



UNIVERSIDAD DE CHILE  
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

# DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE CONTROLADOR DE POTENCIA CONFIGURABLE PARA LA APLICACIÓN EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL  
ELÉCTRICO

JOSÉ ANTONIO CÁCERES LUQUE

**PROFESOR GUÍA:**

PATRICIO MENDOZA ARAYA

**MIEMBROS DE LA COMISIÓN:**

RODRIGO PALMA BEHNKE

IGNACIO POLANCO LOBOS

SANTIAGO DE CHILE

2016

RESUMEN DE LA MEMORIA  
PARA OPTAR AL TÍTULO DE:  
INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO  
POR: José Antonio Cáceres Luque  
FECHA: 19 de Enero de 2016  
PROF.GUÍA: Patricio Mendoza Araya

## DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE CONTROLADOR DE POTENCIA CONFIGURABLE PARA LA APLICACIÓN EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

El desarrollo y masificación de los vehículos eléctricos en el mercado norte americano y europeo es una realidad desde hace 10 años. El Centro de Energía (CE) de la Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas ha desarrollado varios prototipos de vehículos eléctricos orientados a funciones específicas. En este marco, el año 2011 se desarrolló un vehículo eléctrico todo terreno orientado al uso en la minería a partir de un modelo Lada Niva. Esta conversión requirió, posteriormente, un rediseño en el sistema de control, debido a problemas de robustez y fiabilidad en la operación del vehículo.

El objetivo de este trabajo es definir los estándares de un controlador con características comerciales, para motores en vehículos eléctricos. Se busca, asimismo, determinar los requerimientos de hardware y software para la implementación de este tipo de controladores y, finalmente, diseñar, construir y validar un sistema de control de potencia para vehículos eléctricos, el que será probado en el Lada Niva eléctrico del Centro de Energía.

La solución propuesta consiste en dos controladores, donde el primero se enfoca en controlar la operación del motor de inducción del vehículo y, el segundo, monitorea y coordina los diferentes sistemas que integran el auto en las distintas etapas del funcionamiento. El diseño de los controladores se hizo a través de módulos compatibles con los estándares comerciales de vehículos eléctricos.

Por otra parte, se implementó una comunicación serial que permite configurar los parámetros de operación, realizar consultas sobre el estado del controlador y monitorear su operación en tiempo real.

Tras construir los controladores, cada módulo se calibró a través de pruebas de laboratorio para asegurar su correcta operación. Posteriormente, se realizaron pruebas del control vectorial operando el motor del vehículo en vacío y con carga, con el fin de calibrar los controladores de corriente y garantizar un funcionamiento estable. Esto se verificó operando la máquina con una corriente total de hasta  $145[A]$ . Luego se sintoniza el parámetro  $\tau_r$  mediante un análisis teórico y algunas pruebas experimentales

Finalmente, el sistema de control propuesto se validó mediante pruebas de uso urbano, donde se circuló por un circuito de  $1,7[km]$  transportando a 3 personas a una velocidad máxima de  $50 \left[ \frac{km}{hr} \right]$ . En esta prueba se opera la máquina hasta  $3.400[rpm]$  con una carga de  $31[kW]$ . Además se prueba el vehículo a subir una rampa con inclinación de 24%, la cual sube en forma estable operando el motor a  $1.200[rpm]$  y  $13.5[kW]$ .

## Agradecimientos

Quiero agradecer a toda mi familia por acompañarme y apoyar cada vez que lo necesite en todo lo que ha sido mi vida como estudiante. Particularmente a mis padres, los cuales me apoyaron en todo sentido durante este largo proceso formativo.

Además agradecerle a mi familia porque sabemos pasarla bien y apoyarnos en todo lo que sea necesario incondicionalmente.

Agradezco también a aquellos profesores del colegio que me soportaron y motivaron a cuestionar todo, que me enseñaron a consultar, discutir y a buscar respuesta a preguntas que parecen perdidas.

Agradezco a *Beauchef*: a los profesores, funcionarios, compañeros y facultad, ya que es aquí donde he vivido las experiencias más enriquecedoras para formarme como profesional y persona.

Agradecer a todos los integrantes del equipo Eolian, con lo que compartí una experiencia de vida que no olvidare.

Al Centro de Energía y al equipo de  $\mu$ Redes, por su apoyo económico y humano en el desarrollo de mi memoria.

A todos mis amigos, por la buena onda de siempre.

## Tabla de contenido

1	Introducción .....	1
1.1	Objetivos .....	1
1.1.1	Objetivos específicos.....	1
1.2	Alcances .....	2
1.3	Estructura del documento .....	2
2	Estado del arte .....	3
2.1	Vehículos Eléctricos (VE) .....	3
2.2	Características principales de un VE .....	3
2.2.1	Esquema básico de un VEB .....	3
2.2.2	Sistema de tracción .....	4
2.2.3	Baterías y BMS.....	5
2.2.4	Convertor de potencia.....	8
2.3	LiEV, el Lada Niva Eléctrico.....	9
2.3.1	Motor de inducción- 1PV5133-4WS20 W11 Siemens.....	9
2.3.2	Convertor trifásico - POW-R-PAK PP300T060 Powerex.....	11
2.3.3	Baterías de litio LiFeYPO <sub>4</sub> - WB-LYP60AHA Winston Batteries.....	12
2.3.4	BMS - EV Power.....	13
2.3.5	Cargador de baterías- PFC-20M Manzanita .....	13
2.3.6	Convertor DC/DC 12[V] - DLS-240-45 Iota Engineering.....	14
2.3.7	Esquemas eléctricos.....	15
2.3.8	Problemas en sistema electrónico de control.....	16
2.4	Hardware y software de control para motores de inducción en VE .....	16
2.4.1	Control V/f o control escalar.....	16
2.4.2	Control vectorial.....	18
2.4.3	Resumen .....	20
2.4.4	Diseño de controladores PI de corriente en control vectorial de MI.....	21
2.4.5	Modulación Vectorial .....	22
2.5	Controladores para VE .....	25
2.5.1	Controladores comerciales del mercado.....	25
2.5.2	Funciones necesarias.....	27
3	Metodología: Diseño del sistema de control.....	29
3.1	Estructura de la solución.....	29

3.2	Diseño Conceptual: Módulos .....	31
3.2.1	Controlador de tracción .....	31
3.2.2	Controlador general .....	32
3.3	Diseño de hardware.....	33
3.3.1	Módulos de alimentación .....	33
3.3.2	Entradas análogas.....	35
3.3.3	Señales de PWM.....	36
3.3.4	Control de relés .....	36
3.3.5	Bus comunicación serial .....	37
3.3.6	Bus comunicación CAN.....	38
3.3.7	<i>Encoder</i> .....	39
3.3.8	Entradas y salidas digitales (DI & DO).....	41
3.3.9	Módulo SPI-SD.....	41
3.4	Diseño de software .....	42
3.4.1	Inicialización y respuesta a fallas.....	43
3.4.2	Encendido del VE .....	45
3.4.3	Operación normal .....	48
3.4.4	Interrupción Serial .....	49
3.4.5	Operación manual o Modo <i>Debug</i> .....	50
4	Sistema de control implementado.....	51
4.1	Controlador tracción .....	51
4.2	Controlador general.....	53
4.3	Conexiones.....	55
5	Validación de sistema de control y resultados .....	60
5.1	Pruebas y calibración de módulos .....	60
5.1.1	<i>Encoder</i> .....	60
5.1.2	ADC.....	60
5.2	Calibración de sistemas de control .....	63
5.2.1	Calibración y operación VF.....	63
5.2.2	Sintonización controladores PI .....	64
5.2.3	Sintonización del control vectorial.....	71
5.3	Pruebas de validación .....	74
5.3.1	Pruebas urbanas .....	75
5.3.2	Pruebas en Rampa.....	77
6	Conclusiones .....	80
6.1	Trabajos futuros.....	81

6.1.1	Lada Niva .....	81
6.1.2	Sistema de control .....	81
7	Bibliografía.....	82
8	Anexos .....	84
8.1	Transformadas utilizadas en el sistema de control.....	84
8.1.1	Transformada de Park .....	84
8.1.2	Transformada de <b>DQ</b> a <b><math>\alpha\beta</math></b> .....	84
8.2	Tabla de conexiones de cada controlador .....	84
8.2.1	Controlador de tracción .....	84
8.2.2	Controlador general .....	86
8.3	Librería comunicación serial .....	88
8.3.1	Consulta de fallas .....	90

# Índice de Figuras

Figura 2.1: Esquema básico de los componentes de un VEB .....	4
Figura 2.2: Comparación densidad de potencia versus energía. Las letras posicionan tres tecnologías comerciales de VE. Letra A: Vehículo fórmula 1, Letra B: Bus BAE y Letra C: Toyota Prius 2008. Fuente [3] [5] .....	5
Figura 2.3: BMS Elithion .....	7
Figura 2.4: BMS Orion .....	7
Figura 2.5 : Puente inversor trifásico de dos niveles. Fuente [3] .....	8
Figura 2.6: Motor 1PV5133-4WS20 W11 Fuente [8] .....	10
Figura 2.7: Característica potencia/ velocidad del motor Siemens. Fuente [8] .....	11
Figura 2.8 Conversor POW-R-PAK PP300T060.Fuente [9] .....	11
Figura 2.9: Esquema simplificado del convertor de potencia. Fuente [9] .....	12
Figura 2.10: Celda WB-LYP60AHA. Fuente [8] .....	13
Figura 2.11: Baterías del VE LiLEV .....	13
Figura 2.12: Conversor DLS-240-45. ....	14
Figura 2.13: Esquema general de componentes y conexiones del VE LiLEV .....	15
Figura 2.14: Modelo de motor IM. Fuente [10] .....	17
Figura 2.15 : Regiones de operación de MI con control V/f. Fuente [10] .....	17
Figura 2.16: Esquema de control vectorial indirecto. Fuente [11] .....	20
Figura 2.17: Esquema funcional de un convertor de potencia trifásico. [13] .....	23
Figura 2.18: Vectores de la Tabla 2.8 en coordenadas $\alpha\beta$ .....	24
Figura 2.19: Controlador SEVCON- Gen 4 Size 8 .....	25
Figura 2.20: Controlador Sigma Drive-ACT865L .....	26
Figura 2.21: Controlador Curtis-1239E .....	26
Figura 2.22 : Controlador Kelly-KIM7240E .....	26
Figura 3.1: Esquema del EV con el sistema de control propuesto .....	30
Figura 3.2: Esquema de los módulos del controlador de tracción .....	32
Figura 3.3: Esquema de los módulos del Controlador General (CG) .....	33
Figura 3.4: Esquema circuito para control de fuente 24[V] .....	34
Figura 3.5: Esquema restador inversor. ....	35
Figura 3.6: Circuito Modulo acelerador .....	36
Figura 3.7: Circuito para generar disparos PWM en convertor Powerex .....	36
Figura 3.8: Esquema circuito de Opto Relé .....	37
Figura 3.9: Circuito usado para comunicación serial. ....	37
Figura 3.10: Red de datos CAN. [12] .....	38
Figura 3.11: Nodo en una red CAN. [12] .....	38
Figura 3.12: Modulo CAN implementado .....	39
Figura 3.13: Topología de comparado con Histéresis .....	39
Figura 3.14 : Divisor de tensión y <i>buffer</i> .....	40
Figura 3.15: Modulo para entradas y salidas digitales .....	41
Figura 3.16: Conexión entre DSP y memoria SD. ....	41
Figura 3.17: Circuito de módulo SPI-SD .....	42
Figura 3.18: Diagrama de flujo genérico de proceso principal .....	44
Figura 3.19: Secuencia de respuesta para fallas. ....	44

Figura 3.20: Diagrama de flujo de encendido para CG .....	46
Figura 3.21: Diagrama de flujo de encendido para CT .....	47
Figura 3.22: Diagrama de flujo del control vectorial FOC .....	49
Figura 3.23: Configuración de mensajes en protocolo serial .....	50
Figura 3.24: Estructura mensajes para toma de datos. ....	50
Figura 4.1: Diseño final del controlador de tracción .....	52
Figura 4.2: Controlador de tracción. ....	53
Figura 4.3 Diseño final del controlador general .....	54
Figura 4.4 : Controlador general .....	55
Figura 4.5: Esquema de conexiones del sistema de control.....	59
Figura 5.1: Montaje experimental para calibrar ADC de corriente. ....	61
Figura 5.2: Montaje experimental para calibrar la lectura de tensión en el conversor..	62
Figura 5.3: Ondas de corriente con motor operando en vacío a una frecuencia de <b>12Hz</b> .....	64
Figura 5.4: Pruebas calibración PI, régimen transitorio. ....	65
Figura 5.5: Pruebas calibración PI, régimen transitorio .....	66
Figura 5.6 : Pruebas calibración PI, régimen permanente.....	66
Figura 5.7: Pruebas calibración PI. <b>KPDQ = 0,9 , KIDQ = 4,5</b> .....	67
Figura 5.8: Pruebas calibración PI. <b>KPDQ = 0,9 , KIDQ = 3,6</b> .....	68
Figura 5.9 : Prueba con carga, régimen transitorio. <b>KPDQ = 0,9 , KIDQ = 3,6</b> .....	69
Figura 5.10 : Prueba con carga, régimen permanente. <b>KPDQ = 0,9 , KIDQ = 3,6</b> ...	69
Figura 5.11: Prueba con carga, régimen transitorio. <b>KPDQ = 0,9 , KIDQ = 4,5</b> .....	70
Figura 5.12: Prueba con carga, régimen permanente. <b>KPDQ = 0,9 , KIDQ = 4,5</b> ...	70
Figura 5.13: Prueba en vacío. <b><math>\tau r = 0,127</math> , KPDQ = 0,9 , KIDQ = 3,6</b> .....	73
Figura 5.14: Prueba con carga. <b><math>\tau r = 0,127</math> , KPDQ = 0,9 , KIDQ = 3,6</b> .....	73
Figura 5.15: Rampa utilizada para probar la respuesta del VE. ....	74
Figura 5.16: Circuito de prueba del vehículo. ....	75
Figura 5.17: <b><math>\omega_e</math>, <math>\omega_r</math> y <math>\omega_{sl}</math></b> en pruebas de operación urbana.....	76
Figura 5.18: Deslizamiento porcentual en prueba de operación urbana.....	76
Figura 5.19: Comportamiento de <b><math>I_q</math> e <math>I_d</math></b> en operación urbana. ....	77
Figura 5.20: <b><math>\omega_e</math>, <math>\omega_r</math> y <math>\omega_{sl}</math></b> en prueba de rampa. ....	78
Figura 5.21 Deslizamiento porcentual en prueba de rampa. ....	78
Figura 5.22: Comportamiento de <b><math>I_q</math> e <math>I_d</math></b> en prueba de rampa.....	79



## Índice de Tablas

Tabla 2.1: Comparación de tecnologías para tracción de VE. Fuente [3].....	5
Tabla 2.2 : Comparación tecnologías de acumuladores para vehículos eléctricos. [3]..	7
Tabla 2.3: Tabla comparativa de transistores. Fuente [7].....	9
Tabla 2.4: Principales características del motor 1PV5133-4WS20 W11. Fuente [8]....	10
Tabla 2.5: Especificaciones de la celda de LiFeYPO <sub>4</sub> de Winston Batteries. Fuente [8].	13
Tabla 2.6 : Principales características del cargador PFC-20M. Fuente [8] .....	14
Tabla 2.7: Principales características del convertor DC/DC. ....	14
Tabla 2.8: Resumen de los vectores combinaciones posibles en inversor de seis interruptores. [13].....	23
Tabla 2.9 : Características de los controladores estudiados .....	27
Tabla 3.1: Características generales fuentes RECOM5 .....	34
Tabla 3.2: Resistencias utilizadas en cada rango de tensión .....	34
Tabla 3.3: Configuración de restador inversor para cada señal. ....	35
Tabla 3.4: Resistencias en módulo <i>encoder</i> .....	40
Tabla 4.1: Configuraciones pines para conexión entre CT y CG.....	56
Tabla 4.2 Configuraciones pines para bus entre CT y EV .....	56
Tabla 4.3 : Configuraciones de pines para comunicación entre CT y el convertor de potencia.....	57
Tabla 4.4: Configuraciones pines para bus entre CG y EV .....	58
Tabla 5.1: Resultados pruebas módulo <i>encoder</i> .....	60
Tabla 5.2: Valor offset de sensores de corriente.....	61
Tabla 5.3: Mediciones ADC de corriente.....	61
Tabla 5.4: Ganancia de los ADC de corriente.....	62
Tabla 5.5: Pruebas calibración ADC <b>VDC</b> .....	62
Tabla 5.6: Parámetros de control antiguos.....	65
Tabla 5.7: Valor RMS del error de <b><i>I<sub>q</sub></i></b> e <b><i>I<sub>d</sub></i></b> .....	67
Tabla 5.8: Valor RMS del error de <b><i>I<sub>q</sub></i></b> e <b><i>I<sub>d</sub></i></b> .....	68
Tabla 5.9: Valor RMS del error de <b><i>I<sub>q</sub></i></b> e <b><i>I<sub>d</sub></i></b> .....	71
Tabla 5.10: Rangos deslizamiento configuración antigua. ....	71
Tabla 5.11: Rangos deslizamiento configuración nueva inicial.....	72
Tabla 5.12: Rangos deslizamiento para <b><i>I<sub>dRef</sub></i> = 90A</b> y <b><i>τ<sub>r</sub></i> = 0,127</b> .....	72
Tabla 5.13: Rangos deslizamiento para <b><i>I<sub>dRef</sub></i> = 61,2A</b> y <b><i>τ<sub>r</sub></i> = 0,18</b> .....	74
Tabla 8.1: Lista de pines controlador tracción .....	86
Tabla 8.2: Lista de pines controlador general .....	87
Tabla 8.3: Librería de comandos utilizados en comunicación serial.....	90

# 1 Introducción

El cambio de paradigma sobre el uso de combustibles fósiles, junto a un sostenido aumento en su precio en los últimos años ha potenciado el desarrollo de las energías renovables y la búsqueda de nuevas alternativas en distintos ámbitos. En el año 2012, el 28% de la energía consumida en Estados Unidos se utilizó para transporte, donde él 93% se alimentó con petróleo o uno de sus derivados y tan solo un 4% con energías renovables [1]. Es por esto, que los sistemas de transporte modernos han buscado aumentar su eficiencia, mejorando su perfil aerodinámico, optimizando los motores y sistemas de transmisión, entre otros. No obstante, son los vehículos híbridos y eléctricos los que hoy caracterizan la eficiencia energética y un modo “verde” de transportarse.

Los vehículos eléctricos hoy son parte del mercado automotriz, al que cada año, nuevos fabricantes integran nuevos modelos. El Centro de Energía (CE) de la Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas (FCFM) de la Universidad de Chile ha investigado e implementado en los últimos años varios vehículos eléctricos, de los cuales, algunos han surgido de la conversión de vehículos antiguos. En el año 2011, se inició la conversión de un vehículo todo terreno modelo Lada Niva, el cual se bautizó como LiLEV, donde *Li* significa roca o peñasco en mapudungun y EV vehículo eléctrico en inglés. Este prototipo tiene como motivación ser la plataforma de prueba para el desarrollo de componentes orientados al uso de VE en la minería, donde las características de autonomía, torque constante y cero emisiones compatibilizan con las exigencias dentro de una mina.

Actualmente, este automóvil ya incorporó los distintos sistemas básicos que requiere para poder movilizarse según las normas del tránsito chilenas. No obstante, tiene considerables problema de fiabilidad en su funcionamiento, por lo que no ha sido probado en ambientes mineros. Los elementos deficientes corresponden al controlador del motor principal, el monitoreo externo de las variables del auto, el control y observación de las distintas variables del banco de baterías y un estimador de estado de carga de este último.

En el presente trabajo se busca diseñar e implementar un sistema de control estable en el vehículo Lada Niva, que permita controlar el motor de inducción actual utilizando control vectorial. Además, que integre la posibilidad de monitorear las variables de operación en tiempo real y modificar parámetros en forma sencilla.

## 1.1 Objetivos

El objetivo general es contribuir a la investigación e implementación de dispositivos electrónicos de control para vehículos eléctricos con características comerciales, mediante el diseño, construcción y validación de un controlador de tracción para el vehículo Lada Niva del Centro de Energía.

### 1.1.1 Objetivos específicos

- Dar a conocer las características técnicas esperables de un controlador comercial, considerando funciones necesarias, modo de control, canales de comunicación y flexibilidad de configuración.

- Establecer los requerimientos de hardware y software para un controlador, considerando las características y funciones que se determinen.
- Diseñar, construir y validar el controlador utilizando como plataforma de prueba el vehículo eléctrico LiEV.

## 1.2 Alcances

Dentro de los alcances de este trabajo está diseñar, construir y validar un sistema de control para tracción de vehículos eléctricos. Éste se prueba en el vehículo LiEV ( o Lada Niva ) del Centro de Energía, el cual debe operar en condiciones urbanas en forma estable y continua, con las prestaciones de un vehículo comercial, es decir:

- Encendido automático con la llave desde el asiento del conductor.
- Moverse hacia adelante y en reversa.
- Desplazarse a  $50 \left[ \frac{km}{hr} \right]$  en marcha normal.
- Transitar por la calle a una velocidad regular de ciudad, con tres personas en su interior en forma estable y sin fallas.
- Subir la rampa del taller mecánico del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas.

Además debe tener un mecanismo de comunicación que permita configurar parámetros en línea y realizar un monitoreo de la operación en tiempo real.

El uso del vehículo en carretera y ambientes mineros no está dentro del alcance de este trabajo. Tampoco el desarrollo de una interfaz de monitoreo y control con el usuario.

## 1.3 Estructura del documento

En el capítulo 2 se entrega una noción de los componentes principales que constituyen un vehículo eléctrico. Luego, se presenta el estado actual del Lada Niva, donde se especifican las características de los componentes principales, un esquema resumen de estos y los problemas en el sistema de control que posee.

