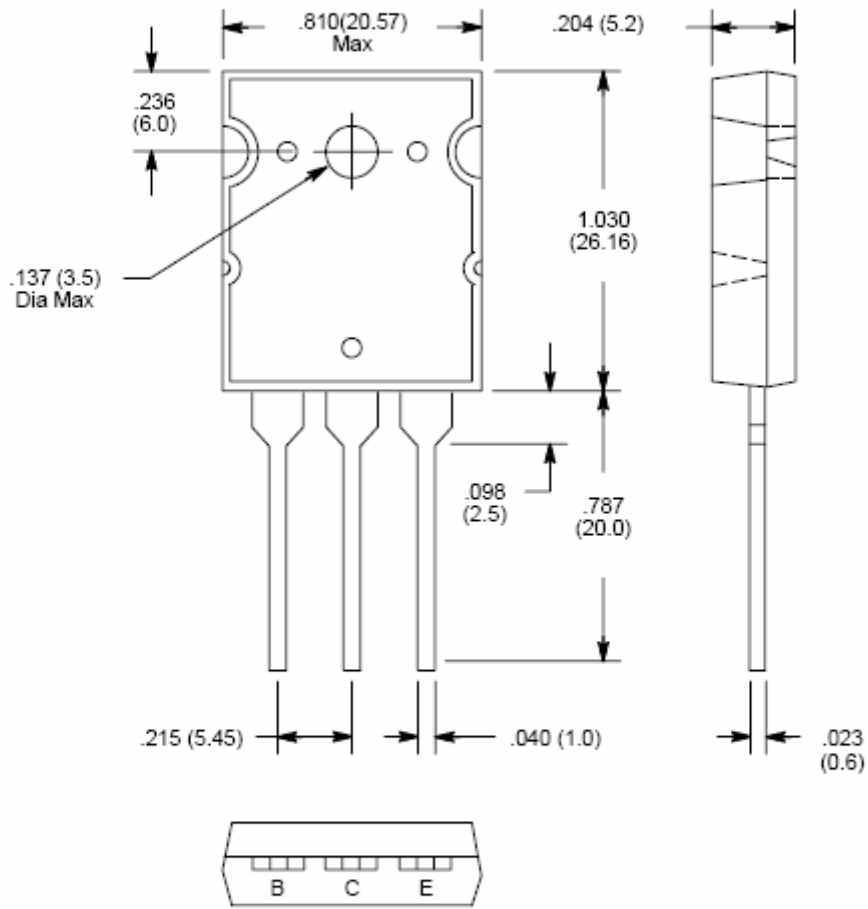
- Recommended for 100W High Fidelity Audio Frequency Amplifier Output Stage

Absolute Maximum Ratings: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Collector–Base Voltage, V_{CB0}	200V
Collector–Emitter Voltage, V_{CE0}	200V
Emitter–Base Voltage, V_{EB0}	5V
Collector Current, I_C	15A
Base Current, I_B	1.5A
Collector Power Dissipation ($T_C = +25^\circ\text{C}$), P_C	150W
Operating Junction Temperature, T_J	+150°C
Storage Temperature Range, T_{stg}	-55° to +150°C

Electrical Characteristics: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Collector Cutoff Current	I_{CB0}	$V_{CB} = 200\text{V}, I_E = 0$	-	-	5.0	μA
Emitter Cutoff Current	I_{EB0}	$V_{BE} = 5\text{V}, I_C = 0$	-	-	5.0	μA
Collector–Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CE0}$	$I_C = 50\text{mA}, I_B = 0$	200	-	-	V
DC Current Gain	h_{FE1}	$V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{A}$	55	-	160	
	h_{FE2}	$V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 8\text{A}$	35	60	-	
Collector–Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 10\text{A}, I_B = 1\text{A}$	-	1.5	3.0	V
Base–Emitter Voltage	V_{BE}	$V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 8\text{A}$	-	1.0	1.5	V
Transistion Frequency	f_T	$V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{A}$	-	25	-	MHz
Collector Output Capacitance	C_{ob}	$V_{CB} = 10\text{V}, I_E = 0, f = 1\text{MHz}$	-	470	-	pF



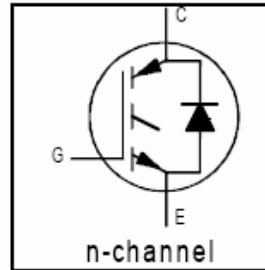
Note: Collector connected to heat sink.