En el capítulo 3, se desarrolla el diseño del sistema de control propuesto, especificando los módulos necesarios en cada controlador y los circuitos que lo constituyen. También se desarrolla el diseño de software de ambos controladores.

En el capítulo 4 se exponen ambos controladores construidos, dando a conocer su estructura de hardware y la función de cada uno de sus terminales.

En el capítulo 5 se explica el proceso de calibración de cada uno de los módulos y del sistema de control. Además, se entregan resultados de las pruebas de validación del vehículo.

En el sexto capítulo se concluye acerca del trabajo realizado y se postulan algunos trabajos futuros para mejorar distintos aspectos.

## 2 Estado del arte

### 2.1 Vehículos Eléctricos (VE)

En el origen de los automóviles, en los últimos años del siglo XIX y principios del siglo XX, la propulsión se fundamentaba sobre la base de tres tipos de motores: eléctricos, a vapor y a combustión interna (MCI) de gasolina. En un principio, el con mejor desempeño correspondía al vehículo eléctrico, principalmente debido a su confiabilidad y partida instantánea. No obstante, debido a la disposición masiva de petróleo a un bajo precio y la invención del partidador automático para el motor de combustión interna, éste se volvió una opción más atractiva. Posteriormente, debido a la baja densidad, elevados tiempos de recarga y el alto costo de las baterías de plomo acido, los vehículos de combustión interna terminaron por dominar el mercado automotriz [2].

A partir de los años 90, la industria y la población mundial mostró un interés por el desarrollo de los vehículos eléctricos (VE, en inglés *EV Electric Vehicles*), potenciado principalmente por el aumento de los costos del combustible y el nivel de polución en las grandes ciudades debido a las emisiones de los medios de transporte [2].

### 2.2 Características principales de un VE

Actualmente se conocen dos tipos de VE comerciales competitivos: los vehículos eléctricos a batería (VEB o BEV *Battery Electric Vehicles*) y los vehículos eléctricos híbridos ( HEV *Híbrid Electric Vehicles*).

Los HEV son vehículos con dos sistemas de suministro energético, generalmente una fuente de energía fósil (bencina o diésel) y una batería química como acumulador. En cuanto a la propulsión existen dos tipos: híbrido en paralelo, el cual posee un MCI y un motor eléctrico alimentados por bencina y baterías respectivamente; híbrido en serie, el cual se desplaza utilizando solo un motor eléctrico alimentado por baterías, las cuales se cargan mediante un generador diésel o conectándolas a la red cuando está detenido.

Por otro lado, los BEV poseen únicamente un sistema de tracción eléctrico y utilizan un acumulador químico en la mayoría de los casos cuando no están conectados continuamente.

#### 2.2.1 Esquema básico de un VEB

En general, un vehículo eléctrico moderno está formado por ocho componentes principales:

1. Acumulador de energía
2. Cargador para acumulador
3. Conversor para tracción.
4. Sistema de propulsión- motor
5. Controlador del sistema de tracción.
6. Conversor DC/DC para electrónica
7. Interfaz con el usuario (freno, acelerador, tablero, etc.)
8. Sistemas periféricos auxiliares (luces, radio, etc.)

En la Figura 2.1 se muestra un esquema que representa todos los sistemas principales de un VE y cómo interactúan.

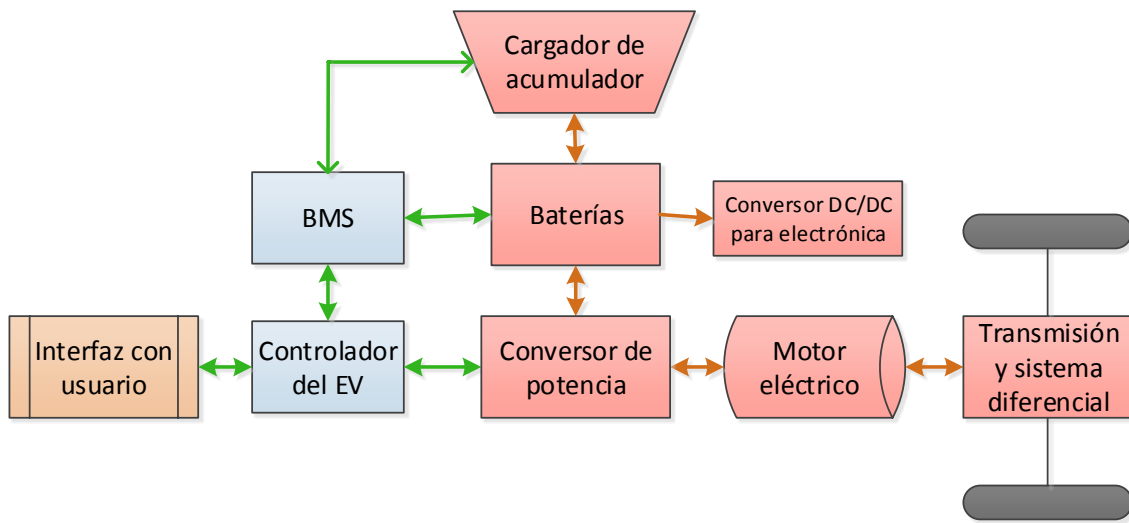


Figura 2.1: Esquema básico de los componentes de un VEB

A continuación, se describen las funciones y características más importantes de cada uno.

### 2.2.2 Sistema de tracción

En un VE se requiere modificar tanto el torque como la velocidad frecuentemente. Por este motivo y debido a su simple control, la máquina de corriente continua fue inicialmente la más popular en este tipo de aplicaciones. No obstante, el alto costo de mantenimiento y su baja eficiencia potenciaron la búsqueda de nuevas opciones.

Actualmente predominan en el mercado las máquinas de inducción y el motor de imanes permanentes.

El motor de inducción se caracteriza por ser una tecnología muy conocida, robusta, confiable y con un bajo costo de mantenimiento debido a la simplicidad del diseño. Para controlar en forma dinámica un VE se suele utilizar control vectorial debido al amplio rango de velocidades que permite, su excelente respuesta dinámica y la capacidad de operar a torque constante, bajo la velocidad nominal de la máquina.

El motor de imanes permanentes se caracteriza por su alta eficiencia y densidad de potencia. Dado que el flujo del rotor solo depende de las características constructivas de los imanes, se reduce el tamaño de la máquina al no tener enrollados en el rotor. Además, se reducen las pérdidas pues no se requiere de una corriente magnetizante, la cual implica pérdidas debido a la resistencia natural de los enrollados.

En la Tabla 2.1, obtenida de [3] y [4], se comparan los tipos de máquinas mencionados, sobre la base de distintos criterios. En la penúltima fila se observa la nota promedio obtenida por cada una, de donde se desprende que las mejores, según esta evaluación, son el motor de inducción (MI) y el motor de imanes permanentes. A partir de este

resultado, se puede concluir que la elección depende del tipo de aplicación que se requiera, ya que ambas tienen ventajas y desventajas.

Criterio de comparación	Motor DC	Motor de inducción	Motor de imanes permanentes
Densidad de potencia	2.5	3.5	5
Eficiencia	2.5	3.5	5
Controlabilidad	5	4	4
Confiabilidad	3	5	4
Madurez tecnológica	5	5	4
Costo	4	5	3
Promedio	3.7	4.3	4.2

**Escala: 1 Malo-5 Bueno**

Tabla 2.1: Comparación de tecnologías para tracción de VE. Fuente [3]

### 2.2.3 Baterías y BMS

Existen dos tipos dominantes de acumuladores: baterías y condensadores. Las baterías almacenan la energía en moléculas químicas, mientras que en un condensador se almacena como carga eléctrica superficial. En las baterías, las reacciones químicas ocurren prácticamente en todo el material que la compone, por lo que deben diseñarse para soportar las reacciones electroquímicas, tanto en el proceso de carga como de descarga, cientos de veces, obteniéndose un producto con alta densidad energética, pero con baja densidad de potencia. En contraste, en un condensador la integridad estructural de los materiales no cambia y puede ser cargado y descargado millones de veces sin una degradación significativa, con una alta densidad de potencia y baja densidad energética [3]. En la Figura 2.2 se presenta una comparación entre la densidad de potencia y la densidad de energía para distintas tecnológicas de acumuladores.

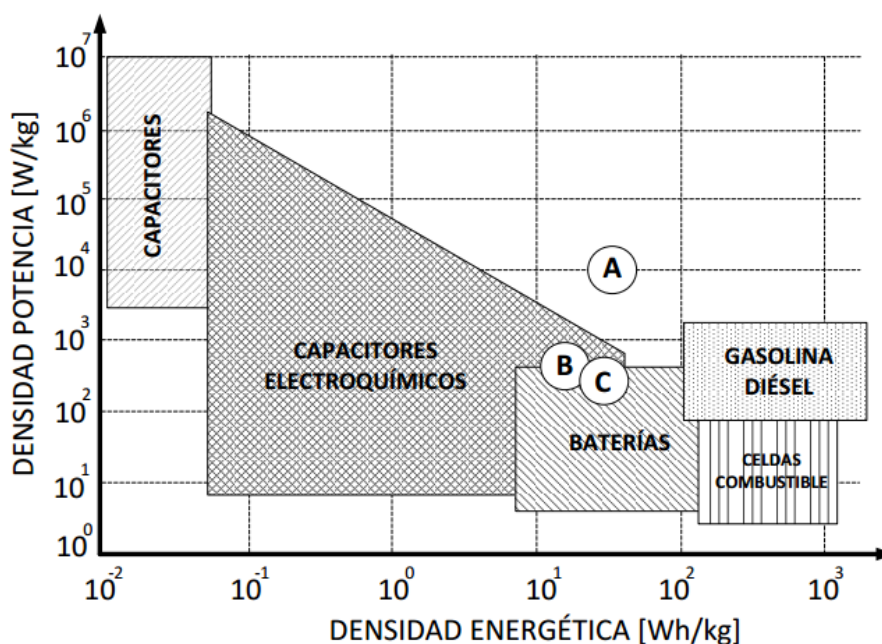


Figura 2.2: Comparación densidad de potencia versus energía. Las letras posicionan tres tecnologías comerciales de VE. Letra A: Vehículo fórmula 1, Letra B: Bus BAE y Letra C: Toyota Prius 2008. Fuente [3] [5]

Para la aplicación en BEV, debido a la necesidad de una autonomía de varios kilómetros y, por lo mismo, de varios [kWh], se utiliza un banco de baterías para acumular la mayor parte de la energía. En algunos casos, este se complementa con un grupo de súper-capacitores, que permite satisfacer las exigencias de potencia al regenerar o en fuertes aceleraciones.

La fuente de energía para el sistema de tracción, es decir, la batería principal del VE es considerada uno de los principales obstáculos en la comercialización de éstos [4]. Es por ello que en los últimos años, los sistemas híbridos ha tenido una mayor penetración en el mercado.

Las principales características que se buscan en futuras tecnologías son:

1. Alta energía específica  $\left[\frac{kWh}{kg}\right]$  y densidad  $\left[\frac{kWh}{L}\right]$ .
2. Alta potencia específica  $\left[\frac{kW}{kg}\right]$  y densidad  $\left[\frac{kW}{L}\right]$ .
3. Rapidez de carga y alta eficiencia en el ciclo.
4. Varios ciclos de vida y más vida útil.
5. Baja descarga autónoma y baja pérdida al cargar.
6. Seguridad y bajos costos de producción.
7. Libre de mantenimiento.
8. Amigable con el medio ambiente y reciclable.

De [3] y [4] se desprende que las tecnologías más adecuadas para ser utilizadas en VE son las de plomo ácido, debido a su bajo costo y las baterías de litio debido a su alta energía y potencia específica.

Las baterías de níquel e hidruro metálico presentan características deseables en vehículos eléctricos, como larga vida útil, amplio rango de temperatura de operación, resistencia a la sobre carga y descarga; y uso de materiales reciclables. Sin embargo tienen inconvenientes importantes como la reducción entre 200 y 300 ciclos su vida útil ante repetidas descargas a altas corrientes y presencia de efecto memoria. Asimismo, las baterías de Níquel Cadmio presentan un alto costo inicial, efecto memoria y, si bien son reciclables, el cadmio es un metal pesado nocivo para el medio ambiente [3].

En la Tabla 2.2 se muestra una comparación de las distintas características mencionadas para las tres tecnologías.

COMPARACIÓN BATERÍAS PARA VEHÍCULOS ELÉCTRICOS				
Criterio de comparación	Unidad	Plomo ácido	Níquel e hidruro metálico	Ion Litio
Energía específica	[Wh/kg]	35	55	>80
Densidad de energía	[Wh/L]	75	150	150
Potencia específica	[W/kg]	150	230	1000
Aceptación de carga	[W/kg]	50	200	600
Vida útil	[Nº ciclos] (al 80% de descarga)	125	3000	2500
Nivel de costo	[USD/kWh]	150	450	500

Tabla 2.2 : Comparación tecnologías de acumuladores para vehículos eléctricos. Fuente [3]

Aunque las baterías de plomo ácido tienen un costo considerablemente inferior, la alta eficiencia junto a la alta capacidad energética y de potencia de las baterías de litio las han transformado en las favoritas para todos los fabricantes de VE, pues permiten reducir el peso y mejorar el uso del espacio dentro del vehículo.

### 2.2.3.1 BMS (Battery Management System)

Un BMS corresponde a un dispositivo electrónico que se encarga de monitorear la tensión y temperatura de cada una de las celdas en un banco de baterías. En el caso de las baterías de litio, debido a su sensibilidad al traspasar los límites de voltaje y temperatura, es imperativo el uso de estos dispositivos.

Además de monitorear, deben estar diseñados para ejecutar alguna acción de control que permita evitar fallas en el banco, como balancear celdas, controlar la corriente máxima durante la operación, controlar contactores de carga y descarga, estimar el estado de carga (SOC *State of Charge*) y el estado de salud (SOH *State of Health*). En algunos casos estas señales son procesadas por un controlador de mayor jerarquía, para proteger los sistemas aledaños, donde se des-energizan inicialmente las cargas, para luego desconectar las baterías de ser necesario. En algunos casos estos dispositivos incluyen salidas de control para activar algún sistema de refrigeración o calefacción para el banco de baterías.

En la Figura 2.3 y Figura 2.4 se muestran dos modelos de BMS de distintas compañías.



Figura 2.3: BMS Elithion



Figura 2.4: BMS Orion



### 2.2.4 Convertor de potencia

El convertor de potencia de un VE corresponde al actuador que regula la corriente en el motor. Su acción específica depende directamente del tipo de motor y del esquema de control seleccionado.

Las características que determinan la operación de un convertor de potencia, generalmente son [3]:

- Nivel de tensión de las baterías y del motor
- Nivel de corriente de las baterías y del motor
- Frecuencia de conmutación
- Pérdidas de potencia
- Características dinámicas

El nivel de tensión depende fuertemente de la tensión nominal de las baterías y de la máquina utilizada. La corriente depende de la potencia peak del motor, además del número de convertidores en paralelo que se estén utilizando. Por otro lado, la frecuencia de conmutación debe ser suficientemente alta para reducir el ruido acústico y generar una respuesta dinámica acorde a los requerimientos de la aplicación. No obstante, una alta frecuencia de conmutación afecta negativamente la eficiencia, debido a las pérdidas durante el cierre y apertura del semiconductor [3] [6].

En la Figura 2.5 se muestra un convertor DC/AC trifásico de dos niveles. Esta tecnología es una de las más comunes usadas en la industria [7] y se considera madura. Está compuesto de un condensador DC en paralelo al arreglo de seis semiconductores de potencia, dos por fase. Al realizar el disparo de uno de éstos, se envía la señal inversa al componente complementario de la misma pierna. Cuando uno de los interruptores de potencia opera, la carga es conectada al polo positivo o negativo del bus DC, generando sólo dos posibles niveles de tensión en la salida de cada fase. No obstante, utilizando una estrategia de modulación adecuada, los pulsos sintetizan una tensión de componente fundamental configurable, donde la amplitud depende de la tensión del bus DC y del tipo de modulación [3] [6].

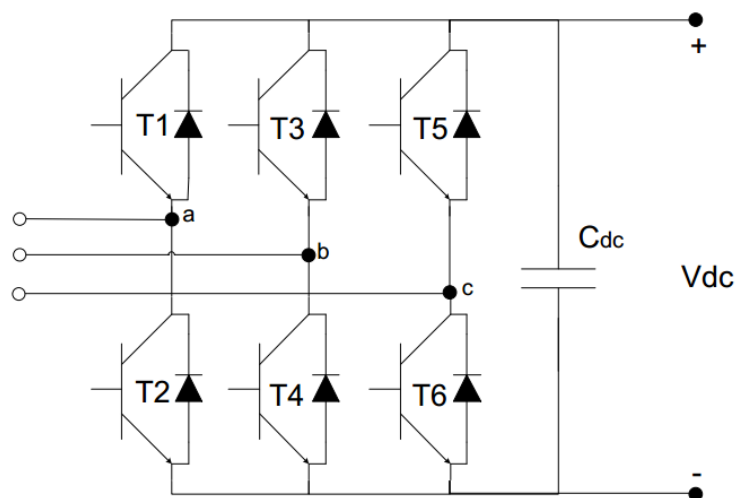


Figura 2.5 : Puente inversor trifásico de dos niveles. Fuente [3]

En la Tabla 2.3 se muestra la comparación de los transistores comúnmente utilizados en aplicaciones de media y baja potencia.

<b>BJT</b>	<b>MOSFET</b>	<b>IGBT</b>
1000-1200V	500-1000V	1600-2000V
700-1000A	20-100A	400-500A
25kHz	Hasta 300-400kHz	Hasta 75kHz
P medias	P bajas, <10kW	P medias - altas

Tabla 2.3: Tabla comparativa de transistores. Fuente [7]

## 2.3 LiEV, el Lada Niva Eléctrico

El enfoque de este trabajo consiste en el rediseño del controlador para el vehículo LiEV, el Lada Niva eléctrico del Centro de Energía de la Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, de la Universidad de Chile. La conversión de este todo terreno se inició en el año 2011, a cargo de Juan Alejandro Vargas Fabre, proyecto que correspondió a su memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista [9]. En esta primera etapa, se adquirió la mayor parte de los componentes principales del VE. Estos son:

- Motor de inducción- 1PV5133-4WS20 W11 Siemens
- Conversor trifásico de dos niveles- POW-R-PAK PP300T060 Powerex
- Baterías de litio- WB-LYP60AHA Winston Batteries
- BMS - EV Power para las baterías
- Cargador de baterías Manzanita
- Conversor DC/DC 12[V]- DLS-240-45 Iota Engineering

Además, se diseñó y construyó un módulo de control para operar el vehículo. No obstante, el funcionamiento de éste era poco fiable y utilizaba un control en lazo abierto del tipo  $V/f$  (ver sección 2.4.1). A fines del 2012 y comienzos del 2013, un grupo de ingenieros del Centro de Energía modificaron algunos aspectos del vehículo y rediseñaron el módulo de control. Este segundo módulo, aunque permitía un control vectorial (ver sección 2.4.2) y entregaba una mejor respuesta, operaba con un altísimo nivel de ruido electromagnético en todos los canales, lo que generaba fallas en la operación e interrumpía la comunicación con otros dispositivos.

A continuación se presentan las características de los distintos componentes, además de incorporar esquemas del estado inicial del VE en este desarrollo.

### 2.3.1 Motor de inducción- 1PV5133-4WS20 W11 Siemens

Este motor fue diseñado por Siemens para la camioneta eléctrica Ford Ranger EV que se produjo entre los años 1998 al 2002. Es un motor de inducción trifásico, refrigerado por agua, de cuatro polos, que también cuenta con un conector de seis pines, el que entrega las lecturas de los sensores de temperatura y de velocidad del rotor. Puede llegar hasta las 13.000 rpm. En la Figura 2.6 una fotografía. [8]

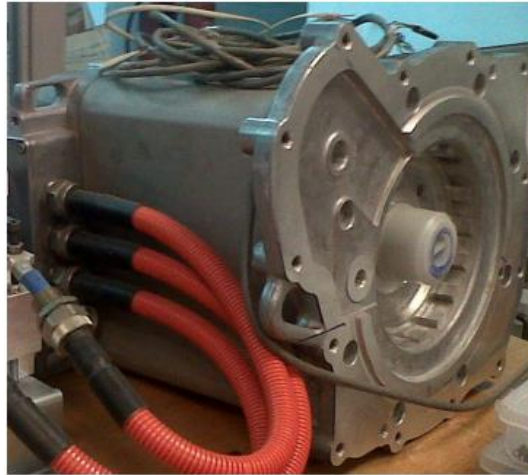


Figura 2.6: Motor 1PV5133-4WS20 W11 Fuente [8]

Sus principales características se resumen en la Tabla 2.4.

Característica	Valor	Unidad
Tensión nominal	215 – 380	[V]
Potencia nominal	33	[kW]
Potencia peak	67(280[A])	[kW]
Corriente nominal	145	[A]
Corriente peak	280	[A]
Torque máximo	200	[Nm]
Velocidad nominal	4.000	[rpm]
Velocidad máxima	13.000	[rpm]
Peso	77	[kg]

Tabla 2.4: Principales características del motor 1PV5133-4WS20 W11. Fuente [8]

La velocidad nominal de la máquina se obtiene de la Figura 2.7, donde se muestran las curvas características de potencia/velocidad del motor. En esta se observa que entre  $0[rpm]$  y  $4000[rpm]$  el motor opera en la región de torque constante, donde la potencia aumenta con velocidad hasta llegar a la velocidad nominal. A continuación se encuentra la región de potencia constante, entre  $4000[rpm]$  y  $8000[rpm]$ , donde el torque se debilita debido a la reducción en la corriente de excitación magnética. Finalmente, se encuentra la zona de alta velocidad entre  $8000$  y  $12000 [rpm]$ .