IRG4PC50UD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE UltraFast CoPack IGBT

Features

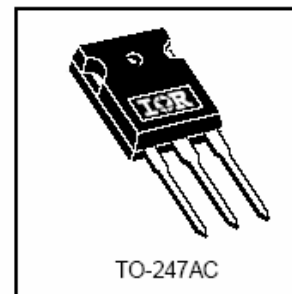
- UltraFast: Optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-247AC package



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(ON) typ.} = 1.65V$
 @ $V_{GE} = 15V, I_C = 27A$

Benefits

- Generation 4 IGBT's offer highest efficiencies available
- IGBT's optimized for specific application conditions
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBT's . Minimized recovery characteristics require less/no snubbing
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBT's



Absolute Maximum Ratings

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

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	-----	-----	0.64	°C/W
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	-----	-----	0.83	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	-----	0.24	-----	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	-----	-----	40	
W_t	Weight	-----	6 (0.21)	-----	g (oz)

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ^③	600	----	----	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	----	0.60	----	V/ $^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	----	1.65	2.0	V	$I_C = 27A$ $V_{GE} = 15V$ $I_C = 55A$ See Fig. 2, 5 $I_C = 27A, T_J = 150^\circ\text{C}$
		----	2.0	----		
		----	1.6	----		
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	----	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	----	-13	----	mV/ $^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
g_{fe}	Forward Transconductance ^④	16	24	----	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 27A$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	----	----	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$
		----	----	6500		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	----	1.3	1.7	V	$I_C = 25A$ See Fig. 13 $I_C = 25A, T_J = 150^\circ\text{C}$
		----	1.2	1.5		
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	----	----	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

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

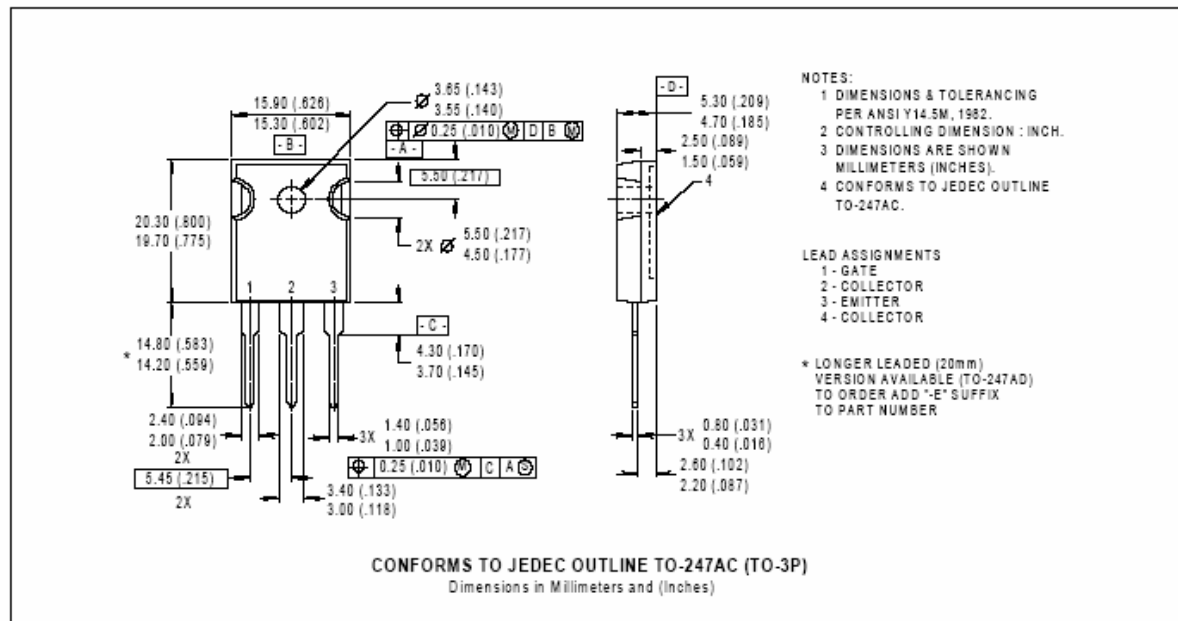
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	----	180	270	nC	$I_C = 27A$ $V_{CC} = 400V$ See Fig. 8 $V_{GE} = 15V$
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	----	25	38		
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	----	61	90		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	46	----	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 27A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.
t_r	Rise Time	----	25	----		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	140	230		
t_f	Fall Time	----	74	110		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	----	0.99	----	mJ	See Fig. 9, 10, 11, 18
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	----	0.59	----		
E_{ts}	Total Switching Loss	----	1.58	1.9		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	44	----	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$, See Fig. 9, 10, 11, 18 $I_C = 27A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.
t_r	Rise Time	----	27	----		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	240	----		
t_f	Fall Time	----	130	----		
E_{ts}	Total Switching Loss	----	2.3	----	mJ	
L_E	Internal Emitter Inductance	----	13	----	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	----	4000	----	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ See Fig. 7 $f = 1.0MHz$
C_{oes}	Output Capacitance	----	250	----		
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	----	52	----		
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	----	50	75	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 14 $T_J = 125^\circ\text{C}$
		----	105	160		
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	----	4.5	10	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 15 $T_J = 125^\circ\text{C}$
		----	8.0	15		
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	----	112	375	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 16 $T_J = 125^\circ\text{C}$
		----	420	1200		
$di_{(rec)M}/dt$	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_b	----	250	----	A/ μs	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$
		----	160	----		

IRG4PC50UD

Notes:

- ① Repetitive rating: $V_{GE} = 20V$; pulse width limited by maximum junction temperature (figure 20)
- ② $V_{CC} = 80\%(V_{CES})$, $V_{GE} = 20V$, $L = 10\mu H$, $R_G = 5.0\Omega$ (figure 19)
- ③ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$.
- ④ Pulse width $5.0\mu s$, single shot.