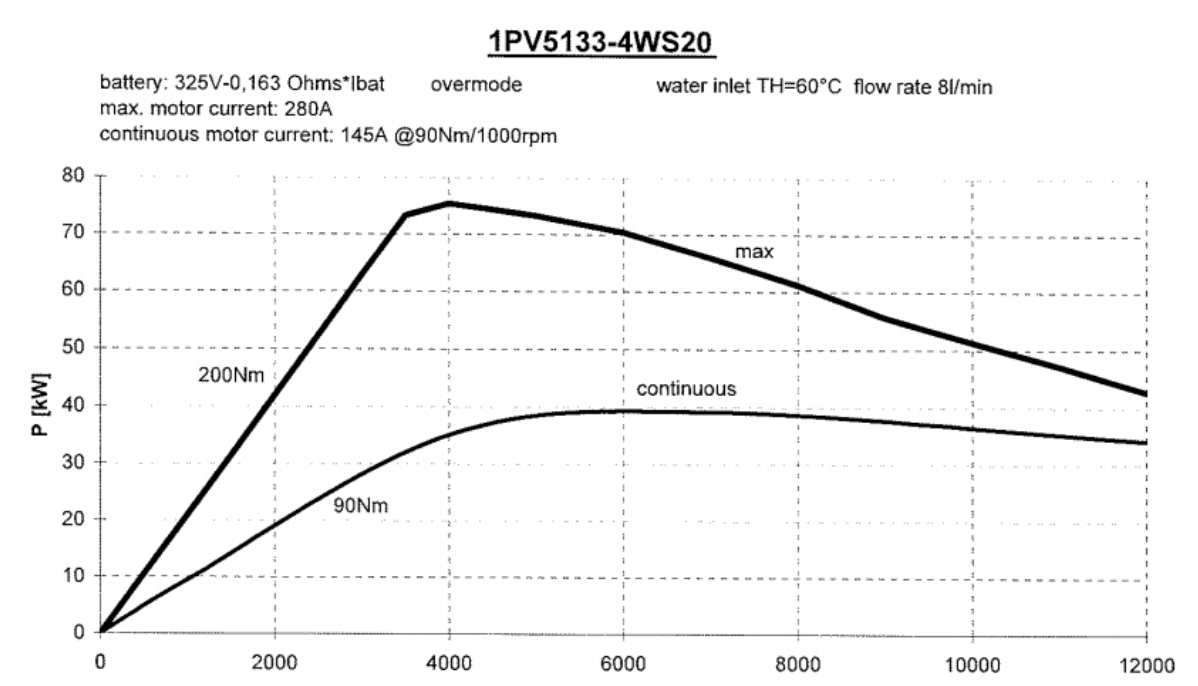


Figura 2.7: Característica potencia/ velocidad del motor Siemens. Fuente [8]

### 2.3.2 Conversor trifásico - POW-R-PAK PP300T060 Powerex

Corresponde a un conversor configurable de dos niveles y tres piernas. Esto permite que sea usado como conversor DC/AC, chopper, fuente de poder, UPS o conversor para el control de motores u otras aplicaciones de electrónica de potencia. Los semiconductores de potencia están montados sobre un disipador que se refrigera por ventilación. Estos IGBT tienen compuertas de baja conducción y pérdidas, para tener una operación de alta eficiencia [8] [9].

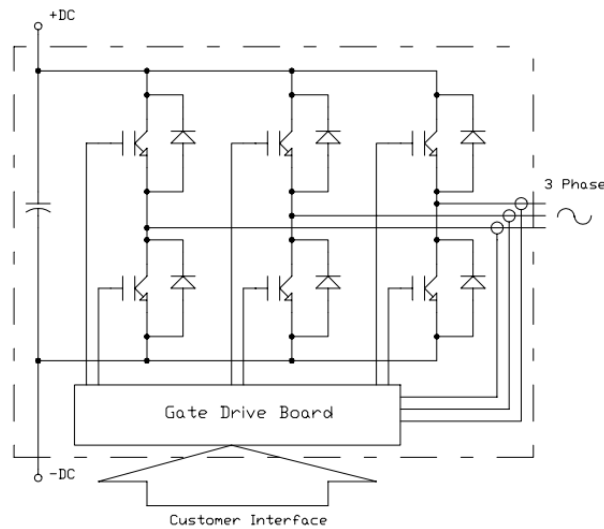
Dependiendo de la aplicación, este conversor está diseñado para operar con una tensión DC de hasta 400 [V] y una frecuencia de conmutación de hasta 20[kHz]. Además de integrar un sistema de disparo para todos los IGBT, considera protecciones y alertas para fallas en el funcionamiento y entrega lecturas de corriente en cada fase.

En la Figura 2.8, se muestra el conversor POW-R-PAK PP300T060.



Figura 2.8 Conversor POW-R-PAK PP300T060. Fuente [9]

En la Figura 2.9 se muestra un esquema simplificado de las conexiones del convertidor. Se puede apreciar la estructura típica de un convertidor de dos niveles y tres piernas, además del sistema encargado de generar las señales de disparo adecuadamente para cada IGBT.



**Figura 2.9: Esquema simplificado del convertidor de potencia. Fuente [9]**

### 2.3.2.1 Bus de comunicación del convertidor Powerex

El convertidor Powerex tiene un bus de comunicación al que se accede desde el controlador del vehículo. La comunicación se basa en señales analógicas, alarmas y banderas digitales las cuales permiten:

- Abrir y cerrar cada IGBT.
- Leer la corriente en cada una de las fases.
- Leer si existe sobre corriente en cada fase.
- Leer problemas por sobre temperatura.
- Leer la tensión de alimentación de las baterías
- Leer la temperatura del disipador de los IGBT.

### 2.3.3 Baterías de litio LiFeYPO<sub>4</sub> - WB-LYP60AHA Winston Batteries

El banco de baterías inicialmente estaba formado por 100 celdas WB-LYP60AHA de *Winston Batteries*. Posteriormente, diez celdas fueron prestadas, y no fueron recuperadas. El banco actualmente está constituido por 90 celdas en serie, las cuales forman un banco de 297[V] y 17,82[kWh].

Las características de cada una de estas celdas se pueden observar en la Tabla 2.5 y en la Figura 2.10

Modelo	WB-LYP60AHA
Capacidad Nominal	60Ah
Tensión de Operación	Entre 4V (en la carga) y 2.8V (en la descarga)
Máxima Corriente de Carga	$\leq 3C$
Máxima Corriente de descarga	$\leq 3C$ en régimen, $\leq 20C$ en impulso
Ciclo de Vida	$\geq 3000$ veces 80DOD % (profundidad de descarga) ó $\geq 5000$ veces 70DOD %
Temperatura de Resistencia de la Carcasa	$\leq 200^{\circ}C$
Temperatura de Operación	$-45^{\circ} \sim 85^{\circ}C$
Rango de Auto descarga	$\leq 3\%$ mensual
Peso	$2.3kg \pm 50g$



Figura 2.10: Celda WB-LYP60AHA. Fuente [8]

Tabla 2.5: Especificaciones de la celda de LiFeYPo4 de Winston Batteries. Fuente [8]

En la Figura 2.11 se muestra la actual estructura del banco de baterías del VE.



Figura 2.11: Baterías del VE LiLEV

### 2.3.4 BMS - EV Power

Las baterías de LiFeYPo4 necesitan constante monitoreo de su tensión y temperatura, ya que si se exceden los límites de operación recomendados, no solo se daña la batería, si no que existe el riesgo de que exploten y liberen gases tóxicos.

Para el VE Lada Niva se utilizó el BMS de la empresa EV Power, principalmente por su simpleza [8]. Entre los bornes de cada celda se conecta un módulo que se energiza localmente, el cual monitorea la tensión y la temperatura. Estas unidades están conectadas en serie al BMS central encargado de monitorear todo el banco. Cuando uno de estos sensores detecta una falla, abre el circuito en serie, lo que notifica a la unidad principal. Utilizando esta comunicación, el BMS monitorea el estado del banco y transmite esta información externamente controlando los relés de carga y descarga. Además, maneja una señal digital de un bit para indicar al usuario si existe alguna falla o el banco está operativo. No obstante, este sistema no permite monitorear variables como la corriente, tensión y temperatura de las celdas en forma externa.

### 2.3.5 Cargador de baterías- PFC-20M Manzanita

Está diseñado para cargar baterías de litio. Su rango de operación en tensión es de 12 a 450[V], donde el nivel de tensión máxima se establece sobre la base de distintas configuraciones predeterminadas por el fabricante. Además se puede regular la

corriente máxima de carga, la que está limitada de acuerdo a las características de la batería. Los principales parámetros del cargador se muestran en la Tabla 2.6.

Modelo	Manzanita Micro PFC 20
Rango de voltaje de entrada	100 – 240 [ $V_{AC}$ ]
Rango de frecuencia de entrada	40 – 80 [ $Hz$ ]
Rango de voltaje de baterías	12 – 450 [ $V_{DC}$ ]
Potencia Máxima de carga	4,8 [ $kW$ ]
Rango de temperaturas de operación	-28,8°C a 48,8°C
Peso	8,2 [ $kg$ ]

Tabla 2.6 : Principales características del cargador PFC-20M. Fuente [8]

### 2.3.6 Conversor DC/DC 12[V] - DLS-240-45 Iota Engineering

Este convertor permite cargar la batería auxiliar del auto, que corresponde a una batería de plomo ácido de uso automotriz de 12[V] y 60 [Ah], la que alimenta todos los componentes electrónicos del auto en baja tensión.

Las características de este convertor se pueden ver en la Tabla 2.7, y en la Figura 2.12

Modelo	IOTA DLS-220-45
Voltaje de entrada	260 – 340 [ $V_{DC}$ ]
Voltaje de salida con carga	13,4 [ $V_{DC}$ ] $\pm$ 1[V]
Máxima potencia de salida	600[W]
Riso y ruido	< 50 [ $mV_{rms}$ ]
Eficiencia	80%
Máxima corriente consumida	27[A]
Protección de corto circuito	Sí
Protección de sobrecarga	Sí
Protección térmica	Sí
Temperatura de operación	0 a 40 [ $^{\circ}C$ ]
Dimensiones	25,4x16,5x8,6[ $cm$ ]
Peso	2,5[ $kg$ ]

Tabla 2.7: Principales características del convertor DC/DC. Fuente [8]



Figura 2.12: Conversor DLS-240-45. Fuente [8]

### 2.3.7 Esquemas eléctricos

En la Figura 2.13 se muestra un esquema simplificado de VE LiLEV, según el trabajo realizado el año 2013. En él se encuentran sus principales componentes y las conexiones entre ellos.

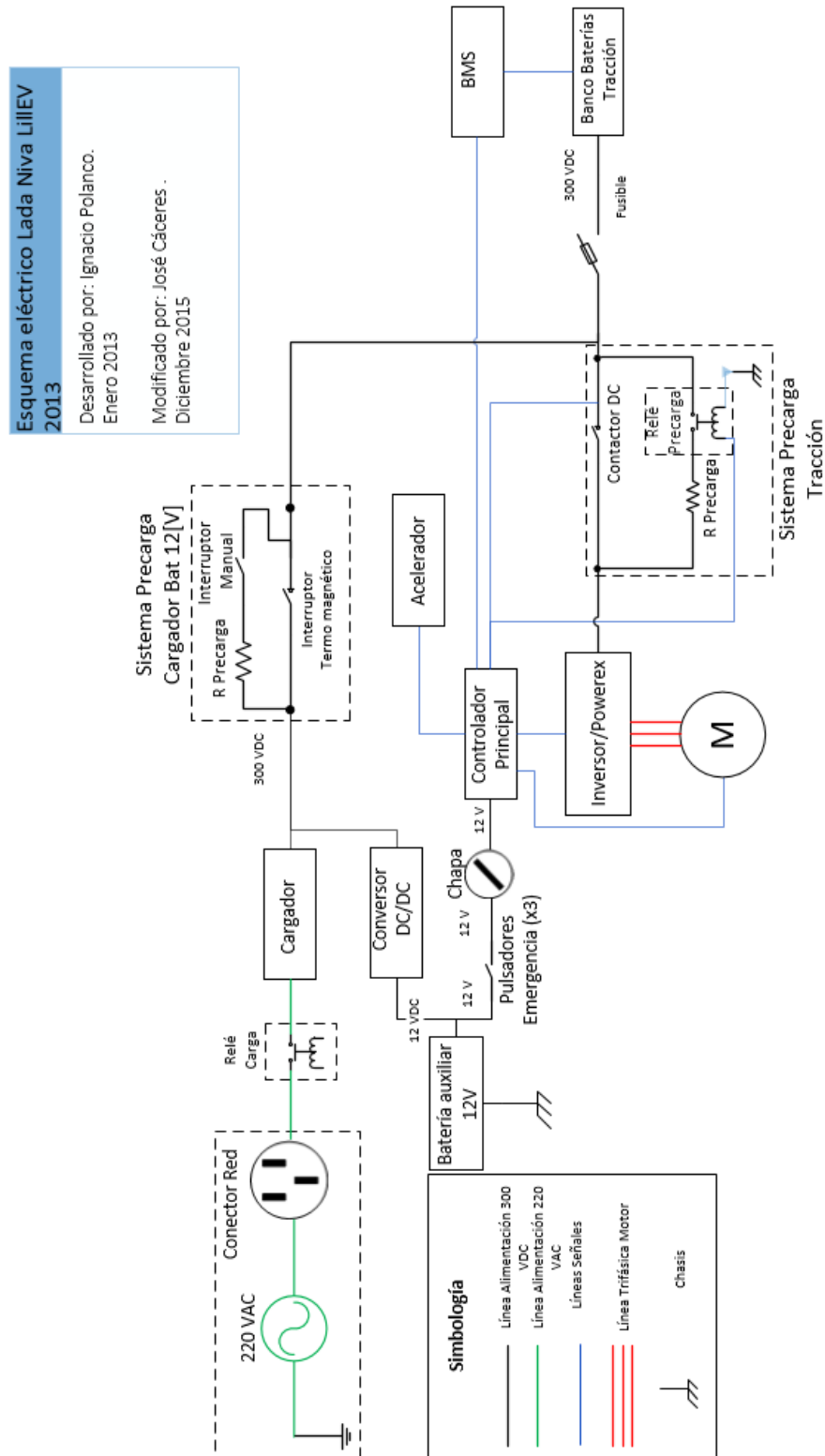


Figura 2.13: Esquema general de componentes y conexiones del VE LiLEV



Este esquemático requiere ser complementado con una planilla donde se indiquen, punto a punto, cada una de las conexiones entre los distintos dispositivos. De esta forma se puede obtener un plano eléctrico con la información suficiente para identificar función y puntos de conexión de cada cable.

### 2.3.8 Problemas en sistema electrónico de control

El actual controlador desarrollado en el Centro de Energía tiene serios problemas de fiabilidad, principalmente debido a un mal diseño de la placa (PCB *Printed Circuit Board*), que no consideró el efecto de interferencia electromagnética, a causa del adecuado retorno de las señales.

Debido a esto las señales análogas provenientes del convertidor Powerex deben ser filtradas digitalmente para obtener valores reales sobre la lectura de corriente. De igual forma, varias de las señales digitales que recibe el controlador entregan pulsos falsos, por lo que también es necesario filtrarlas digitalmente. Finalmente, la comunicación a través de los canales Serial y CAN no es fiable, ya que gran parte de los *bits* transmitidos se distorsionan, lo que entrega mensajes corruptos.

Por otro lado, debido a un problema informático, gran parte de la documentación del proyecto se perdió, por lo que solo se dispone del diseño de la PCB, sin sus respectivos esquemáticos y librerías.

## 2.4 Hardware y software de control para motores de inducción en VE

Debido a la no linealidad de la máquina de inducción (MI) trifásica, la imposibilidad de medir las variables eléctricas del rotor y la sensibilidad de su respuesta ante la variación de parámetros en la operación, su control es complejo. Más aún si se considera que un VE requiere alto torque de partida, rápida respuesta dinámica, amplio rango de velocidades y la máxima eficiencia posible [3] [4] [10].

### 2.4.1 Control V/f o control escalar

Para aplicaciones de tracción, la característica torque-velocidad del MI puede variar simultáneamente controlando el voltaje y frecuencia, lo que es conocido como control *V/f*. Análogamente al control de un motor DC a baja velocidad, el flujo se puede mantener constante. Si se observa la Figura 2.14, la corriente de campo  $I_m$  debería permanecer constante e igual a su valor nominal.

Esto es:

$$I_{m-nom} = \frac{E}{X_m} = \frac{E_{nom}}{\omega_{nom} L_m}$$

Donde  $I_{m-nom}$  es la corriente de campo nominal y  $E_{nom}$  y  $\omega_{nom}$  son la f.e.m inducida y la frecuencia del estator nominal, respectivamente. Para mantener el flujo constante,  $E/\omega$  debe mantenerse constante e igual a  $E_{nom}/\omega_{nom}$ .

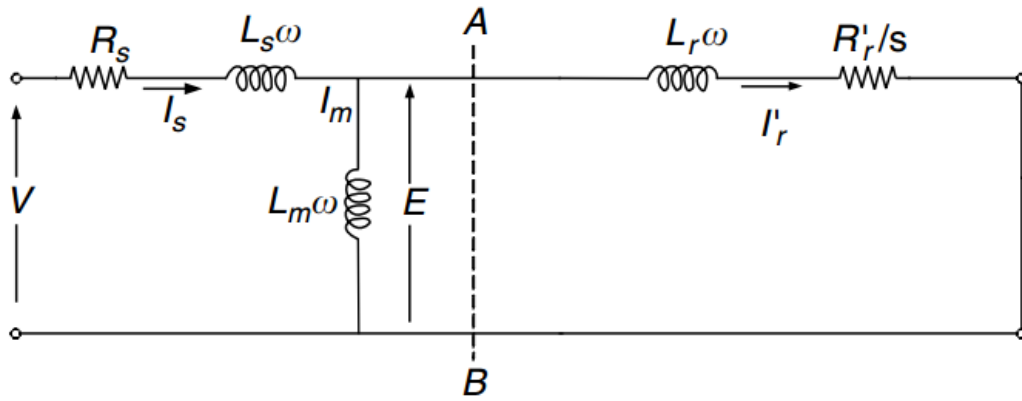


Figura 2.14: Modelo de motor IM. Fuente [10]

Si se ignora la caída de tensión en la impedancia de estator  $Z_s$ , resulta en una constante  $V/\omega$  hasta que la frecuencia y tensión alcanzan sus valores nominales.

Si se obtiene la corriente de rotor y solo se considera la ecuación de deslizamiento y torque de la máquina, la expresión del torque máximo se puede reducir a:

$$T_{max} = \frac{3}{2} \frac{E_{nom}^2}{L_{nom} \omega_{nom}^2}$$

Esta ecuación indica que si se mantiene la relación  $E/\omega$ , el torque permanecerá constante y máximo al variar la frecuencia.

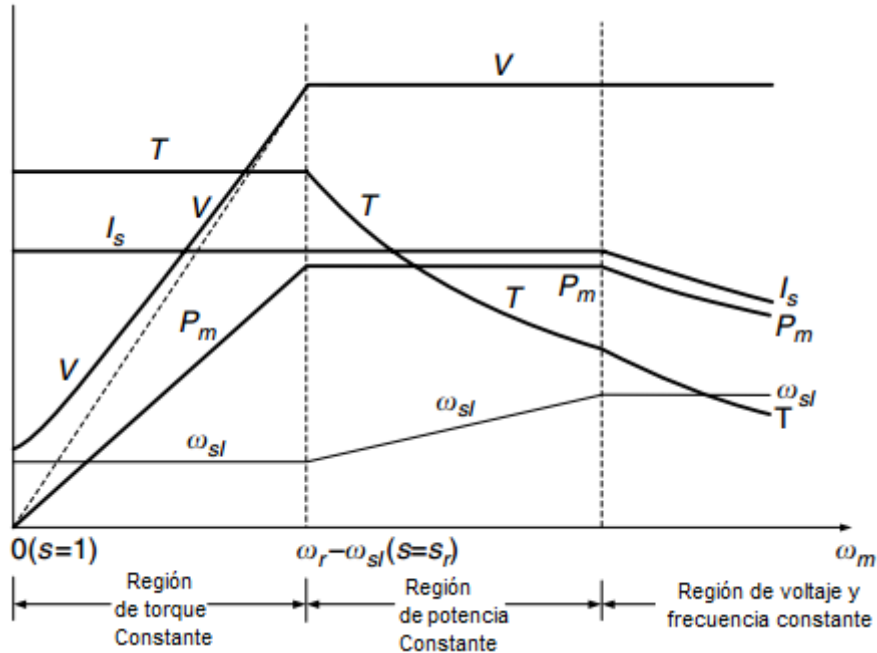


Figura 2.15 : Regiones de operación de MI con control V/f. Fuente [10]

Al sobrepasar la velocidad nominal, la tensión se mantiene en el valor nominal y no puede ser aumentada junto con la frecuencia. Por ello se fija y se varía solo la frecuencia con la velocidad de la máquina. No obstante, el aumento del deslizamiento implica una operación debilitada, por lo que disminuye el torque de la máquina. Este comportamiento se puede visualizar en la Figura 2.15. Este rango de operación se conoce como operación bajo potencia constante o en torque debilitado [10].

Para la implementación física de este sistema, el controlador requiere leer continuamente la velocidad de la máquina y así determinar en qué región de la operación se encuentra. A partir de esta información, debe determinar la frecuencia y tensión que generará el inversor y de esta forma coordinar el disparo de los interruptores en las distintas fases, para generar la onda trifásica adecuada. En general en este tipo de aplicación se puede utilizar una amplia gama de microprocesadores capaces de realizar las funciones aritméticas y lógicas, que este modo de control requiere.

### 2.4.2 Control vectorial

El control del tipo V/F en MI es adecuado para operar en circunstancias donde el cambio de velocidad es relativamente lento, debido a que este enfoque muestra una pobre respuesta dinámica de alta velocidad, además de una baja eficiencia. A partir de los años 80, el control vectorial ha sido exitosamente desarrollado e implementado a nivel mundial, permitiendo un control dinámico de las máquinas de inducción veloz y con alta eficiencia [10].

El desarrollo y explicación del modelo de la MI que se utiliza para el control vectorial se puede estudiar de [8] [10] [11].

De [11] se pueden obtener las ecuaciones que describen la máquina de inducción en coordenadas d-q, considerando una orientación en el flujo de rotor. Estas son:

#### **Ecuaciones de estator**

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_o}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.1)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \omega_e \frac{L_o}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.2)$$

#### **Ecuaciones del Rotor**

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} - \frac{L_o}{L_r} R_r i_{sd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.3)$$

$$0 = -\frac{L_o}{L_r} R_r i_{sq} + \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (2.4)$$

Si se considera  $\tau_r = L_r/R_r$ , las ecuaciones de rotor se pueden reescribir como:

$$0 = \frac{\psi_{rd}}{\tau_r} - \frac{L_o}{\tau_r} i_{sd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.5)$$

$$0 = -\frac{L_o}{\tau_r} i_{sq} + \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (2.6)$$

Luego, para establecer un esquema de control del torque y, por tanto de la dinámica de la máquina, se debe realizar una conversión al espacio de frecuencia, aplicando la transformada de Laplace. Despejando el flujo directo de rotor de ( 2.5 ) se obtiene:

$$\psi_{rd} = \frac{L_o i_{sd}}{s \tau + 1} \quad (2.7)$$

Donde se define la corriente magnetizante  $i_m$  como:

$$i_m = \frac{i_{sd}}{s \tau + 1} \rightarrow \psi_{rd} = L_o i_m \quad (2.8)$$

La importancia de este resultado es que permite independizar el control de la magnetización de la máquina, ya que en estado estacionario, este solo depende de  $i_{sd}$ .

Por otro lado, de ( 2.6 ) podemos obtener el deslizamiento en función de la corriente de cuadratura:

$$\omega_{SL} = \frac{L_o}{\tau_r \psi_{rd}} i_{sq} \rightarrow \omega_{SL} = \frac{1}{\tau_r i_m} i_{sq} \quad (2.9)$$

Si consideramos el estado estacionario de la máquina, esto equivale a:

$$\omega_{SL} = \frac{1}{\tau_r i_{sd}} i_{sq} \quad (2.10)$$

El sistema de ecuaciones conformado por la ecuación del flujo del rotor y del deslizamiento de la máquina, se denomina “ecuaciones de control vectorial”. [11]

#### 2.4.2.1 Control de torque de la máquina jaula de ardilla

El torque de la máquina se obtiene del producto cruz entre el flujo y la corriente, matemáticamente se puede expresar como:

$$T_e = k \operatorname{Im}(\bar{i}_s \bar{\psi}_{sr}^*) \quad (2.11)$$

La letra  $k$  es una constante que depende del número de polos de la máquina y de la transformada utilizada y el término “sr” en el subíndice de  $\bar{\psi}_{sr}^*$  significa “flujo que enlaza el estator debido al rotor”. El superíndice “\*” indica que se trata del complejo conjugado. [11].

El flujo  $\bar{\psi}_{sr}$  equivale a:

$$\bar{\psi}_{sr} = L_s \bar{i} + L_o \bar{i}_r \quad (2.12)$$

Considerando que solo puede generar torque el flujo que enlaza al estator, generado por la corriente de rotor, se obtiene que:

$$\bar{\psi}_{sr} = L_o \left( \frac{\bar{\psi}_r - L_o \bar{i}_s}{L_r} \right) \quad (2.13)$$

Por lo que el torque de la máquina se puede escribir como:

$$T_e = k \frac{L_o}{L_r} (i_{sq} \psi_{rd}) \quad (2.14)$$

De ( 2.14 ) se desprende que, al operar con flujo constante, el torque es proporcional a la corriente de cuadratura del estator. A partir de lo desarrollado se obtiene un modelo similar al de una máquina de corriente continua (revisar [10] para información sobre el control de la máquina DC) en una máquina de inducción del tipo jaula de ardilla, donde el flujo y el torque se controlan con la corriente directa y en cuadratura de estator respectivamente [11].

Este tipo de control de la máquina de inducción requiere manejo de variables con punto flotante, adquisición de datos en tiempo real y una velocidad de procesamiento elevada. Por lo general, también es necesario complementar el sistema de control con algún tipo de observador para estimar el valor de los parámetros de la máquina. Esto es independiente de la técnica que se use, ya sea control vectorial directo o indirecto (para más detalles revisar [10] [11] ). Debido a la complejidad y velocidad de procesamiento que se requiere, habitualmente se utilizan procesadores electrónicos avanzados, como por ejemplo DSP (*Digital Signal Procesor*) como el TMS32030, TMS32040, entre otros [6]. En la Figura 2.16 se muestra un esquema de control vectorial indirecto con referencia de velocidad, sin control de flujo debilitado.

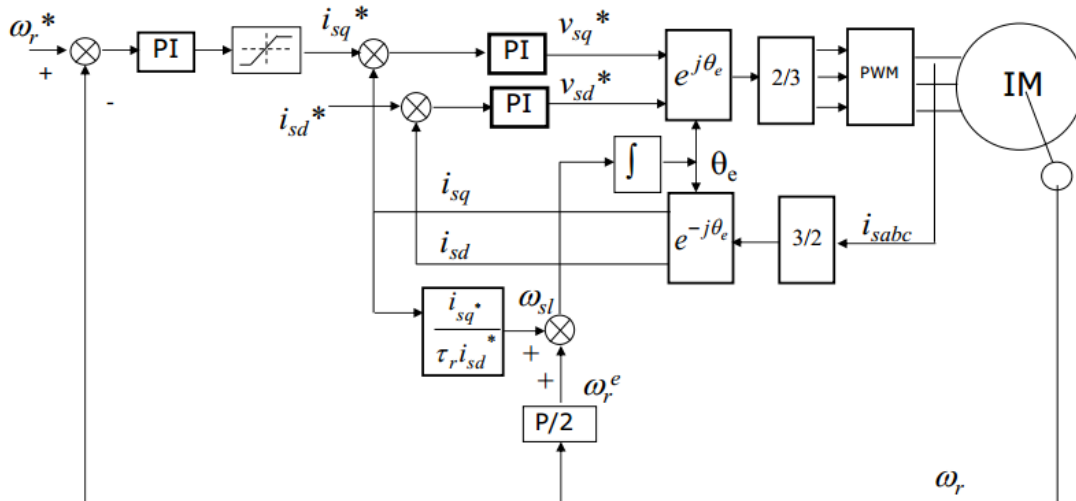


Figura 2.16: Esquema de control vectorial indirecto. Fuente [11]

### 2.4.3 Resumen

En las aplicaciones contemporáneas de VE, generalmente se utiliza un esquema de control vectorial. Se prefiere este tipo de control, particularmente, por las altas exigencias dinámicas a las que se somete un vehículo. Actualmente, los automóviles eléctricos se están desarrollando para su uso en carreteras y, en algunos casos, para uso deportivo como la *Formula E* y el *World Solar Challenge*. Aunque este esquema es

más complejo que el control escalar, ya existe un excelente manejo de la metodología validada en numerosas aplicaciones.

A pesar de que el control vectorial es más costoso de implementar que el control escalar en cuanto a hardware, la diferencia es marginal dentro del valor de producción de un VE, en que los principales costos del sistema eléctrico corresponden a las baterías, el convertidor de potencia y el motor [12].

#### 2.4.4 Diseño de controladores PI de corriente en control vectorial de MI

La implementación del control vectorial en máquinas de inducción requiere el diseño de lazos de control para la corriente  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ . Para esto es necesario conocer:

- La resistencia de estator  $R_s$  y de rotor  $R_r$
- La inductancia de estator  $L_s$ , de rotor  $L_r$  y la mutua  $L_o$

Considerando que se orienta la máquina en dirección del flujo de rotor en eje directo, se tiene que  $\bar{\psi}_{rq} = 0$ . Por lo que las ecuaciones eléctricas que rigen el comportamiento de la maquina en eje de referencia  $DQ$  son [7]:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_o}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.15)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \omega_e \frac{L_o}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.16)$$

Donde  $\sigma = \frac{L_s L_r - L_o^2}{L_s L_r}$ .

Asumiendo el desacople de las variables en ambos ejes, se puede aislar los términos de flujo y añadirlos luego del diseño. Esto es posible dado que en operación normal de la máquina algunos términos tienen mayor peso que otros (si se trabaja a velocidades pequeñas es posible que el término que contiene la resistencia del estator crezca mucho en comparación con los otros) [7].

Considerando esto, se obtiene la ecuación:

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt}$$

Utilizando la transformada de Laplace y despejando  $I_{sd}$  y  $V_{sd}$  se tiene:

$$G_{p,I_{sd}}(s) = \frac{I_{sd}(s)}{V_{sd}(s)} = \frac{1}{R_s + s\sigma L_s}$$

Dado que para  $D$  y  $Q$  la ecuación es la misma:

$$G_{p,I_{sq}}(s) = \frac{1}{R_s + s\sigma L_s}$$

Por lo que los controladores para ambos ejes son equivalentes. Como solución, se propone un controlador proporcional Integral (PI), que tiene la siguiente estructura:

$$G_{c,Isd}(s) = \frac{K(s - a)}{s}$$

Considerando los requerimientos de control, se debe imponer una frecuencia natural  $\omega_n$  y el coeficiente de amortiguamiento  $\xi$ . Esto se hace resolviendo la ecuación:

$$(s - p_i)(s - p_j) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$$

Luego se utiliza el criterio del lugar geométrico de la raíz (LGR), lo que matemáticamente se expresa como:

- $|G_{c,Isd}(p_i)G_{p,Isd}(p_i)| = 1$
- $\angle(G_{c,Isd}(p_i)G_{p,Isd}(p_i)) = -180^\circ$

De donde se obtiene  $a$  de la condición de ángulo y  $K$  de la condición de modulo utilizando el valor de  $a$  previamente calculado.

#### 2.4.5 Modulación Vectorial

Para operar una máquina de inducción trifásica variando su velocidad, es necesaria una fuente de tensión trifásica balanceada que pueda modificar el voltaje y la frecuencia. En la práctica, esto se traduce en un convertidor de potencia donde se varía el ciclo de trabajo de cada una de las fases en cada iteración del procesador, esto se conoce como modulación de onda [13].

Uno de los métodos de modulación más utilizados corresponde a la modulación vectorial (*SVM Space Vector Modulation*). Para explicar este método, se debe considerar la Figura 2.17, donde se muestra un inversor trifásico compuesto de seis interruptores ideales.

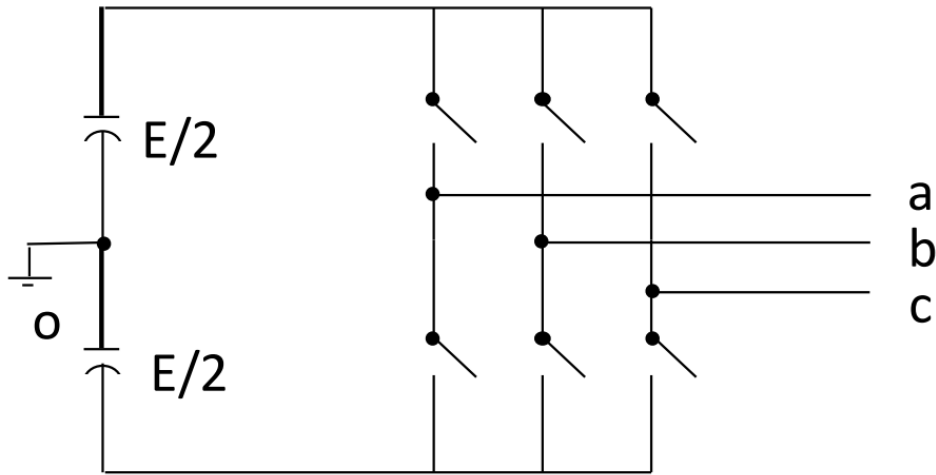


Figura 2.17: Esquema funcional de un convertidor de potencia trifásico. [13]

En la operación del convertidor de la Figura 2.17, se consideran ocho combinaciones factibles de los estados de los interruptores, donde se descartan aquellas en que los dos interruptores de una misma rama están cerrados o abiertos al mismo tiempo. Las distintas combinaciones posibles se presentan en la Tabla 2.8.

Vector	$V_{ao}$	$V_{bo}$	$V_{co}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	Módulo	Angulo °
$v_1$	E/2	-E/2	-E/2	E	0	-E	E	0
$v_2$	E/2	E/2	-E/2	0	E	-E	E	60
$v_3$	-E/2	E/2	-E/2	-E	E	0	E	120
$v_4$	-E/2	E/2	E/2	-E	0	E	E	180
$v_5$	-E/2	-E/2	E/2	0	-E	E	E	240
$v_6$	E/2	-E/2	E/2	E	-E	0	E	300
$v_7$	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	X
$v_8$	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	X

Tabla 2.8: Resumen de los vectores combinaciones posibles en inversor de seis interruptores. [13]

Donde para calcular el modulo y ángulo del vector es necesario considerar la transformada  $\alpha\beta$ :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}$$

De donde se obtienen:

$$|V| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad \theta_e = \tan^{-1}(V_\beta/V_\alpha)$$

En la Figura 2.18 es posible ver la distribución geométrica de los vectores presentados en la Tabla 2.8, donde los seis vectores activos forman seis sectores: I, II, III, IV, V y VI.



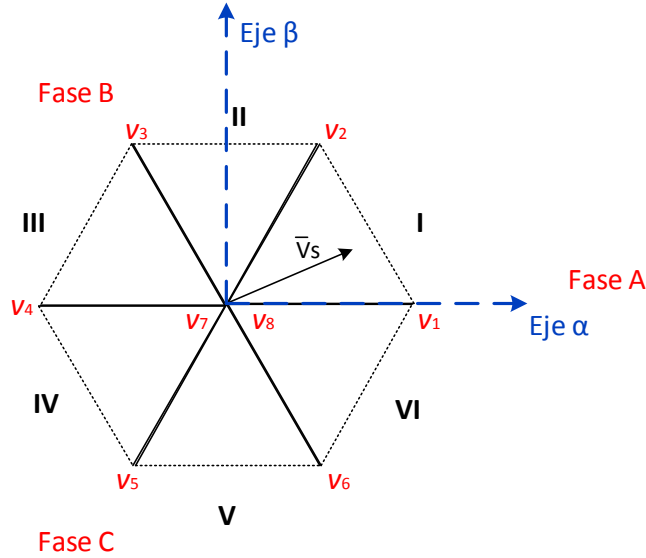


Figura 2.18: Vectores de la Tabla 2.8 en coordenadas  $\alpha\beta$

El voltaje a sintetizar en los terminales a-b-c del convertidor se puede representar vectorialmente como:

$$\bar{V}_s = \frac{3}{2} V_m e^{j\omega_e t}$$

Donde  $V_m$  es el voltaje máximo fase neutro y el vector de salida se mueve con velocidad rotacional  $\omega_e$  entre los seis sectores mencionados. De esta forma, esta señal se puede sintetizar utilizando los dos vectores activos correspondientes al sector en que se encuentra  $\bar{V}_s$  y los vectores nulos  $v_7$  y  $v_8$ .

#### 2.4.5.1 Cálculo del ciclo de trabajo de los vectores

Para sintetizar un vector  $\bar{V}_s$ , que se encuentra entre los vectores  $v_i$  y  $v_j$ , se deben determinar los ciclos de trabajo  $\delta_0$ ,  $\delta_i$  y  $\delta_j$ , correspondientes a los vectores nulos y los vectores activos  $v_i$  y  $v_j$ , respectivamente. Se define el ciclo de trabajo  $\delta_i$  como:

$$\delta_i = \frac{\text{tiempo ocupado por el vector } v_i}{\text{Tiempo total disponible}(T_s)}$$

Donde  $T_s$  es el tiempo total de cada ciclo, es decir  $T_s = 1 / f_{sw}^1$  y se cumple que:

$$T_s \delta_0 + T_s \delta_i + T_s \delta_j = T_s$$

---

<sup>1</sup>  $f_{sw}$  corresponde a la frecuencia de *switching*.

Lo que equivale a:

$$\delta_0 + \delta_i + \delta_j = 1$$

Para calcular el valor de cada ciclo, se debe resolver el sistema de ecuaciones [13]:

$$\delta_j = \frac{2V_s}{\sqrt{3}E} \text{sen}(\theta)$$

$$\delta_i = \frac{2V_s}{\sqrt{3}E} \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$\delta_0 = 1 - (\delta_i + \delta_j)$$

Donde  $\theta$  es el angulo entre el vector  $V_s$  y  $v_i$ .

## 2.5 Controladores para VE

En esta sección se revisarán las características de distintos controladores para máquinas de inducción del tipo Jaula de Ardilla que se encuentran en el mercado. El principal objetivo es determinar las funciones y características de los distintos controladores.

### 2.5.1 Controladores comerciales del mercado

Para esta comparación se eligieron controladores que se encuentran en el mercado, especialmente diseñados para operar con motores de inducción en VE. Por lo general solo se encuentran controladores que incorporan el convertor de potencia. No obstante, el principal enfoque no es analizar las características de potencia de estos, sino las de control, comunicación y características físicas de operación.

Los controladores seleccionados son:

- SEVCON- Gen 4 Size 8



Figura 2.19: Controlador SEVCON- Gen 4 Size 8

- Sigma Drive-ACT865L



Figura 2.20: Controlador Sigma Drive-ACT865L

- Curtis-1239E



Figura 2.21: Controlador Curtis-1239E

- Kelly-KIM7240E



Figura 2.22 : Controlador Kelly-KIM7240E

## 2.5.2 Funciones necesarias

En la Tabla 2.9 se presentan las principales características de los cuatro controladores estudiados.

Característica	SEVCON- Gen 4 Size 8	Sigma Drive- ACT865L	Curtis-1239E	Kelly- KIM7240E
Tensión nominal	128 a 400[V <sub>DC</sub> ]	72 – 80[V <sub>DC</sub> ]	72 – 144[V <sub>DC</sub> ]	18 – 90[V <sub>DC</sub> ]
Máxima corriente	200[A] <i>continuo</i> 400[A] <i>Peak</i>	240[A] <i>continuo</i> 460[A] <i>Peak</i>	135[A] <i>continuo</i> 500[A] <i>Peak</i>	128[A] <i>continuo</i> 360[A] <i>Peak</i>
Límites de corriente configurable	Sí CAN bus.	Sí	Sí	Sí
Directa, reversa y neutro	Sí	Directa y neutro	Sí	Sí
Frecuencia de conmutación	NA	NA	NA	16,6[kHz]
Máx. frecuencia de operación	NA	NA	400[Hz]	255[Hz]
Freno regenerativo	Sí	Sí	Sí	Sí
Configuración de sistema de control interno	Sí	Solo parámetros.	Sí	Solo parámetros.
Tipo de control (vectorial o escalar)	Vectorial. “Avanzado para alta eficiencia”	Vectorial.	Vectorial Indirecto	Vectorial
Puerto de lectura para “encoder”	Sí	Sí	Sí	Sí
Auto tune	No	No	Sí	No
Dual drive	Sí	Sí	Sí	No
Bus CAN	Sí	Sí	Sí	No
Programación de mensajes en bus CAN	Sí	No	Sí	NA
Transmisión de datos en RT	Sí (CAN)	Sí, solo a monitor	Sí (CAN)	No
Segundo procesador supervisor	Sí	No	Sí	No
Bus Serial	No	No	No	Sí
Dimensiones	35,8x32,2x10,7[cm]	32x20x5[cm]	27,5x23,2x10,2[cm]	19,8x14,6x8,4 [cm]
Peso	10[kg]	6,1[kg]	NA	2,63[kg]
A prueba de agua	Sí	No	Sí	No
Protección contra polaridad invertida	Sí	No	Sí	No
Múltiples A/I	4, 0-10[V]	3(Módulo extra)	No	No
Múltiples D/I	4	7(Módulo extra)	2	No
D/O contactores	3,PWM, 0-10[V], máx. 2[A]	3, máx. 3[A] (Módulo extra)	Pre carga	No
Rango de temperatura de operación	–40°C a 85°C	NA	NA Alarmas y protecciones para temperatura	–30°C a 90°C

Tabla 2.9 : Características de los controladores estudiados

En base a lo expuesto en la Tabla 2.9, un controlador utilizado para investigación y experimentación debería tener al menos:

- Control de marchas: directa, neutro y reversa para poder controlar electrónicamente las marchas en caso de transmisión directa.
- Control vectorial, ya que permite una mejor respuesta dinámica.
- Freno regenerativo para mejorar la eficiencia del vehículo.
- Entradas para la lectura la velocidad de la maquina (*encoder*), lo cual permite la implementación del control vectorial indirecto.
- Salidas para el control de contactores, las cuales son necesarias para el encendido del vehículo.

Además, es necesario establecer una comunicación con el dispositivo para modificar parámetros y monitorear las variables durante la operación, por lo que es preciso contar con:

- Bus CAN, porque es el bus estándar en vehículos y se caracteriza por su fiabilidad y capacidad de comunicación entre múltiples nodos.
  - El bus CAN debe ser configurable para permitir la comunicación del controlador con otros dispositivos tales como el BMS, cargador de baterías e interfaz de usuario, entre otros.
- Protocolo de comunicación para monitoreo.
- Protocolo de comunicación para configuración de parámetros.

Por otra parte, es necesario que el controlador mida el valor de algunas variables, además de leer el estado de algunas alarmas y banderas desde distintos sistemas del vehículo, por lo que se requiere de:

- Puertos para múltiples entradas digitales
- Puertos para múltiples entradas análogas

Finalmente, existen algunas características y funciones que son deseables en un sistema de control para VE:

- Estimación de los parámetros del motor y configuración del sistema de control en forma automática, lo cual facilita la calibración de los controladores y asegura la correcta operación.
- Segundo procesador supervisor, el cual permite vigilar la correcta operación del controlador, y actuar ante posibles fallas. Además éste facilita la comunicación con otros dispositivos.
- Resistencia al agua para evitar fallas debido a humedad.