Case Outline — TO-247AC



Anexo B.15



NTE3098 Optoisolator Phototransistor ^w/NPN Transistor Output

Description:

The NTE3098 consists of a phototransistor optically coupled to a gallium arsenide infrared emitting diode in a single 4-Lead DIP type package.

Features:

- Collector-Emitter Voltage: $V_{CEO} = 55V$ Min
- Current Transfer Ratio: $I_C/I_F = 100\%$ Min
- Isolation Voltage: $BV_S = 5000V_{rms}$ Min

Absolute Maximum Ratings: ($T_A = +25^\circ C$ unless otherwise specified)

LED

Forward Current, I_F	60mA
Derate above $39^\circ C$	0.7mA/ $^\circ C$
Pulse Forward Current (100 μs Pulse, 100pps), I_{FP}	1A
Power Dissipation, P_D	100mW
Derate above $25^\circ C$	1mW/ $^\circ C$
Reverse Voltage, V_R	5V
Junction Temperature, T_J	+125 $^\circ C$

DETECTOR

Collector-Emitter Voltage, V_{CEO}	55V
Emitter-Collector Voltage, V_{ECO}	7V
Collector Current, I_C	50mA
Collector Power Dissipation, P_C	150mW
Derate above $25^\circ C$	1.5mW/ $^\circ C$
Junction Temperature, T_J	+125 $^\circ C$

COUPLED

Total Package Power Dissipation, P_T	250mW
Derate above $25^\circ C$	2.5mW/ $^\circ C$
Isolation Voltage (AC, 1 min., RH \leq 60%), BV_S	5000V _{rms}
Storage Temperature Range, T_{stg}	-55 $^\circ$ to +150 $^\circ C$
Operating Temperature Range, T_{opr}	-55 $^\circ$ to +100 $^\circ C$
Lead Temperature (During Soldering, 10sec), T_L	+260 $^\circ C$

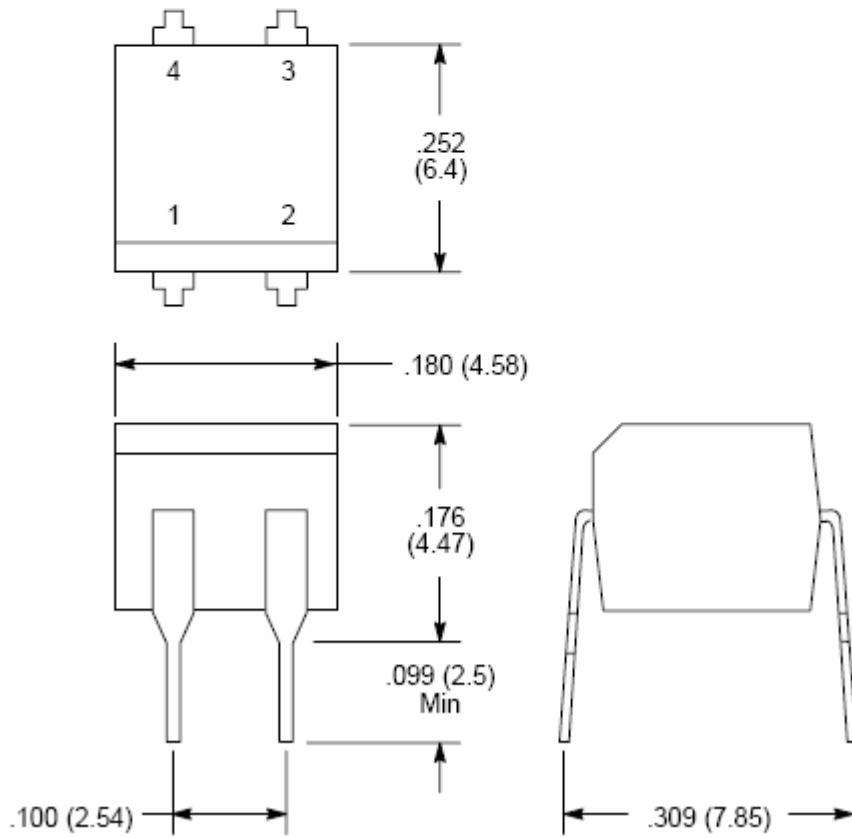
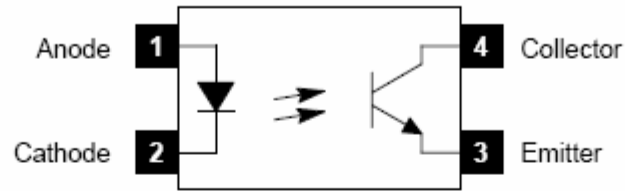
Recommended Operating Characteristics:

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Supply Voltage	V_{CC}		–	5	24	V
Forward Current	I_F		–	16	20	mA
Collector Current	I_C		–	1	10	mA
Operating Temperature	T_{opr}		–25	–	+85	°C

Electrical Characteristics: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Individual, LED						
Forward Voltage	V_F	$I_F = 10\text{mA}$	1.00	1.15	1.30	V
Reverse Current	I_R	$V_R = 5\text{V}$	–	–	10	μA
Capacitance	C_T	$V = 0, f = 1\text{MHz}$	–	30	–	pF
Individual, Detector						
Collector–Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CEO}$	$I_C = 0.5\text{mA}$	55	–	–	V
Emitter–Collector Breakdown Voltage	$V_{(BR)ECO}$	$I_E = 0.1\text{mA}$	7	–	–	V
Collector Dark Current	I_{CEO}	$V_{CE} = 24\text{V}$	–	10	100	nA
		$V_{CE} = 24\text{V}, T_A = +85^\circ\text{C}$	–	2	50	μA
Capacitance (Collector–Emitter)	C_{CE}	$V = 0, f = 1\text{MHz}$	–	10	–	pF
Coupled						
Current Transfer Ratio	I_C/I_F	$I_F = 5\text{mA}, V_{CE} = 5\text{V}$	100	–	600	%
Current Transfer Ratio (Saturated)	$I_C/I_F(\text{sat})$	$I_F = 1\text{mA}, V_{CE} = 0.4\text{V}$	30	–	–	%
Collector–Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(\text{sat})}$	$I_C = 0.2\text{mA}, I_F = 1\text{mA}$	–	–	0.4	V
Isolation						
Capacitance (Input–Output)	C_S	$V_S = 0, f = 1\text{MHz}$	–	0.8	–	pF
Isolation Resistance	R_S	$V_S = 500\text{V}$	5×10^{10}	10^{14}	–	Ω
Isolation Voltage	BV_S	AC, 1 minute	5000	–	–	V_{rms}
		AC, 1 second	–	10000	–	V_{rms}
		DC, 1 minute	–	10000	–	V_{rms}
Switching						
Rise Time	t_r	$V_{CC} = 10\text{V}, I_C = 2\text{mA}, R_L = 100\Omega$	–	2	–	μs
Fall Time	t_f		–	3	–	μs
Turn–On Time	t_{on}		–	3	–	μs
Turn–Off Time	t_{off}		–	3	–	μs
Turn–On Time	t_{ON}	$V_{CC} = 5\text{V}, I_F = 16\text{mA}, R_L = 1.9\text{k}\Omega$	–	2	–	μs
Storage Time	t_s		–	15	–	μs
Turn–Off Time	t_{OFF}		–	25	–	μs

Pin Connection Diagram



Anexo B.16



www.fairchildsemi.com

LM317

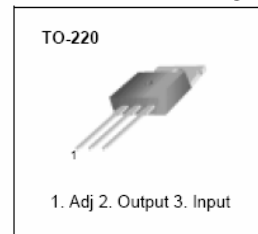
3-Terminal Positive Adjustable Regulator

Features

- Output Current In Excess of 1.5A
- Output Adjustable Between 1.2V and 37V
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe Operating Area Compensation
- TO-220 Package

Description

This monolithic integrated circuit is an adjustable 3-terminal positive voltage regulator designed to supply more than 1.5A of load current with an output voltage adjustable over a 1.2 to 37V. It employs internal current limiting, thermal shut-down and safe area compensation.



Electrical Characteristics

($V_I - V_O = 5V$, $I_O = 0.5A$, $0^\circ C \leq T_J \leq +125^\circ C$, $I_{MAX} = 1.5A$, $P_{D_{MAX}} = 20W$, unless otherwise specified)