## 3 Diseño del sistema de control

### 3.1 Estructura de la solución

Sobre la base de lo presentado en el capítulo anterior, se establecieron ciertas características esperables para controladores de tracción utilizados en VE. Para el caso particular de este trabajo, se determinó desarrollar el control del VE a partir de dos controladores digitales.

El primero, controla la tracción, por lo que implementa el control vectorial y monitorea las variables relacionadas con el motor y convertidor de potencia.

El segundo controlador se ocupa de las otras variables del auto:

1. Monitorear baterías.
2. Operación de contactores para encendido.
3. Interfaz con usuario.
4. Control de fallas de distintos sistemas.
5. Monitoreo de sistema de tracción y control cuando corresponda.
6. Coordinación de los distintos subsistemas del auto.

En definitiva, el primer controlador se encarga de la tracción del vehículo- controlador de tracción (CT); mientras que el segundo se encarga del sistema en forma general y monitorea la operación del sistema de tracción, al cual llamaremos controlador general (CG). Cabe destacar que la arquitectura de la solución se basa en el uso del micro controlador *TMS320F28335* de Texas Instruments, el cual viene incorporado en la tarjeta de desarrollo *Delfino F28335*. Se eligió éste ya que es ampliamente usado en el control de sistemas de potencia y se ha utilizado en múltiples proyectos del CE, por lo cual existe experiencia acerca de su funcionamiento.

En la Figura 3.1 se presenta un esquema del vehículo junto al sistema de control propuesto.

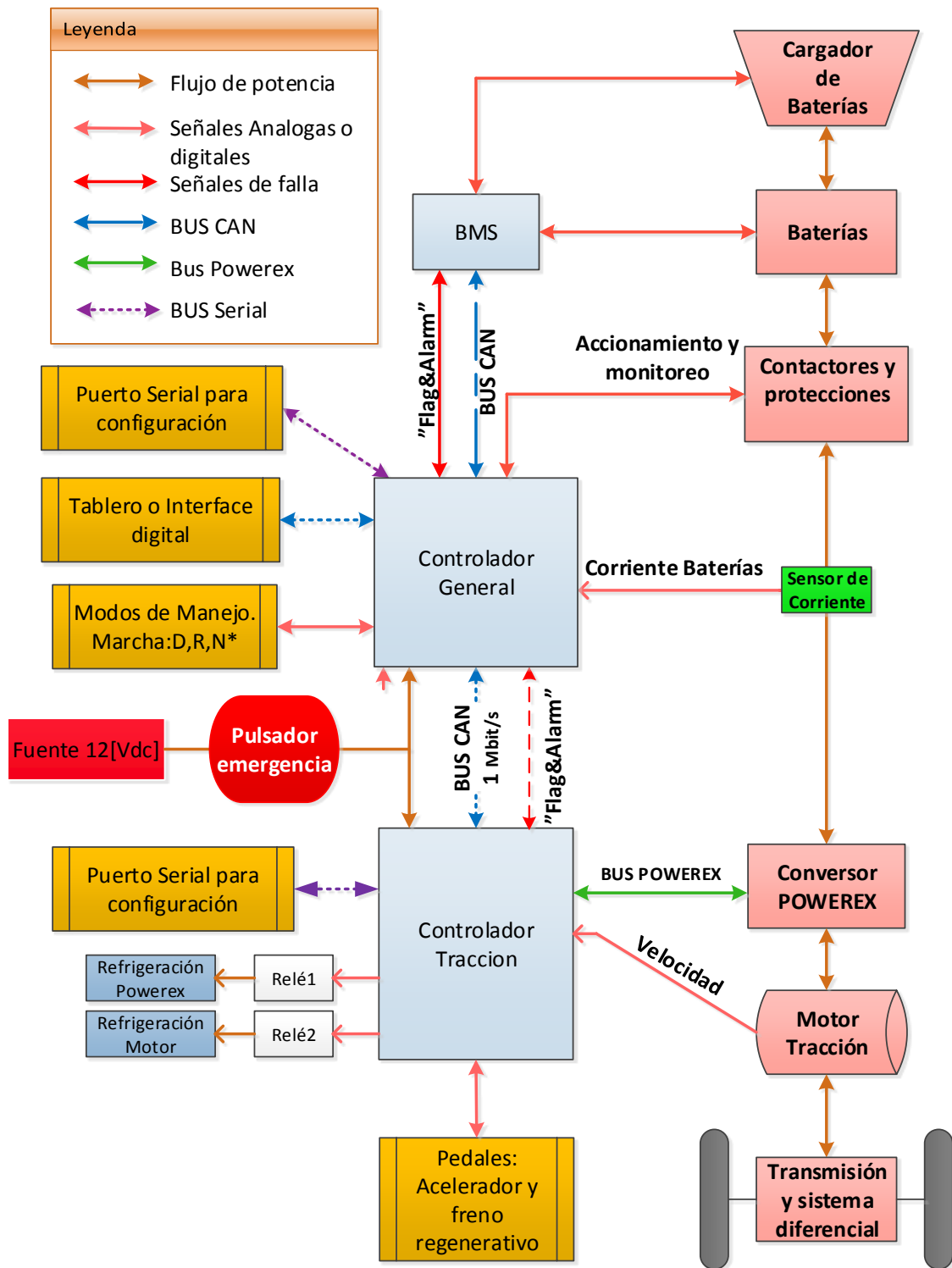


Figura 3.1: Esquema del EV con el sistema de control propuesto.

Las ventajas de este sistema comparado con un sistema de control centralizado son:

1. Considera un control supervisor al sistema de tracción.
2. Mayor capacidad de procesamiento total, lo cual permite implementar mejor comunicación entre los dispositivos y el usuario.
3. Modularidad que facilita modificaciones en futuras etapas.

## 3.2 Diseño Conceptual: Módulos

Sobre la base de la estructura del sistema de control planteada, se deben diseñar ambos controladores considerando los distintos módulos necesarios para la implementación del sistema.

### 3.2.1 Controlador de tracción

La principal función del CT es controlar el torque generado por el motor según los requerimientos del usuario. Para esto, se debe considerar un módulo capaz de comunicarse con todas las señales del convertor POWEREX PP300T060, ya que está diseñado especialmente para el VE LiEV; además debe poder leer la velocidad del motor, a través del encoder en cuadratura y así estimar la posición del rotor.

También se requiere el uso de buses de comunicación que permitan la configuración de parámetros del sistema de control del vehículo y la comunicación con el CG. Lo primero se resuelve a través de un bus serial. Para la comunicación interna del VE se utilizará un bus CAN y comunicación digital de 5 bits entre CT y CG.

En resumen, los módulos que requiere el CT son:

1. Alimentación:
  - a. Fuente 3.3[V], electrónica general.
  - b. Fuente 5 [V], electrónica general.
  - c. Fuente 15 [V], tensión para señales de disparo de PWM.
  - d. Fuente 24[V], alimentación convertor PP300T060.
2. Bus de comunicación serial para configuración y monitoreo externo.
3. Bus de comunicación CAN para monitoreo de CG.
4. Bus de comunicación análoga y digital con el convertor POWEREX PP300T060.
5. Relés para control de refrigeración del convertor y el motor.
6. Entradas análogas para obtener referencia de aceleración del usuario.
7. Múltiples entradas y salidas digitales para comunicación con CG.



En la Figura 3.2 se muestra un esquema del controlador y los distintos módulos que lo constituyen.

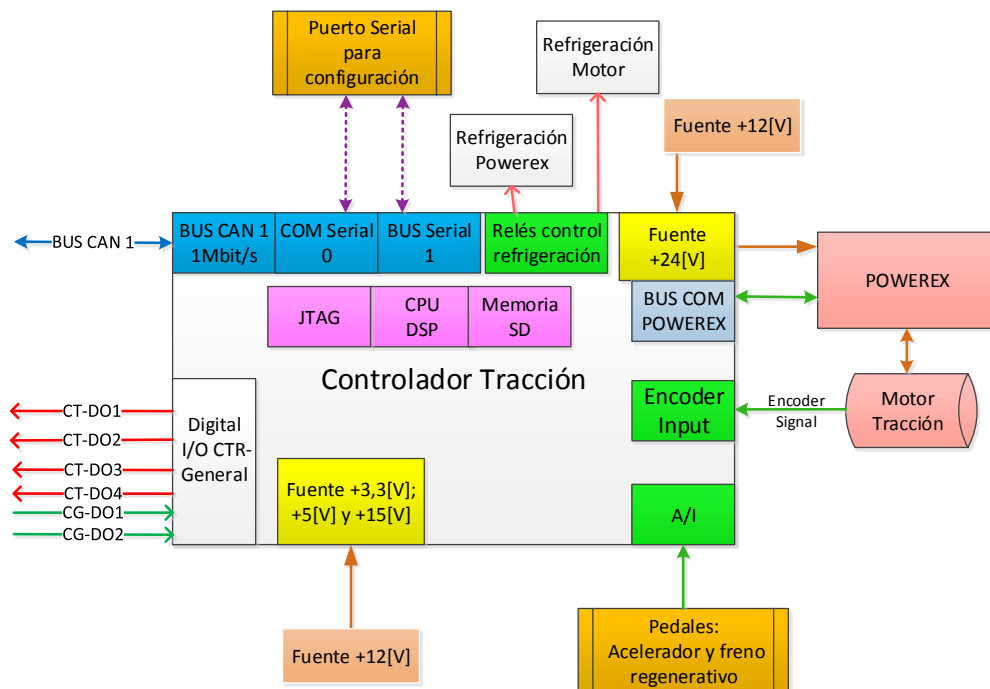


Figura 3.2: Esquema de los módulos del controlador de tracción

### 3.2.2 Controlador general

El controlador general tiene el rol de supervisar los distintos sistemas del VE junto con realizar acciones ante fallas o banderas de distinta índole. Para esto requiere de múltiples entradas y salidas digitales que le permitan comunicarse con los diversos elementos del auto. Además, se consideró el uso de dos buses CAN. El primero, de alta velocidad, enfocado en el monitoreo del sistema de tracción (CT); el segundo, para monitorear y controlar los demás sistemas dentro del vehículo, como el BMS, cargador de baterías y la interfaz gráfica, entre otros.

En síntesis, los módulos que requiere el CT son:

1. Alimentación:
  - a. Fuente 3.3[V].
  - b. Fuente 5 [V].
2. Bus de comunicación serial para configuración y monitoreo.
3. Bus de comunicación CAN para monitoreo de CG.
4. Relés para control de contactores y otros sistemas.
5. Entradas análoga para monitorear la corriente de baterías.
6. Múltiples entradas y salidas digitales para comunicación con CT y otros sistemas.

En la Figura 3.3 se muestra un esquema del controlador y los distintos módulos que lo constituyen.

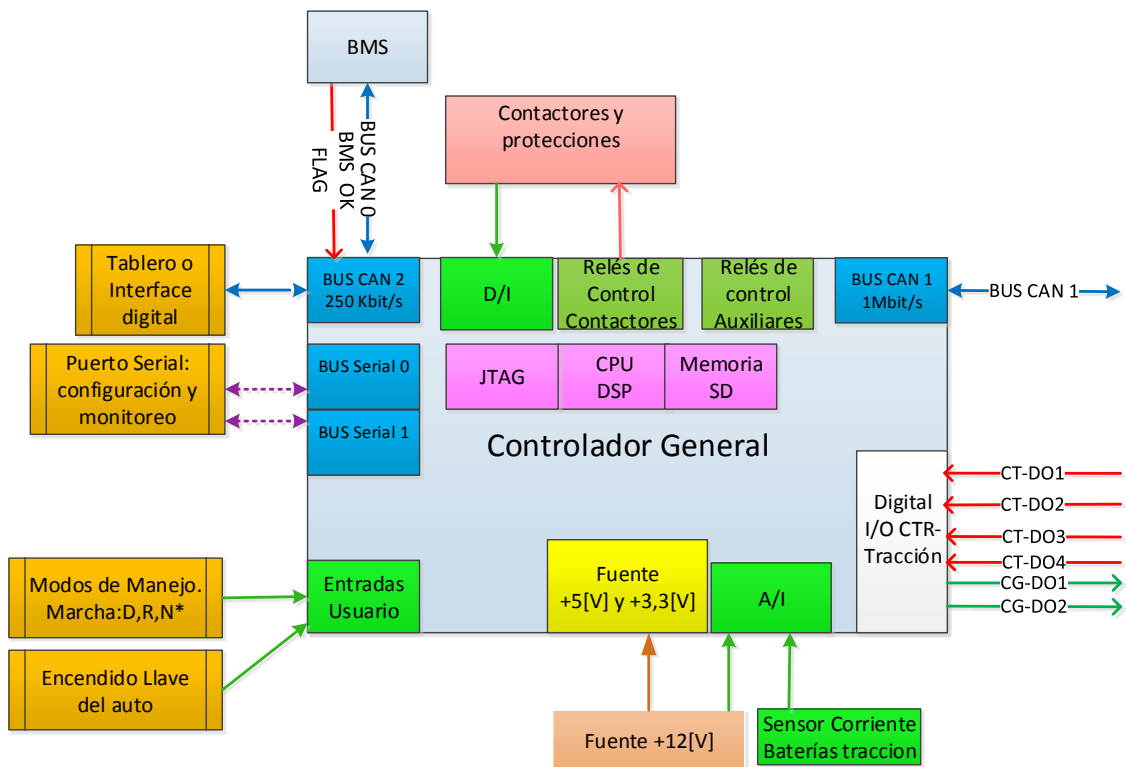


Figura 3.3: Esquema de los módulos del Controlador General (CG)

### 3.3 Diseño de hardware

Luego de determinar los módulos necesarios para controlar la operación del VE, se diseñó la electrónica complementaria al DSP para su uso en el vehículo. Esta se encarga de adaptar las señales de entrada y salida a los niveles de tensión y corriente requeridos, por cada uno de los módulos.

#### 3.3.1 Módulos de alimentación

Como fuente general de la electrónica del vehículo, se dispone de una batería de 12[V] y 60[Ah]. Esta se carga a través de un convertor conectado a la batería de tracción, el cual entrega hasta 44[A] y 13,6 [V]. Sobre la base de estos parámetros, se incorporan fuentes aisladas en cada uno de los controladores con un rango de tensión de entrada compatible con el suministro externo.

##### 3.3.1.1 Fuentes

###### Fuente 3,3 [V], 5 [V] y 15[V]

Como fuente de 3,3 [V], 5 [V] y 15[V] se seleccionaron las fuentes aisladas REC5 de RECOM, con capacidad de hasta 5[W], dado que esta potencia satisface el consumo en cada controlador. En particular se eligieron aquellas con empaquetamiento metálico, ya que tienen una mayor vida útil y mejor comportamiento térmico.

Estos convertidores se conectan directamente a la fuente de alimentación en el rango especificado por el fabricante y generan la tensión que indica el modelo. Además, poseen una protección interna ante corto circuitos que las protege de posibles daños. En la Tabla 3.1 se muestran las características generales de las fuentes mencionadas.

Característica	Valor	Unidad
$V_{in\ min.}$	9	[V]
$V_{in\ max.}$	36	[V]
$P.\ max.$	5	[W]
Aislación	>2.000	[ $\Omega$ ]

Tabla 3.1: Características generales fuentes RECOM5

#### Fuente 24[V]

Para la alimentación del convertor POWEREX se seleccionó la fuente *UWE-24/3-Q12*, fabricada por *Murata Power Solutions Inc*, la cual puede entregar hasta de 72[W].

En particular, este convertor posee un pin que permite controlar digitalmente su encendido y apagado a través de un transistor controlado digitalmente. En la Figura 3.4, se muestra el esquema del circuito implementado que permite controlar la fuente a través del DSP o un pulsador manual.

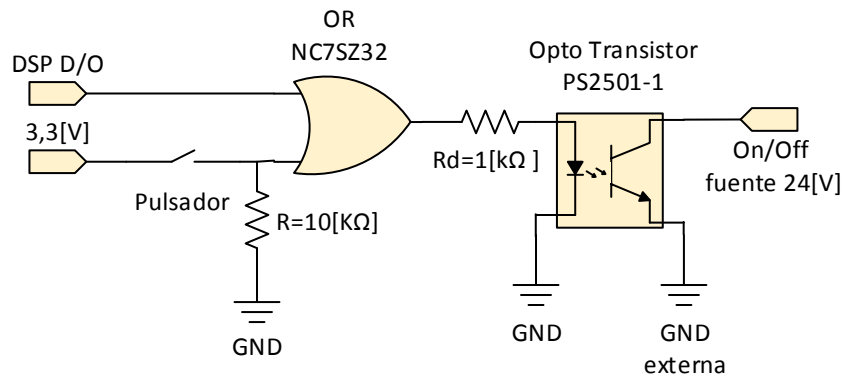


Figura 3.4: Esquema circuito para control de fuente 24[V]

#### 3.3.1.2 Fusibles

Para proteger las fuentes de cortocircuitos o de conexiones con polaridad invertida se agregaron fusibles en la entrada de cada una de las fuentes.

Para las fuentes de 5[W] se utilizan fusibles de 0,5[A], mientras que para la fuente de 24[V] se utiliza un fusible de 2[A].

#### 3.3.1.3 Leds indicadores

Es común la utilización de leds en sistemas electrónicos como un indicador de estado del sistema. En los controladores se utilizan para constatar la tensión de alimentación externa y la de cada una de las fuentes. Se utiliza el led superficial *LTST-C191KRKT* en serie con resistencias dimensionadas, según el rango de voltaje aplicado.

En la Tabla 3.2 se muestran los valores de las resistencias usadas para cada caso.

Tensión	Valor resistencia
12[V]	499[ $\Omega$ ]
3,3[V]	45,3[ $\Omega$ ]
5[V]	130[ $\Omega$ ]
15[V]	634[ $\Omega$ ]
24[V]	110[ $\Omega$ ]

Tabla 3.2: Resistencias utilizadas en cada rango de tensión

### 3.3.2 Entradas análogas

El DSP utilizado admite la entrada de señales análogas entre 0 y 3[V], las cuales transforma en un número entero entre 0 y 4096. La mayoría de las señales que debe leer el controlador tienen un rango predefinido por el fabricante, estas son las del convertidor Powerex y la del sensor de corriente baterías. Se utilizan OPAMP en topología de restador inversor (Figura 3.5) para adaptar los rangos de tensión. El OPAMP utilizado es el *OP343*, el cual destaca por ser “*rail-to rail*”, lo que significa que puede tener en la salida una tensión muy cercana a la alimentación.

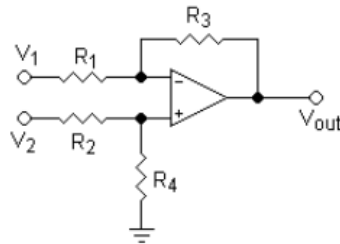


Figura 3.5: Esquema restador inversor.

La función de transferencia del restador inversor es:

$$V_{out} = V_2 \left( \frac{(R_3 + R_1) \cdot R_4}{(R_4 + R_2) \cdot R_1} \right) - V_1 \left( \frac{R_3}{R_1} \right)$$

Por lo que ajustando los valores de  $V_2$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$  es posible adaptar la señal  $V_1$  al rango admitido por el micro procesador. En la Tabla 3.3 se muestran los parámetros utilizados para la conversión de cada una de las señales análogas.

Señal de entrada	Fuente de señal	$V_1 \min$	$V_1 \max[V]$	$V_2[V]$	$R_1[k\Omega]$	$R_2[k\Omega]$	$R_3[k\Omega]$	$R_4[k\Omega]$
$I_{fi}[A]$	Powerex	-6	6	3	40	15	10	10
$V_{dc}[V]$	Powerex	0	8	3	80	30	30	80
$T[^\circ C]$	Powerex	-3	9	3	40	10	10	15
$I_{Bat}$	LEM	1,875	3,125	2,5	10	10	24	75

Tabla 3.3: Configuración de restador inversor para cada señal.

#### Acelerador

El pedal del acelerador del VE se encuentra mecánicamente conectado a un potenciómetro de  $5[k\Omega]$  *Potbox PB6* del fabricante Curtis. Para leer esta señal se utiliza un divisor de tensión junto a un seguidor de voltaje, para aislar y proteger el DSP ante posibles fallas externas. En la Figura 3.6 se muestra el circuito utilizado donde la resistencia en serie con el potenciómetro es de  $490[\Omega]$ .

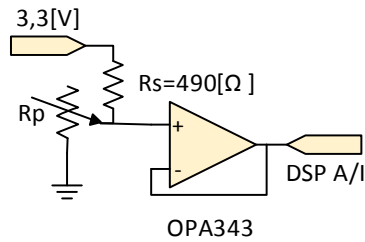


Figura 3.6: Circuito Modulo acelerador

### 3.3.3 Señales de PWM

Para la operación del motor trifásico se deben utilizar seis señales de PWM que sintetizan las tensiones trifásicas en el convertor Powerex. Este último, cuenta con dos entradas por fase, las cuales corresponde a señales digitales con valores de tensión de 0 y 15[V]. El micro controlador utilizado cuenta con canales para PWM, pero estos operan entre 0 y 3[V], por lo que se requiere de un módulo que aumente la tensión y corriente de estas señales. Para esto se eligió el cuádruple CMOS driver EL7457, el que puede operar hasta una velocidad de 40[MHz] y sus salidas pueden entregar hasta 2[A] y una tensión de 15[V]. Además, las entradas de este componente son compatibles con el estándar TTL y CMOS. En la Figura 3.7 se muestra el circuito utilizado para este módulo para cuatro de las seis fases, las dos faltantes no se incluyen ya que utilizan otro circuito idéntico al presentado.