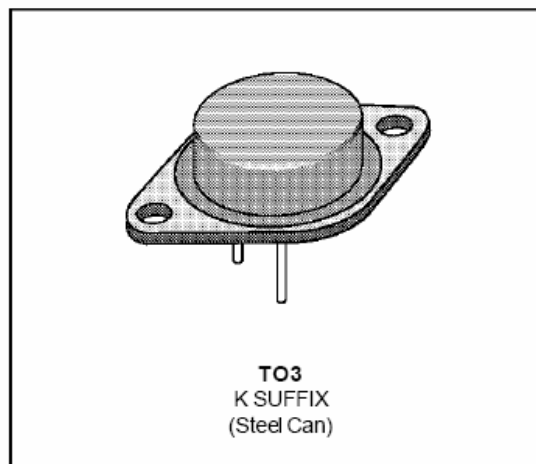
Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ.	Max.	Unit
Line Regulation (Note1)	Rline	$T_A = +25^\circ C$ $3V \leq V_I - V_O \leq 40V$	-	0.01	0.04	% / V
		$3V \leq V_I - V_O \leq 40V$	-	0.02	0.07	% / V
Load Regulation (Note1)	Rload	$T_A = +25^\circ C$, $10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$ $V_O < 5V$ $V_O \geq 5V$	-	18 0.4	25 0.5	mV% / V_O
		$10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$ $V_O < 5V$ $V_O \geq 5V$	-	40 0.8	70 1.5	mV% / V_O
Adjustable Pin Current	I _{ADJ}	-	-	46	100	μA
Adjustable Pin Current Change	ΔI_{ADJ}	$3V \leq V_I - V_O \leq 40V$ $10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$ $P_D \leq P_{MAX}$	-	2.0	5	μA
Reference Voltage	V _{REF}	$3V \leq V_{IN} - V_O \leq 40V$ $10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$ $P_D \leq P_{MAX}$	1.20	1.25	1.30	V
Temperature Stability	STT	-	-	0.7	-	% / V_O
Minimum Load Current to Maintain Regulation	I _{L(MIN)}	$V_I - V_O = 40V$	-	3.5	12	mA
Maximum Output Current	I _{O(MAX)}	$V_I - V_O \leq 15V$, $P_D \leq P_{MAX}$ $V_I - V_O \leq 40V$, $P_D \leq P_{MAX}$ $T_A = 25^\circ C$	1.0	2.2 0.3	-	A
RMS Noise, % of V_{OUT}	e _N	$T_A = +25^\circ C$, $10Hz \leq f \leq 10KHz$	-	0.003	0.01	% / V_O
Ripple Rejection	RR	$V_O = 10V$, $f = 120Hz$ without C _{ADJ} C _{ADJ} = 10 μF (Note2)	66	60 75	-	dB
Long-Term Stability, $T_J = T_{HIGH}$	ST	$T_A = +25^\circ C$ for end point measurements, 1000HR	-	0.3	1	%
Thermal Resistance Junction to Case	R θ_{JC}	-	-	5	-	$^\circ C / W$

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Change in V_D due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used. ($P_{MAX} = 20W$)
2. C_{ADJ}, when used, is connected between the adjustment pin and ground.

THREE-TERMINAL 3 A
ADJUSTABLE VOLTAGE REGULATORS

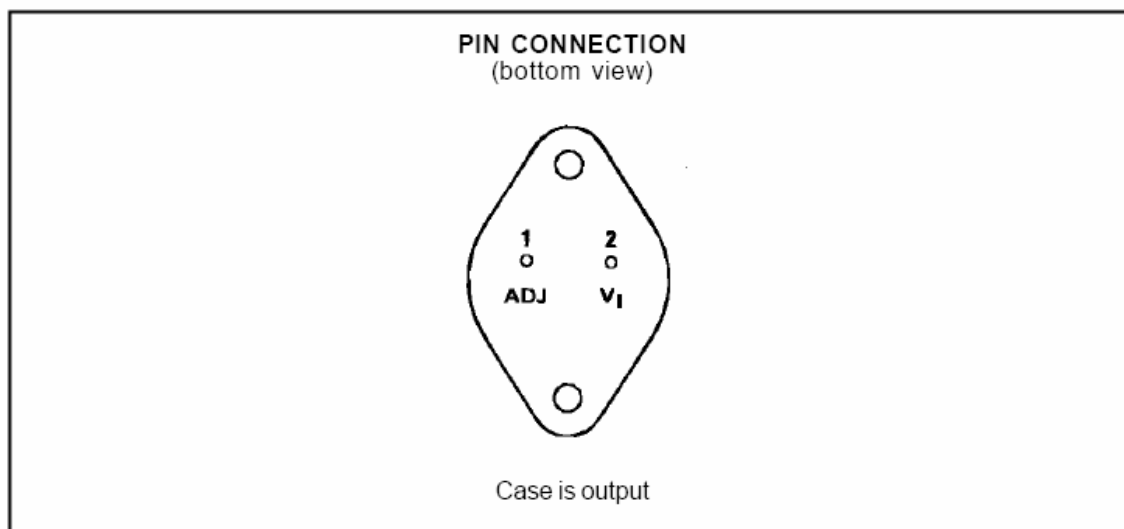
- GUARANTEED 3A OUTPUT CURRENT
- ADJUSTABLE OUTPUT DOWN TO 1.2V
- LINE REGULATION TYPICALLY 0.005% /V
- LOAD REGULATION TYPICALLY 0.1%
- GUARANTEED THERMAL REGULATION
- CURRENT LIMIT CONSTANT WITH TEMPERATURE
- STANDARD 3-LEAD TRANSISTOR PACKAGE



ORDER CODE

PART NUMBER	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
		K
LM150	-55 °C to + 150 °C	•
LM250	-25 °C to + 150 °C	•
LM350	0 °C to + 125 °C	•

EXAMPLE: LM150K



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

LM150: $-55\text{ }^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq 150\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_I - V_O = 5\text{V}$, $I_O = 1.5\text{A}$

LM250: $-25\text{ }^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq 150\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_I - V_O = 5\text{V}$, $I_O = 1.5\text{A}$

LM350: $0\text{ }^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq 150\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_I - V_O = 5\text{V}$, $I_O = 1.5\text{A}$

Although power dissipation is internally limited, these specifications apply to power dissipation up to 30W (unless otherwise specified).