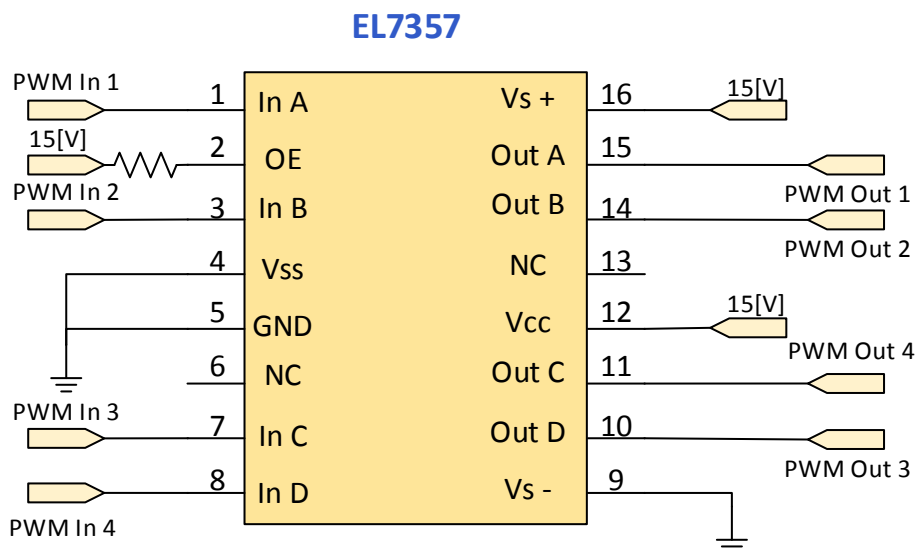


Figura 3.7: Circuito para generar disparos PWM en convertor Powerex

### 3.3.4 Control de relés

Para el control de contactores y ventiladores se utilizaron Opto relés. De esta forma se aíslan electromagnéticamente los controladores de los circuitos externos, lo que los protege de posibles daños debido a mal uso u otras causas.

El modelo de relé utilizado es el LCA715, que opera entre 0 y 60[V], con una carga máxima de 2[A]. Se utilizó además un buffer que pudiese entregar la corriente  $I_D$  mínima para activar el diodo. Se seleccionó el Schmitt Trigger Buffer NC7WZ17, el que debido

a su característica de histéresis, permite eliminar falsos disparos o aperturas por ruido. En la Figura 3.8 se muestra el circuito implementado.

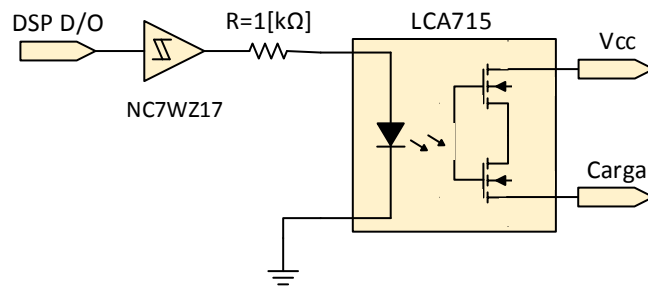


Figura 3.8: Esquema circuito de Opto Relé

### 3.3.5 Bus comunicación serial

La comunicación serial se usa principalmente para consultar y configurar los distintos parámetros de operación en forma remota, tanto en CT como en CG. El micro controlador *F28335* dispone de dos canales de comunicación serial, SCI-A y SCI-B, también conocidos como *UART*.

En ambos controladores se utilizarán estos módulos integrados en conjunto con el estándar RS-232. La tarjeta de desarrollo escogida (*Delfino F28335*) posee un transceptor que genera el estándar RS232 para el canal SCI-B. Por lo anterior se requiere implementar solo un módulo de transceptor para el canal SCI-A. Para esto, se utilizará el circuito integrado *MAX3221ECAE*. El circuito que realiza esta función se muestra en la Figura 3.9, donde los pines están numerados en base a la hoja de datos del componente.

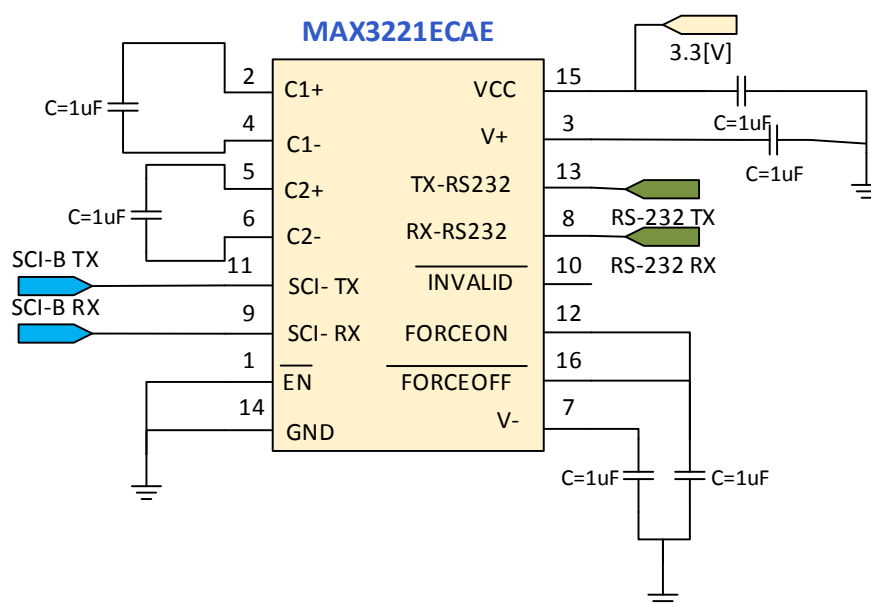


Figura 3.9: Circuito usado para comunicación serial.

### 3.3.6 Bus comunicación CAN

En los últimos 40 años de la industria automotriz, se puede observar un fuerte incremento en el uso de sistemas de control distribuidos en los vehículos, orientados a sus distintas funciones: sea para el control de sistema de freno ABS, de temperatura en la cabina o manejo electrónico de espejos, entre otras.

El protocolo CAN, desarrollado en 1986 por Robert Bosch e implementado en primera ocasión por la marca BMW, fue aceptado e integrado por la mayoría de los fabricantes de vehículos en el mundo como el principal bus de comunicación entre los distintos sistemas electrónicos que forman el vehículo. Este se constituye por múltiples nodos conectados en paralelo, tal como se muestra en la Figura 3.10.

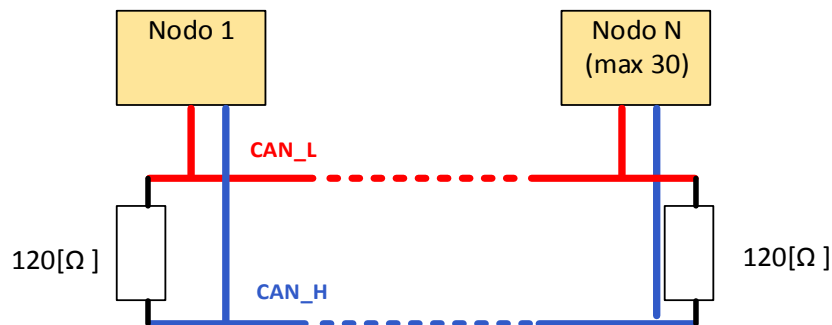


Figura 3.10: Red de datos CAN. [12]

Cada uno de estos nodos está constituido por un micro controlador, un controlador CAN y un transceptor CAN. En la Figura 3.11 se presenta la topología típica de un nodo en una red CAN.

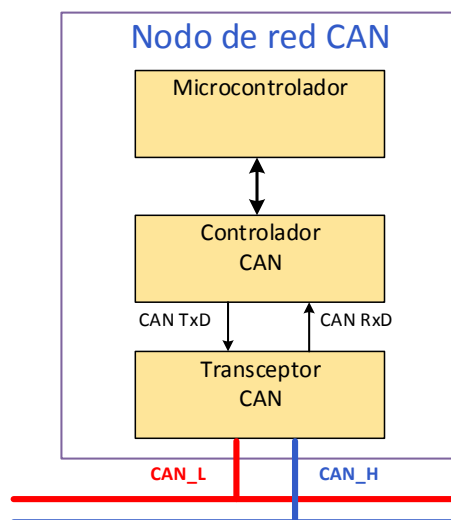
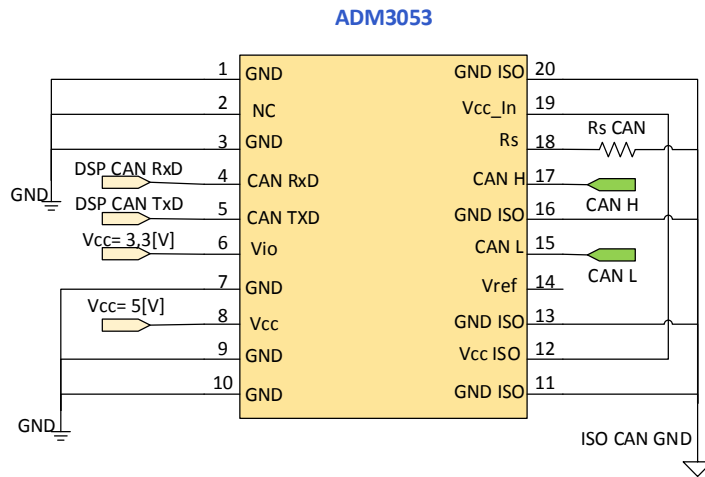


Figura 3.11: Nodo en una red CAN. [12]

El micro controlador *TMS320F28335* posee, entre sus periféricos, dos controladores para bus CAN, por lo que solo se debe agregar el transceptor. Se seleccionó el modelo *ADM3053*, el cual incorpora una fuente aislada que permite generar los niveles de tensión requeridos por la red externa. El modulo CAN implementado se muestra en la Figura 3.12.



**Figura 3.12: Modulo CAN implementado**

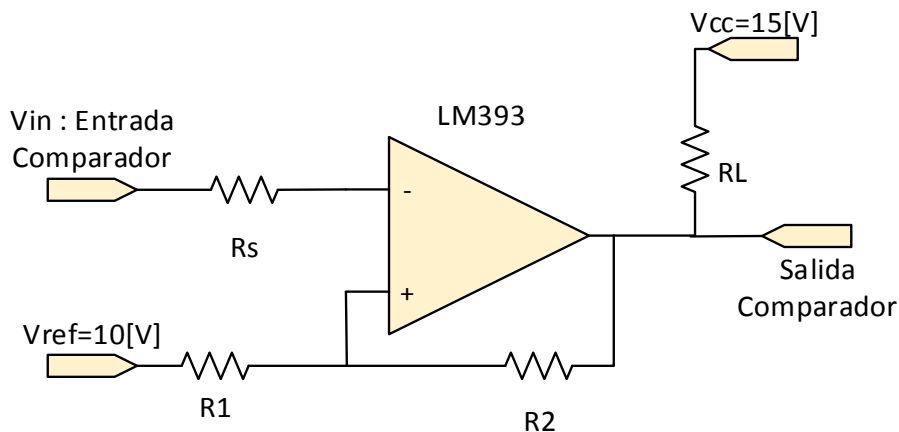
### 3.3.7 Encoder

El motor 1PV5133 instalado incluye un *encoder* en cuadratura, que detecta las lecturas del giro de un disco con 64 dientes. Este *encoder* entrega por cada canal un tren de pulsos con un ciclo proporcional a la velocidad de la máquina, los cuales están desfasados por un cuarto del periodo. Para estimar la velocidad, se mide la duración de cada ciclo y luego se aplica la siguiente ecuación:

$$n = \frac{60}{T \cdot 64} [rpm]$$

Donde la velocidad se expresa en rpm.

Se alimentó este sistema con 15[V], por lo que los pulsos tienen una amplitud de 15[V]. Para filtrar el ruido de esta señal se utilizó el comparador LM393 en la topología de “comparador inversor con histéresis”. Esta se muestra en la Figura 3.13.



**Figura 3.13: Topología de comparado con Histéresis**



Los umbrales de tensión de este circuito son:

$$V_{U1} = \frac{(V_{cc} - V_{ref}) \cdot R_1}{R_1 + R_2 + R_L}$$

$$V_{U2} = \frac{(V_{ref}) \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

Donde  $V_{U1}$  es el umbral superior y  $V_{U2}$  el inferior. Además se debe cumplir que  $R_S = R_1 \parallel R_2$ .

Luego de filtrar la señal del *encoder* se debe ajustar para que esté en el rango de tensión aceptable por el micro controlador. Para ello se agregó un divisor de tensión y una *buffer* para proteger el DSP.

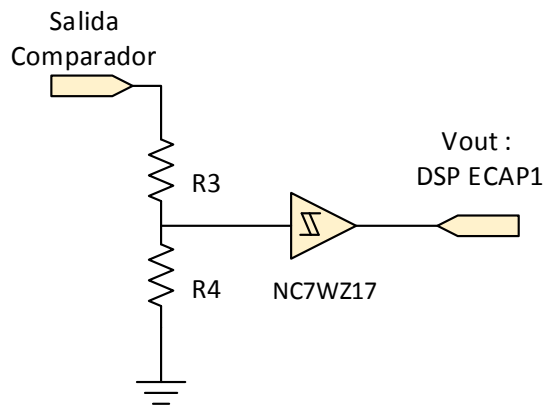


Figura 3.14 : Divisor de tensión y *buffer*

El valor de las resistencias utilizadas en este módulo, se muestran en la Tabla 3.4.

Resistencia	Valor [ $k\Omega$ ]
$R_S$	7,5
$R_L$	10
$R_1$	10
$R_2$	30
$R_3$	200
$R_4$	50

Tabla 3.4: Resistencias en módulo *encoder*

Considerando estos valores, los umbrales del comparador son:

$$V_{U1} = 11[V] \quad y \quad V_{U2} = 7,5[V].$$

Por lo que  $V_{out}$  para un instante  $k + 1$  es:

$$V_{out}^{k+1} = \begin{cases} 3[V] : Si \ V_{out}^k = 3[V] \ y \ V_{in}^k \in [0 ; 11][V] \\ 3[V] : Si \ V_{out}^k = 0[V] \ y \ V_{in}^k \in [0 ; 7,5][V] \\ 0[V] : Si \ V_{out}^k = 3[V] \ y \ V_{in}^k \in [11 ; 15][V] \\ 0[V] : Si \ V_{out}^k = 0[V] \ y \ V_{in}^k \in [7,5 ; 15][V] \end{cases}$$

### 3.3.8 Entradas y salidas digitales (DI & DO)

Múltiples dispositivos en el vehículo se comunican a través de señales digitales, entre los cuales también están el CT y CG. Este tipo de comunicación se implementó en base a salidas "Open Drain" y entradas con "Pull Up Resistor". De esta forma, no existen señales flotantes y se pueden detectar fácilmente cables desconectados o cortados en algún punto. Además, no existen restricciones de rango de tensión entre distintos dispositivos.

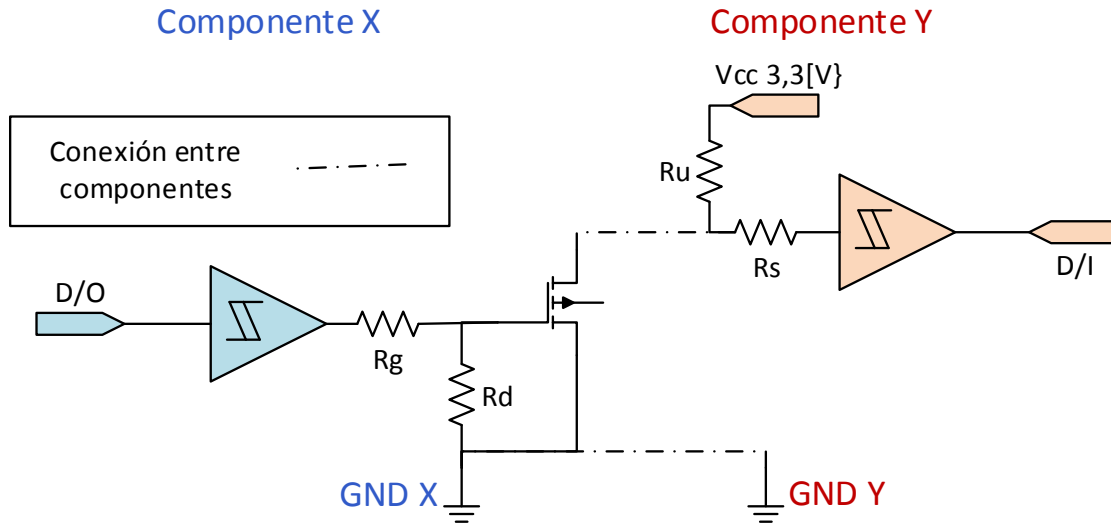


Figura 3.15: Módulo para entradas y salidas digitales

### 3.3.9 Módulo SPI-SD

El estándar SPI se utiliza para comunicar un micro controlador con múltiples *slaves*, a través de una interface de tres o cuatro líneas. La interfaz típica incluye una señal *chip-select* (CS o SS), un reloj serial (SCLK), una entrada de datos (DIN) y en algunos casos, una salida de datos (DOOUT) [13]. En el caso del CT y CG se utilizara este bus de comunicación únicamente para leer y guardar información en una memoria SD, por lo que la selección de *chip* es directa desde el DSP a través de una línea única. En la Figura 3.16 se muestra la interfaz de conexión entre ambos dispositivos.

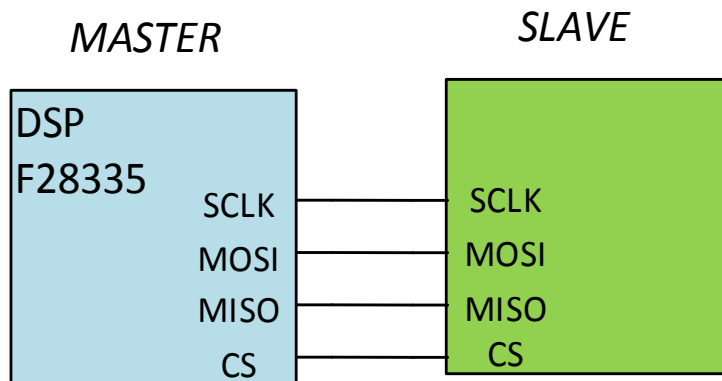


Figura 3.16: Conexión entre DSP y memoria SD.

Sin embargo, las memorias SD pueden comunicarse a través de un bus SPI paralelo, por lo que poseen otros terminales que no se usarán para esta aplicación, por lo que estos pines se deben conectar a la fuente de alimentación de la memoria a través de resistencias “pull up”. En la Figura 3.17 se muestra el circuito implementado para el uso de la memoria SD.

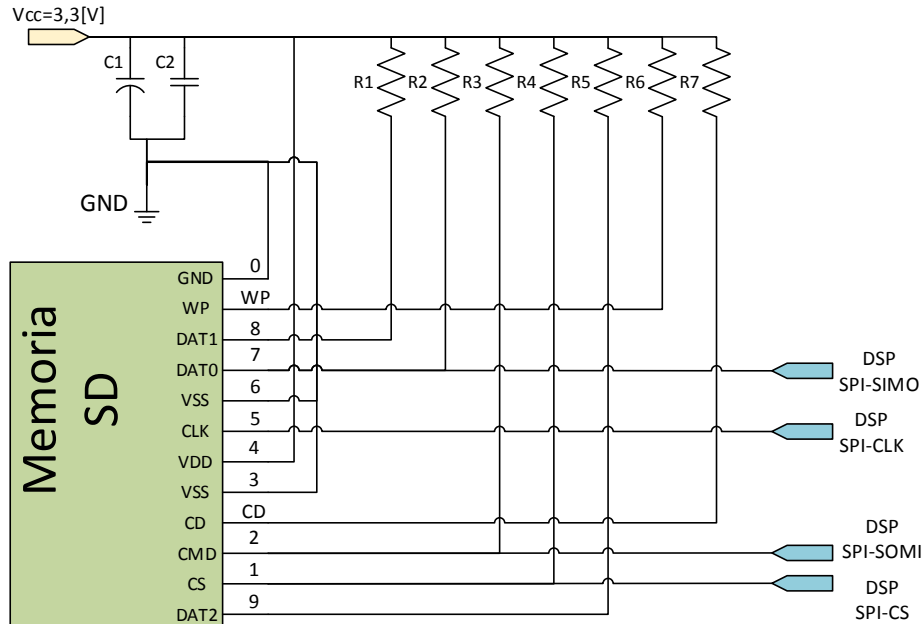


Figura 3.17: Circuito de módulo SPI-SD

El condensador  $C_1$  es de tantalio y tiene una capacidad de  $1[\mu F]$ , mientras que el condensador  $C_2$  es cerámico y su capacitancia es de  $0,1[\mu F]$ . Las resistencias  $R_1, R_2, R_3, R_4$  y  $R_5$  son de  $51[k\Omega]$ , y las resistencias  $R_6$  y  $R_7$  son de  $10[k\Omega]$ .

### 3.4 Diseño de software

El uso del vehículo se divide en cuatro modos, estos son:

- Verificación del estado inicial.
- Encendido.
- Operación normal.
- Respuesta a fallas.

Basándose en el sistema de control propuesto, estos modos se implementaron en base a algoritmos programados en el lenguaje C. Para esto, se definieron 8 estados en cada controlador.

1. Estado 0: Configuración de periféricos e inicialización de variables y *macros*<sup>2</sup>.
2. Estado 1: Revisión estado inicial.
3. Estado 2: Encendido 01.

<sup>2</sup> Macro: “Fragmento de código con un nombre determinado. Cada vez que se utiliza el nombre, este es remplazado por su contenido”(www.gnu.org).

4. Estado 3: Encendido 02.
5. Estado 4: Encendido 03.
6. Estado 5: Operación Normal.
7. Estado 9: Falla.
8. Estado 12: Operación "manual" o *Debug*.

La función de cada uno de estos estados depende del controlador y se presenta más adelante en este capítulo.

Los algoritmos implementados se realizan en un proceso principal, junto a dos interrupciones. La ejecución principal se encarga de configurar los periféricos e inicializar las variables y *Macro*. Tras finalizar esto, monitorea las señales que notifican las posibles fallas, para actuar debidamente ante la presencia de alguna. Este proceso opera en forma continua, es decir, tras terminar un ciclo de revisión, se reinicia inmediatamente.

Por otra parte, la primera interrupción o interrupción principal, se encarga de operar el vehículo. Es decir, realiza el proceso de encendido, y luego las acciones de control pertinentes para la operación normal del auto. Esta ópera a una frecuencia de  $10[kHz]$ , es decir, se inicia cada  $0,1[ms]$ .