Symbol	Parameter	LM150-LM250			LM350			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
K_{VI}	Line Regulation - (note 1) $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $3\text{V} \leq (V_I - V_O) \leq 35\text{V}$		0.005	0.01		0.005	0.03	%/V
K_{VO}	Load Regulation $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $10\text{mA} \leq I_O \leq 3\text{A}$ $V_O \leq 5\text{V}$ - (note 1) $V_O \geq 5\text{V}$ - (note 1)		5 0.1	15 0.3		5 0.1	25 0.5	mV %
	Thermal Regulation (pulse = 20 ms)		0.002	0.01		0.002	0.02	%/W
I_{adj}	Adjustment Pin Current		50	100		50	100	μA
ΔI_{adj}	Adjustment Pin Current Change $10\text{mA} \leq I_L \leq 3\text{A}$, $3\text{V} \leq (V_I - V_O) \leq 35\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA
$V_{(ref)}$	Reference Voltage $3\text{V} \leq (V_I - V_O) \leq 35\text{V}$, $10\text{mA} \leq I_O \leq 3\text{A}$, $P \leq 30\text{W}$	1.19	1.24	1.29	1.19	1.24	1.29	V
K_{VI}	Line Regulation - (note 1) $3\text{V} \leq (V_I - V_O) \leq 35\text{V}$		0.02	0.05		0.02	0.05	%/V
K_{VO}	Load Regulation $10\text{mA} \leq I_O \leq 3\text{A}$ $V_O \leq 5\text{V}$ - (note 1) $V_O \geq 5\text{V}$ - (note 1)		20 0.3	50 1		20 0.3	70 1.5	mV %
K_{VT}	Temperature Stability ($T_{min} \leq T_j \leq T_{max}$)		1			1		%
$I_{O(min)}$	Minimum Load Current ($V_I - V_O \leq 35\text{V}$)		3.5	5		3.5	10	mA
$I_{O(max)}$	Current Limit ($V_I - V_O \leq 10\text{V}$) DC $V_I - V_O = 30\text{V}$	3	4.5 1		3	4.5 1		A
	RMS Output Noise, % of V_O ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{KHz}$)		0.001			0.001		%
R_{vf}	Ripple Rejection Ratio $V_O = 10\text{V}$, $f = 120\text{Hz}$ $C_{adj} = 10\text{ }\mu\text{F}$	66	65 86		66	65 86		dB
K_{VH}	Long Term Stability ($T_{amb} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$)		0.3	1		0.3	1	%

Note 1 : Regulation is measured at constant junction temperature. Changes in output voltage due to heating effects are taken into account separately by thermal rejection.



May 2003

LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above V_{CC} up to a maximum V_{CE} of 28V.

The two basic configurations offered include an 8-pin device with a *ground referenced tachometer* input and an internal connection between the tachometer output and the op amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.

Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use; $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$

- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

Features

- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs
- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- $\pm 0.3\%$ linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V_{CC} and below ground

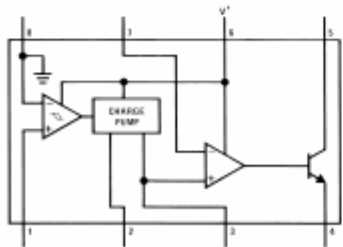
Applications

- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

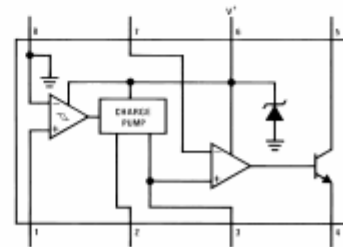
LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

Block and Connection Diagrams

Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views

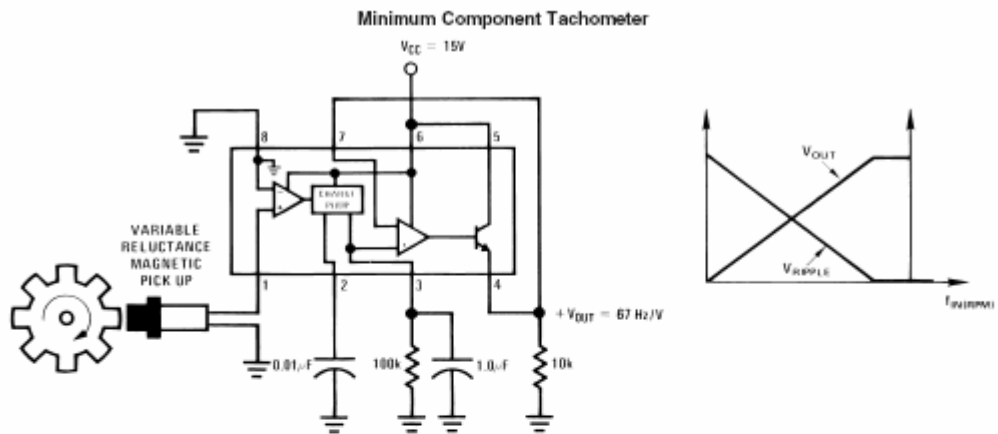


00794201
Order Number LM2907M-8 or LM2907N-8
See NS Package Number M08A or N08E

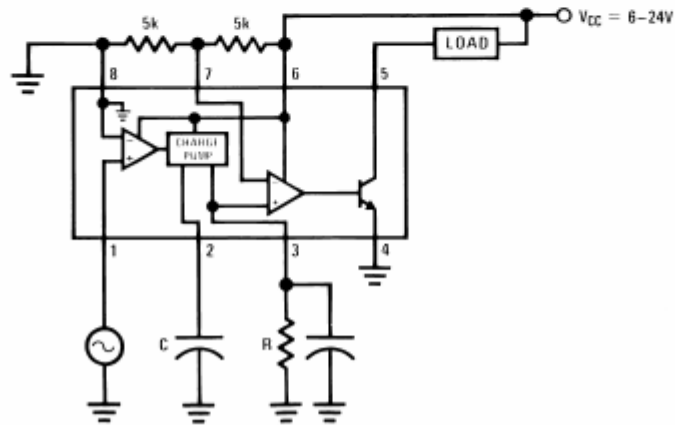


00794202
Order Number LM2917M-8 or LM2917N-8
See NS Package Number M08A or N08E

Typical Applications



"Speed Switch" Load is Energized When $f_{IN} \geq \frac{1}{2RC}$



Anexo B.19

VEHICULO HIBRIDO ELÉCTRICO (HEV)

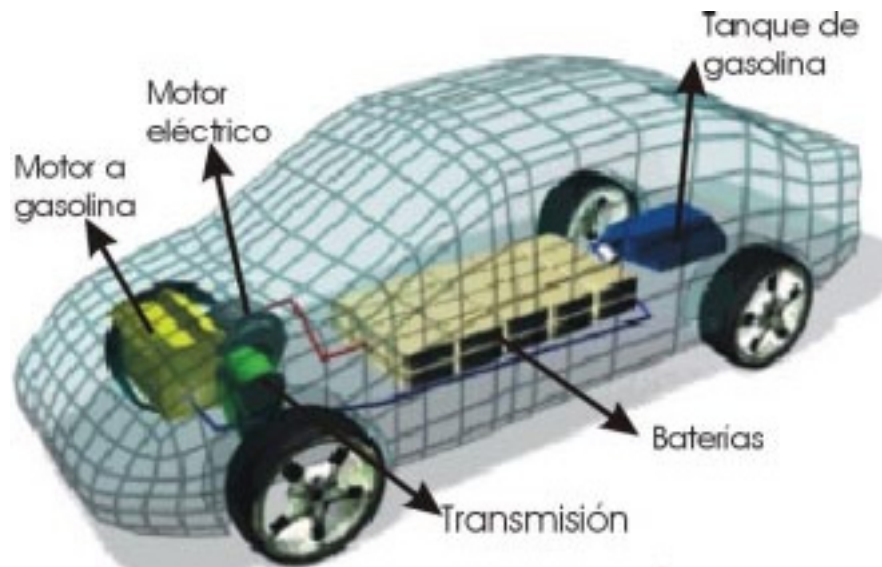
INTRODUCCION

Un vehículo híbrido es aquel que combina dos o más sistemas, que a su vez consumen fuentes de energía diferentes. Uno de los sistemas es el generador de la energía eléctrica, que consiste en un motor de combustión interna de alta eficiencia, combinado con volantes de inercia, ultracondensadores o baterías eléctricas. El otro sistema está compuesto por la batería eléctrica y los moto-generadores instalados en las ruedas.

Existen dos diferentes formas de montar los dos sistemas: la configuración en paralelo y la configuración en serie.