La segunda interrupción lee y responde a las distintas consultas y configuraciones que se realizan a través del bus de comunicación serial.

#### 3.4.1 Inicialización y respuesta a fallas

La función principal, en forma genérica, realiza la misma secuencia para ambos controladores. Inicia y configura todos los periféricos, macros y variables que se utilizarán, luego espera hasta llegar al Estado 5, donde monitorea las distintas alarmas de fallas que pueden ocurrir. Si ocurre una falla durante el inicio o la operación normal, el proceso principal evalúa según el tipo de falla, cuál será la respuesta y la acción a tomar.

Para evitar falsas alarmas de falla se utiliza un contador para su detección. Este suma dos cada vez que se observa una alarma, y resta uno cuando no, limitando el valor del contador a cero. Cuando el contador supera el umbral de diez, se valida la alarma y el controlador reacciona ante la falla. En la Figura 3.18 se muestra el diagrama de flujo para este proceso.

Se consideran fallas graves:

- Cualquier falla avisada por el BMS.
- Sobre corriente en el convertidor, aun tras haber detenido su operación.
- La apertura del contactor principal en forma indebida.

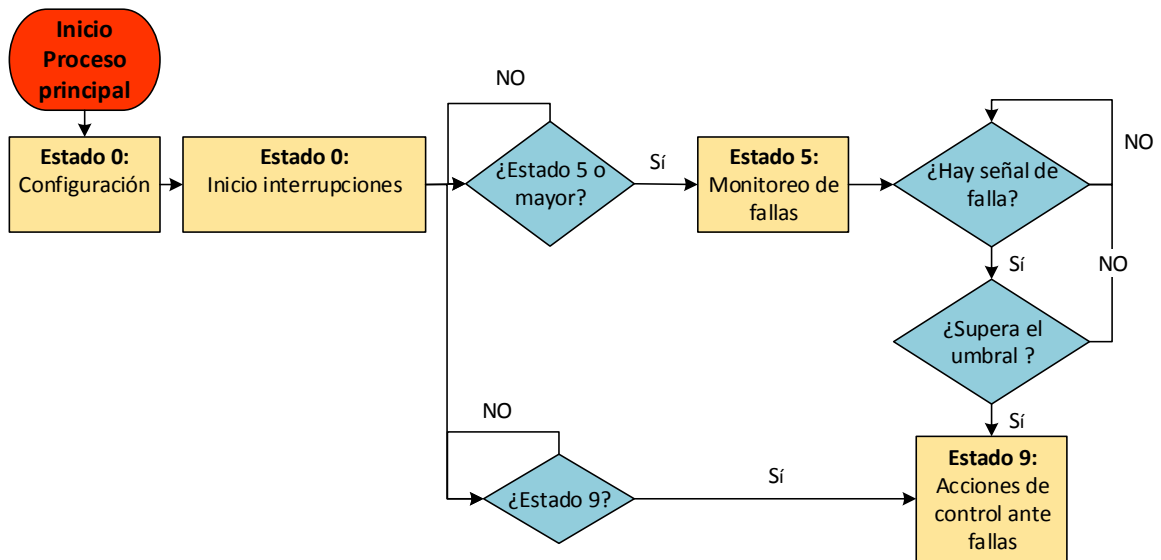


Figura 3.18: Diagrama de flujo genérico de proceso principal.

Cuando ocurre una falla grave en el VE se deben desconectar las baterías para cortar el suministro de energía al sistema de potencia y evitar posibles daños a las baterías u otros sistemas. Para esto, primero se debe cortar la operación del motor, con el fin de reducir la corriente por el contactor cuando éste sea abierto. Esto se debe realizar, ya que si la corriente es elevada al momento de abrir el contactor, se puede generar un arco eléctrico capaz de pegar los contactos de este. Para fallas de corto circuito o sobre corriente es necesario contar con fusibles o interruptores automáticos que estén adecuadamente dimensionados y sean capaces de cortar la corriente en estos casos. En la Figura 3.19 se muestra el diagrama de flujo para la respuesta a fallas del sistema de control.

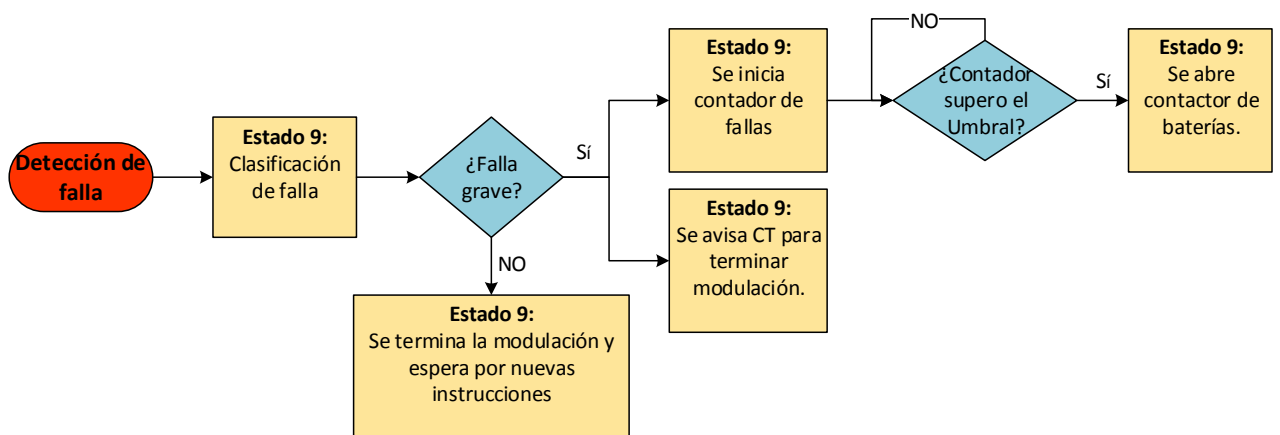


Figura 3.19: Secuencia de respuesta para fallas.

### 3.4.2 Encendido del VE

El encendido del vehículo lo realizan ambos controladores coordinándose a través del bus de comunicación digital. Las banderas que constituyen este bus son:

- Controlador de tracción:
  - Bandera 1: Conversor Powerex sin fallas("Powerex OK")
  - Bandera 2: Precarga sin fallas("Precarga OK")
  - Bandera 3: Encendido terminado y sin fallas("Encendido OK")
- Controlador General
  - Bandera 1: Precarga iniciada
  - Bandera 2: Encendido terminado. Modulación habilitada.

En la Figura 3.20 se muestra el diagrama de flujo para el proceso de encendido del controlador general, mientras que en la Figura 3.21, el correspondiente al controlador de tracción.

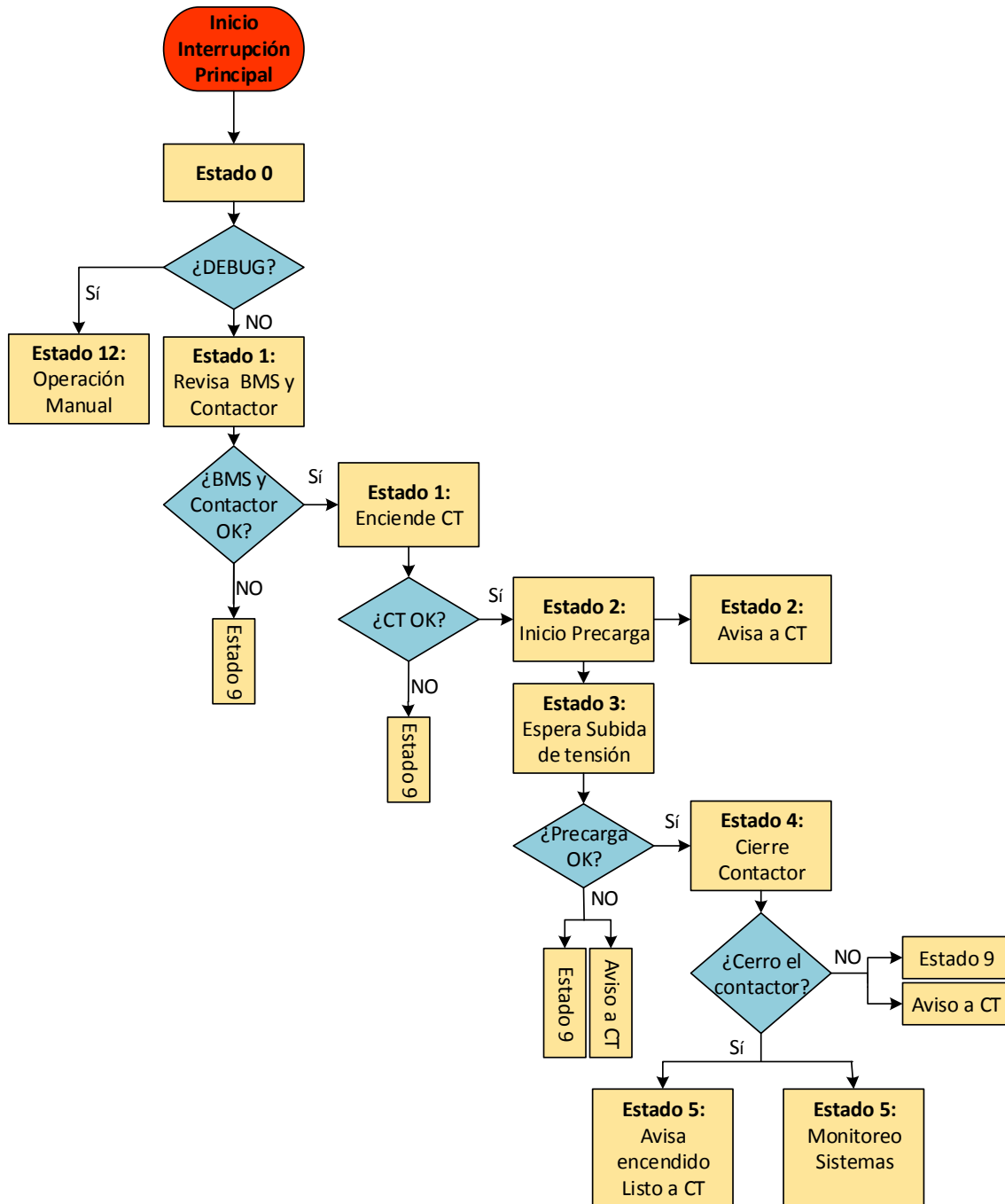


Figura 3.20: Diagrama de flujo de encendido para CG

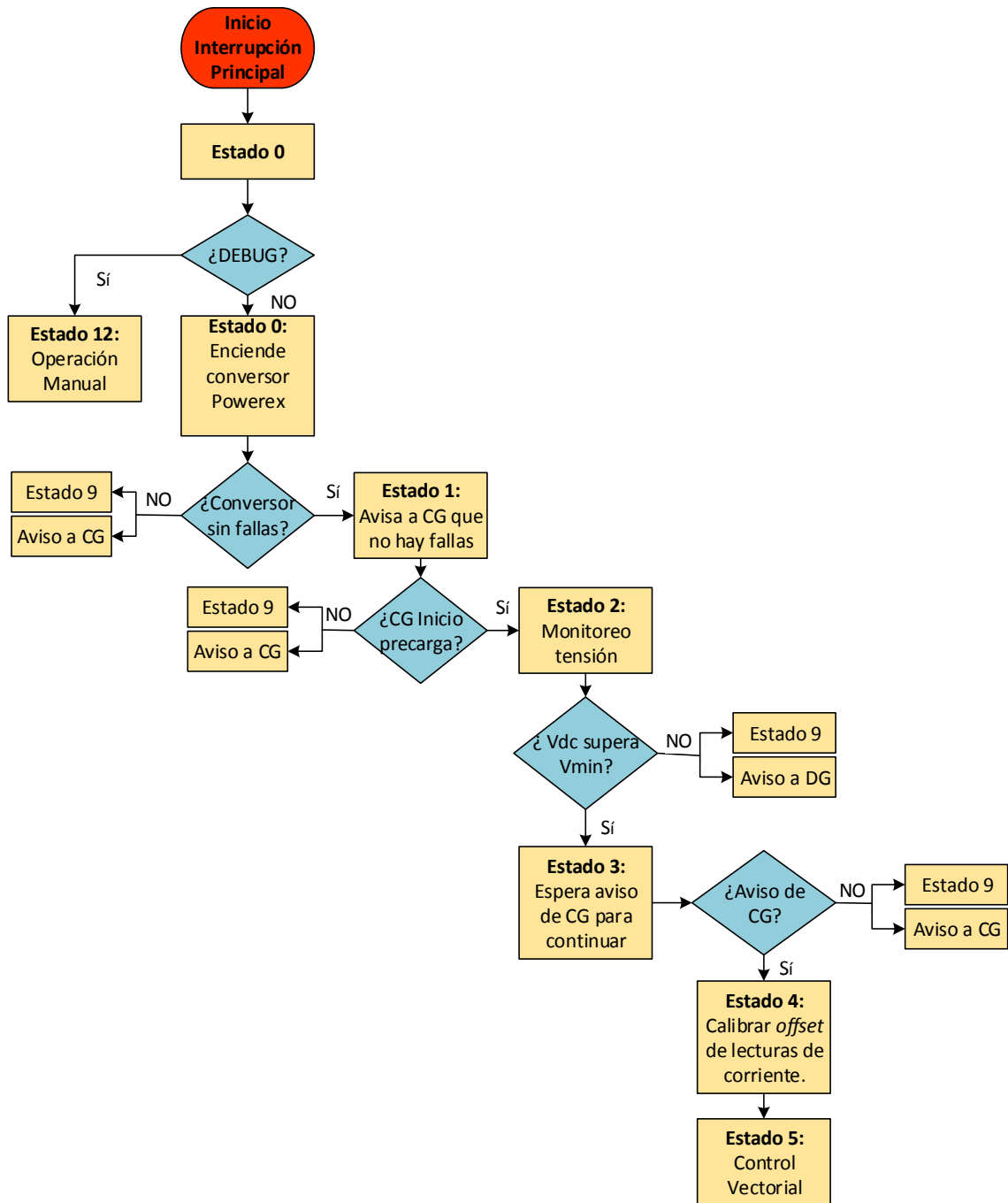


Figura 3.21: Diagrama de flujo de encendido para CT



### 3.4.3 Operación normal

#### 3.4.3.1 CG: Monitoreo de sistemas

Una vez terminado el encendido del vehículo, el controlador general se preocupa de monitorear la correcta operación del vehículo. Esto lo realiza a través de las entradas digitales que posee del BMS, contactor principal y del controlador de tracción. En el Estado 5, las banderas que monitorea son:

- Controlador de tracción:
  - Bandera 1: Conversor Powerex sin fallas("Powerex OK")
  - Bandera 2: Falla grave.
  - Bandera 3: Tensión de baterías baja.
- BMS:
  - Bandera 4: Banco de baterías sin problemas.
- Contactor principal:
  - Bandera 5: Contactor cerrado.

Para la bandera 1, el controlador general no toma acciones, pero si toma la consideración de que se detuvo la operación del motor. Para las banderas 2,3 ,4 y 5 el controlador aísla el banco de baterías para detener el flujo de potencia.

Se espera que a medida que se incorporen nuevos sistemas, o mejoras a los existentes, esta etapa incluya nuevas variables a monitorear y otras funciones como reportar al usuario el estado del vehículo.

#### 3.4.3.2 CT: Control FOC

El controlador de tracción se encarga principalmente de operar el motor del VE en base a la demanda de torque que realiza el usuario con el pedal del acelerador. En este estado la máquina opera ocupando un lazo cerrado de control vectorial, en particular, un control orientado en el flujo de rotor. Para esto, en cada ciclo de la interrupción se toman medidas de:

- Señal analógica del acelerador:  $Acel_{ref}[p.u]$
- Corrientes de fase del motor:  $I_a, I_b e I_c[A]$
- Tensión de las baterías:  $V_{dc}[V]$
- Velocidad mecánica de la máquina:  $n[rpn]$

A partir de estas medidas, se implementó un sistema de control vectorial, basándose en el diagrama de flujo presentado en la Figura 3.22 , cuyo respaldo teórico se presentó en la sección 2.4.2. Las transformadas de Park y de  $DQ2\alpha\beta$  se presentan en los anexos, en la sección 8.1.

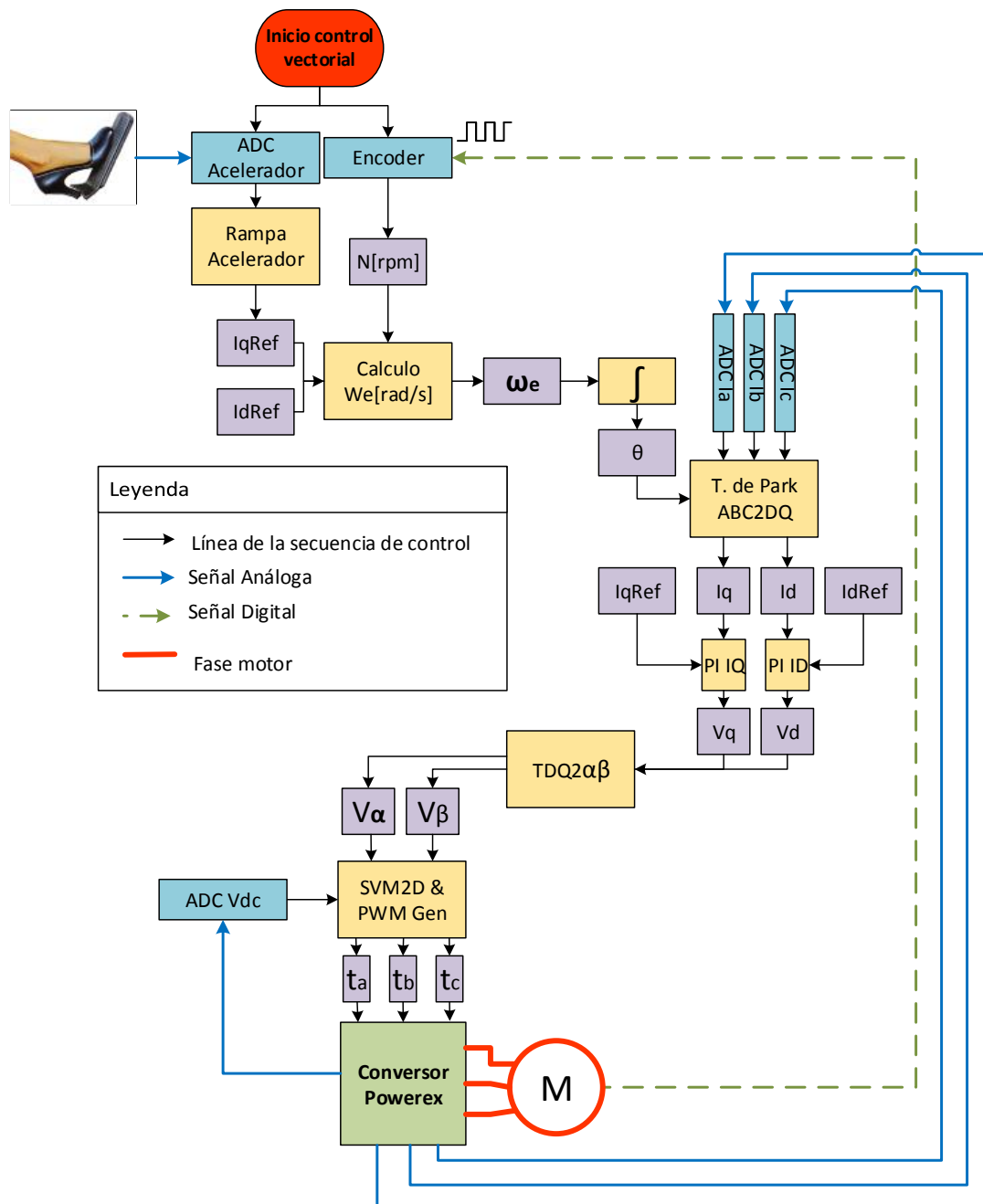


Figura 3.22: Diagrama de flujo del control vectorial FOC

### 3.4.4 Interrupción Serial

Esta se encarga de leer y responder las consultas del usuario. Además, permite modificar los valores de algunos parámetros, y así reconfigurar la operación del bus serial, el sistema de control y limpiar las posibles fallas detectadas en el VE.

EL protocolo se basó en mensajes constituidos por ocho caracteres, lo que equivale a un total de 64 bits. Los primeros cuatro bytes contienen el comando de la instrucción, donde cada carácter representa un número dentro de la librería de instrucciones, esta se puede revisar en la sección 8.3. Los bytes 4, 5, 6 y 7 corresponden al valor de la variable consultada o modificada. Los valores numéricos enviados en los últimos 4 bytes,

se representan como enteros positivos de 16 bits. Por lo que tras recibir el mensaje, se deben desplazar hacia la izquierda los bits de la primera parte y sumar a su segunda parte. Para asegurar la integridad de los mensajes se utilizó el segundo valor (B) como un respaldo de A. En la Figura 3.23 se presenta la configuración de los mensajes utilizados para esta comunicación.

<u>CMD 1</u>	<u>CMD 2</u>	<u>CMD 3</u>	<u>CMD 4</u>	<u>Int16 A1</u>	<u>Int16 A2</u>	<u>Int16 B1</u>	<u>Int16 B2</u>
Bit 1.. 8	Bit 9..16	Bit 17..24	Bit 25..32	Bit 33..40	Bit41..48	Bit 49..56	Bit 57..64
Byte 0	Byte 1	Byte 2	Byte 3	Byte 4	Byte 5	Byte 6	Byte 7

Figura 3.23: Configuración de mensajes en protocolo serial

#### 3.4.4.1 Toma de datos

La única excepción a este estándar de comunicación corresponde a los mensajes enviados desde los controladores para la toma de datos. A través de la variable *s\_mode*, se selecciona un set de cuatro variables, preprogramadas en el DSP, para ser guardados en un buffer de 600 muestras cuando se solicite. Además, es posible seleccionar el intervalo entre cada muestra a través de la variable *step\_dat*, lo que permite estudiar la evolución de una variable en distintas escalas de tiempo. En la Figura 3.24 se muestra la estructura de datos para esta función.