CONFIGURACION EN PARALELO

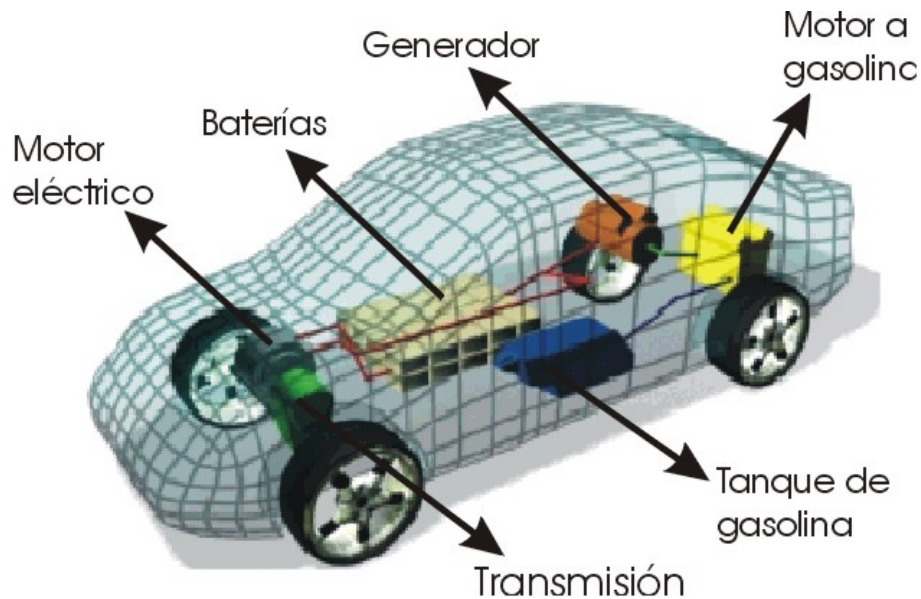
Esta cuenta con un tanque de combustible, el cual alimenta al motor de gasolina. Pero a su vez cuenta con un "set" de baterías que provee al motor eléctrico. Ambos motores, el eléctrico y el de gasolina, pueden mover la transmisión al mismo tiempo, y esta mover las llantas.



En la figura se muestra una configuración típica en paralelo de un auto híbrido. Notaras que el tanque de combustible y el motor a gasolina están conectados a la transmisión. A su vez las baterías y el motor eléctrico están conectados a la transmisión de forma independiente. Como resultado, en la configuración híbrida paralela, ambos motores proveen de propulsión al automóvil.

CONFIGURACIÓN EN SERIE

En esta configuración el motor a gasolina mueve un generador, el cual carga las baterías o alimenta al motor eléctrico que maneja la transmisión del vehículo. En este caso el motor a gasolina no mueve directamente al automóvil.



Como se muestra en el diagrama anterior, empezando por el tanque de gasolina, se puede observar como todos los componentes forman una línea la cual se conecta eventualmente con la transmisión del automóvil.

COMPONENTES DEL AUTO HIBRIDO

- 1. Motor a Gasolina:** Este es similar al que tienen los automóviles convencionales. Sin embargo, el motor en un híbrido es más pequeño y cuenta con tecnología avanzada que reduce las emisiones e incrementa la eficiencia del mismo.
- 2. Tanque de Gasolina:** El tanque de combustible del híbrido es la fuente de energía del motor a gasolina. La gasolina tiene mucho mayor densidad energética que las baterías. Por ejemplo, toma alrededor de 500 Kg de baterías para almacenar energía equivalente a un galón (3.5 Kg) de gasolina.
- 3. Motor Eléctrico:** El motor eléctrico de un auto híbrido es muy sofisticado. Electrónica avanzada permite que éste actúe correctamente como motor y generador. Por ejemplo, cuando es necesario, puede tomar energía de las baterías para acelerar el auto. Pero como generador, puede disminuir la velocidad para recargando las baterías.

4. **Generador:** Es parecido a un motor eléctrico, pero este sólo trabaja para producir energía eléctrica. Se usa más en vehículos híbridos que tienen configuración en serie.
5. **Baterías:** Las baterías en un auto híbrido son la fuente de energía del motor eléctrico. A diferencia de la gasolina en el tanque de combustible, que solo puede proveer de energía al motor a gasolina, el motor eléctrico en el auto híbrido puede suministrar energía a las baterías, así como obtenerla de estas.
6. **Transmisión:** La transmisión en un automóvil híbrido cumple la misma función básica que en un auto convencional. Algunos híbridos, como el Honda Insight, tiene un sistema de transmisión convencional, a diferencia de otros como el Toyota Prius, que cuenta con una transmisión completamente distinta.

VENTAJAS

Este tipo de vehículos presenta sobre los tradicionales las siguientes ventajas:

- Son capaces de conseguir una eficiencia doble, lo que se consigue por la supresión de la mayor parte de las pérdidas de potencia que se producen en los vehículos tradicionales.
- El sistema de frenado tiene a su vez capacidad regenerativa de la potencia absorbida, lo que reduce las pérdidas de eficiencia.
- El motor se dimensiona solo para una potencia promedio, ya los picos de potencia los proporciona la fuente de energía alternativa. Esto además permite que el motor funcione siempre en su punto óptimo o muy cerca de él. Por ello su eficiencia resulta doblada, pudiéndose aligerar el peso y volumen hasta en un 90%.
- El motor puede desactivarse durante la marcha cuando no se necesita.
- La eficiencia del combustible se incrementa notablemente, lo que se traduce en reducción de las emisiones.

Los diseñadores de automóviles híbridos pretenden conseguir estas ventajas sin que se produzcan pérdidas sustanciales tanto en el rendimiento del vehículo, como en su autonomía y seguridad.