<u>HEADER</u>	<u>Int16 A1</u>	<u>Int16 A2</u>	<u>Int16 B1</u>	<u>Int16 B2</u>	<u>Int16 C1</u>	<u>Int16 C2</u>	<u>Int16 D1</u>	<u>Int16 D2</u>
Bit 1.. 8	Bit 9..16	Bit 17..24	Bit 25..32	Bit 33..40	Bit41..48	Bit 49..56	Bit 57..64	Bit 65..72
Byte 0	Byte 1	Byte 2	Byte 3	Byte 4	Byte 5	Byte 6	Byte 7	Byte 8

Figura 3.24: Estructura mensajes para toma de datos.

El primer byte corresponde a la letra D y se utiliza para determinar el inicio del grupo de datos. Los demás pares de bytes contienen el valor de las variables A, B, C Y D, representadas por enteros positivos de 16 bits.

#### 3.4.5 Operación manual o Modo Debug

El modo manual es un estado utilizado para el desarrollo del sistema de control. Su uso fue exclusivo para realizar pruebas de funcionamiento en los controladores. A través del JTAG o la comunicación serial se modificaban registros y variables para verificar la correcta operación los distintos módulos.

## 4 Sistema de control implementado

Considerando los módulos planteados en el capítulo 3, se procedió a diseñar ambos controladores y las PCB respectivas (*Printed Circuit Board*) utilizando el software *Altium*. A continuación se presentan los diseños finales de cada uno de los controladores.

### 4.1 Controlador tracción

Su diseño final consideró módulos extra previendo posibles usos en el futuro. El controlador quedó compuesto por:

1. Tarjeta de desarrollo *Delfino F283355*
2. Alimentación
  - a. Fuente 3,3[V]
  - b. Fuente 5[V]
  - c. Fuente 15[V]
  - d. Fuente 24[V]
3. Bus con CG
  - a. Dos entradas digitales con resistencia *pull up*.
  - b. Cuatro salidas de colector abierto.
4. Bus con convertor Powerex
  - a. Seis salidas digitales de PWM
  - b. Cuatro entradas digitales con resistencia *pull up*
  - c. Cinco módulos análogos para la lectura de tensión, temperatura y corrientes.
5. Encoder
  - a. Módulo para adaptar señal de *encoder* de Lada LiliEV
  - b. Módulo de *encoder* diferencial
6. Una entrada análoga para medir la referencia del acelerador.
7. Comunicación
  - a. Dos puertos seriales RS-232
  - b. Un bus CAN
8. Una memoria SD
9. Cuatro relés opto acoplados para uso con corriente DC.

El diseño final construido se muestra en la Figura 4.1 donde se indica sobre los módulos, a qué corresponde cada grupo de componentes. En la Figura 4.2 se muestra una fotografía de este montaje sobre el convertor Powerex. Además, en la sección 8.2 se presenta la función de cada uno de los conectores y los terminales en el controlador.

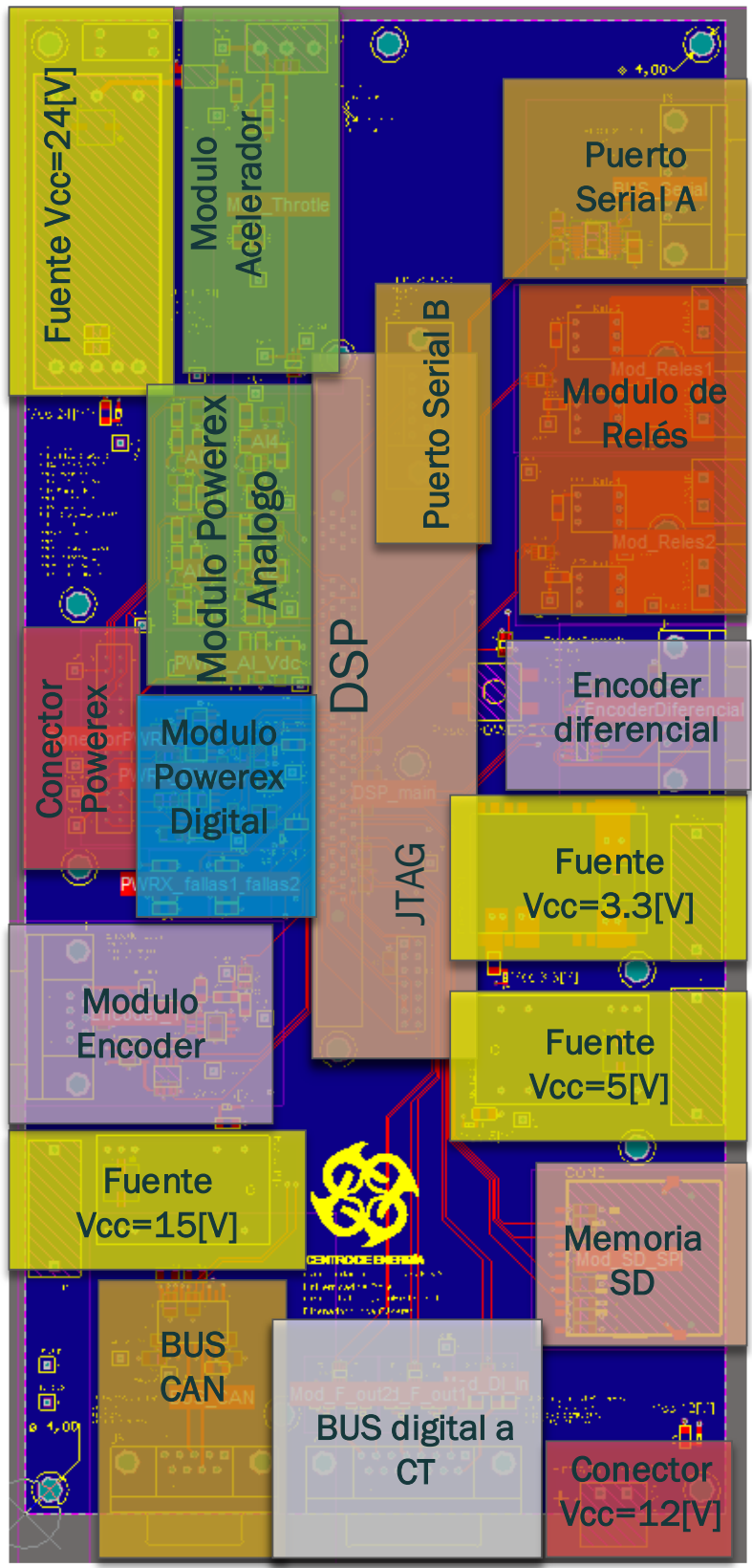


Figura 4.1: Diseño final del controlador de tracción

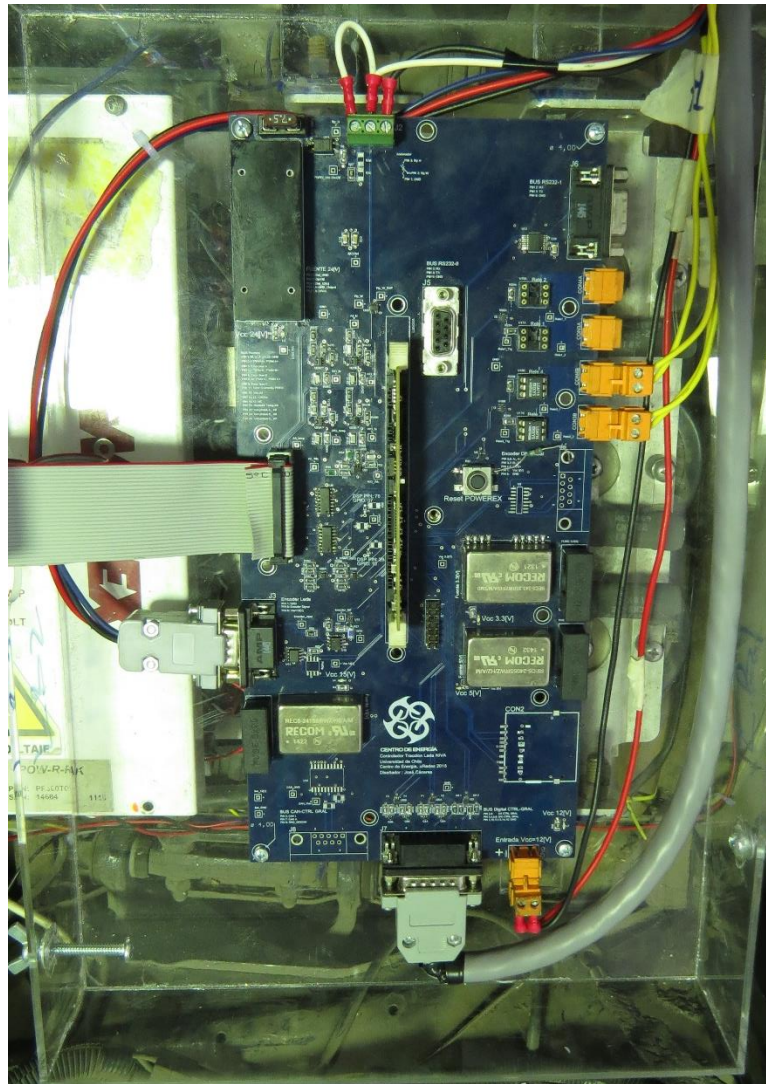


Figura 4.2: Controlador de tracción.

## 4.2 Controlador general

El diseño final de este controlador considero agregar módulos extra, a los originalmente planteados, previendo nuevas funciones en el futuro. El controlador finalmente está compuesto por:

1. Tarjeta de desarrollo *Delfino F283355*
2. Alimentación
  - a. Fuente 3,3[V]
  - b. Fuente 5[V]
3. Bus con CT
  - a. Cuatro entradas digitales con resistencia *pull up*.
  - b. Dos salidas de colector abierto.
4. Entradas digitales con resistencia *pull up*.
  - a. Dos para comunicación con el BMS.
  - b. Dos para revisar el cierre de los contactores.
  - c. Cuatro auxiliares.
5. Dos salidas digitales auxiliares de colector abierto

6. Entradas análogas
  - a. Una para leer la corriente de las baterías.
  - b. Dos auxiliares
7. Comunicación
  - a. Dos puertos seriales RS-232
  - b. Dos buses CAN
8. Una memoria SD
9. Cuatro relés opto acoplados para uso con corriente DC.

El diseño final construido se muestra en la Figura 4.3, donde se indica sobre los módulos, a qué corresponde cada grupo de componentes. En la Figura 4.4 se muestra una fotografía de éste montado en el VE. Complementario a estos esquemas, en la sección 8.2 se presenta la función de cada uno de los conectores y terminales en el controlador.

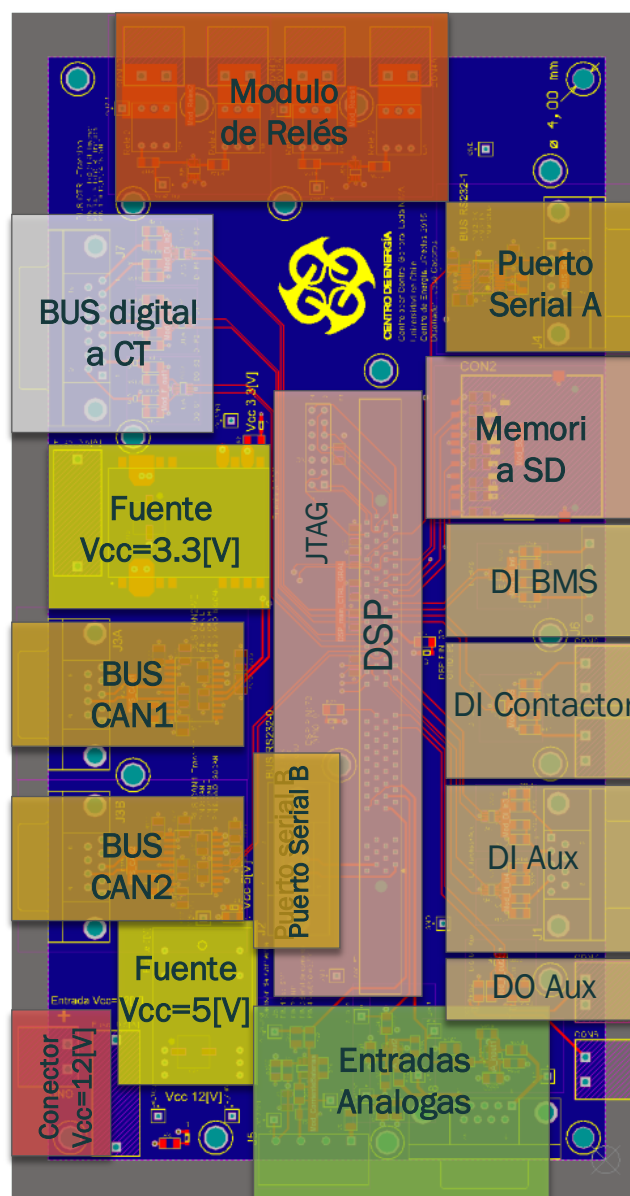


Figura 4.3 Diseño final del controlador general

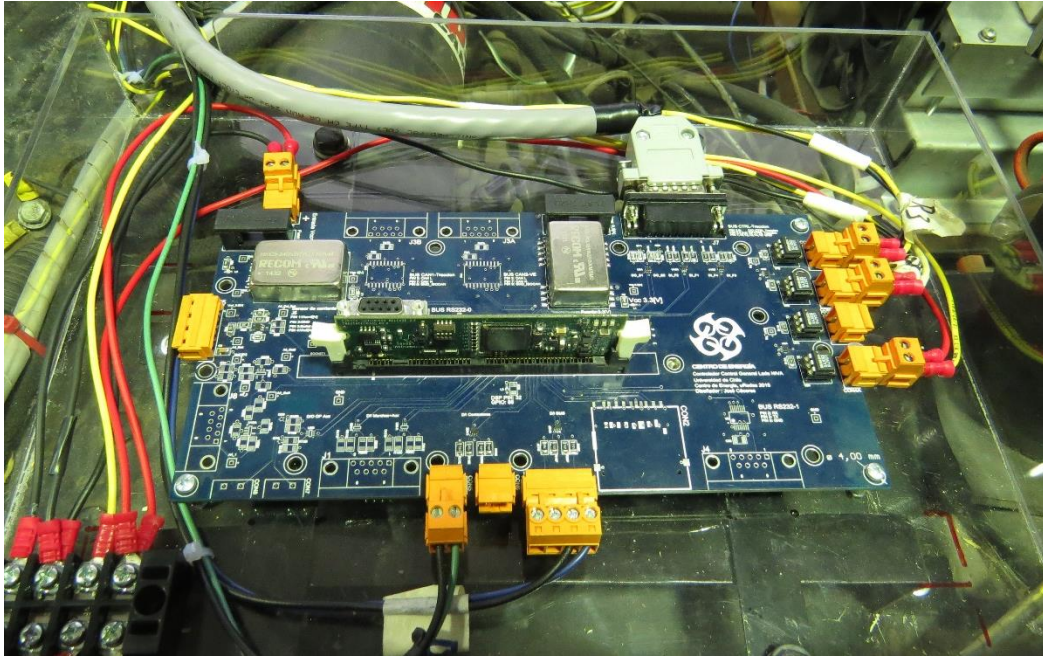


Figura 4.4 : Controlador general

### 4.3 Conexiones

Para simplificar el montaje de los controladores se buscó reducir el número de conexiones con el vehículo. Estos se montaron sobre cajas de acrílico diseñadas individualmente, donde solo se dispuso de una brecha para el acceso de cables. Dada esta condición, se ordenó el cableado en cinco conectores, donde se agruparon según su destino dentro del vehículo. Los conectores utilizados son:

- a. Controlador general
  1. Conector DB 25 para conexión con el VE.
  2. Conector DB 15 para comunicación con CT.
- b. Controlador de tracción
  1. Conector DB 15 para conexión con el VE.
  2. Conector DB 15 para comunicación con CG.
  3. Conector del cable plano de 26 pines, para conexión con convertidor Powerex.

En la Tabla 4.1 se muestra la función de cada uno de los pines del bus de comunicación entre CT y CG. En la Tabla 4.2 se especifica la configuración del conector entre CT y el VE y la Tabla 4.3 muestra la función de cada terminal en el bus con el convertidor Powerex. En la Tabla 4.4 se presenta la configuración del conector DB25 del controlador general, el cual lo conecta con el VE.

Resumiendo, en la Figura 4.5 se muestra un esquema de las conexiones finales del sistema de control implementado.



Conector	PIN	Señal( CT )	Color	Señal (CG )	Función
DB15	1	GND	Negro	GND	GND
DB15	2	DI 1	Verde	DO 2	PWM OK
DB15	3	NC		NC	
DB15	4	DO 2	Blanco	DI 2	
DB15	5	DO 1	Rosado	DI 1	PWRX OK
DB15	6	NC		NC	
DB15	7	DO 4	Café	DI 4	Encendido OK
DB15	8	DO 3	Amarillo	DI 3	Precarga OK
DB15	9	DI 2	Celeste	DO1	Precarga iniciada
DB15	10	GND	Negro	GND	GND
DB15	11	NC		NC	
DB15	12	GND	Negro	GND	GND
DB15	13	GND	Negro	GND	GND
DB15	14	GND	Negro	GND	GND
DB15	15	GND	Negro	GND	GND

Tabla 4.1: Configuraciones pines para conexión entre CT y CG

Conector	PIN	Señal	Descripción	Conector CT	PIN CT	Función
DB 15 CT	1	Input: Vcc 12[V]. Encendido CT	Rojo	CON1	+	
DB 15 CT	2	Input: GND batería auxiliar	Negro	CON1	-	
DB 15 CT	3	Señal Acelerador	Blanco	J2	2 y 3	Input acelerador
DB 15 CT	4	Output: Vcc 15[V] encoder	Rojo	J3	8	Alimentación <i>encoder</i>
DB 15 CT	5	Input: Señal Encoder	Azul	J3	5	Input <i>encoder</i>
DB 15 CT	6	Libre				
DB 15 CT	7	Output: Vcc 12V	Amarillo	CON4B	2	Alimentación <i>relé</i> contactor principal
DB 15 CT	8	Output: Vcc 12V	Amarillo	CON3B	2	Alimentación <i>relé</i> precarga
DB 15 CT	9	Libre				
DB 15 CT	10	Acelerador GND	Negro	J2	1	GND acelerador
DB 15 CT	11	Libre				
DB 15 CT	12	Encoder GND	Blanco	J3	1	GND <i>encoder</i>
DB 15 CT	13	Libre				
DB 15 CT	14	Input: Vcc 12[V] Relé 4	Amarillo	CON4B	1	Vcc 12[V]
DB 15 CT	15	Input: Vcc 12[V] Relé 3	Amarillo	CON3B	1	Vcc 12[V]

Tabla 4.2 Configuraciones pines para bus entre CT y EV

Conector	Señal	PIN	GPIO asociado
J1	GND	1	
J1	PWM A-	2	EPWM-3A
J1	Falla sobre corriente fase A	3	GPIO-86
J1	PWM A+	4	EPWM-3A
J1	PWM B-	5	EPWM-2A
J1	Falla sobre corriente fase B	6	GPIO-20
J1	PWM B+	7	EPWM-2B
J1	PWM C-	8	EPWM-1 A
J1	Falla sobre corriente fase C	9	GPIO-12
J1	PWM C+	10	EPWM-1 B
J1	Falla temperatura	11	GPIO-22
J1	-	12	
J1	A/I tensión Vdc	13	ADC B1
J1	Vcc= 24[V]	14	
J1	Vcc= 24[V]	15	
J1	-	16	
J1	-	17	
J1	GND	18	
J1	GND	19	
J1	A/I temperatura convertor	20	ADC B2
J1	GND	21	
J1	A/I corriente fase A	22	ADC-A0
J1	GND	23	
J1	A/I corriente fase B	24	ADC-B0
J1	GND	25	
J1	A/I corriente fase C	26	ADC-A1

Tabla 4.3 : Configuraciones de pines para comunicación entre CT y el convertor de potencia.

Conector	PIN	Señal	Descripción	Conector CG	PIN CG	Función
DB-25 CG	1	Libre				
DB-25 CG	2	Libre				
DB-25 CG	3	Input: Vcc 12[V] Batería auxiliar. Encendido llave	rojo	Regleta: 12[V]	1	Encendido CG
DB-25 CG	4	Input: GND Batería Auxiliar	negro	Regleta: GND		GND Batería auxiliar
DB-25 CG	5	Libre				
DB-25 CG	6	Libre				
DB-25 CG	7	Input: Contacto auxiliar.	naranja	CON5	1	OK Contactor principal
DB-25 CG	8	Libre				
DB-25 CG	9	Libre				
DB-25 CG	10	Libre				
DB-25 CG	11	Output: Control Contactor principal	blanco	CON4B	1	Control Contactor principal
DB-25 CG	12	Libre				
DB-25 CG	13	Input: Vcc 12V	amarillo	CON4B	2	
DB-25 CG	14	Input: Relé BMS OK	café	J6	1	BMS OK
DB-25 CG	15	Output: <i>Relé</i> BMS GND	azul	J6	2	
DB-25 CG	16	Libre				
DB-25 CG	17	Output: control <i>relé</i> encendido CT		CON 4A	1	Encendido de CT
DB-25 CG	18	Libre				
DB-25 CG	19	Libre				
DB-25 CG	20	Output: GND contacto auxiliar. Contactor principal.	negro	CON5	2	GND
DB-25 CG	21	Libre				
DB-25 CG	22	Libre				
DB-25 CG	23	Output: Control contactor pre-carga	negro	CON3B	1	Control Contactor precarga
DB-25	25	Input: Vcc 12 V	amarillo	CON3B	2	Control Contactor precarga

Tabla 4.4: Configuraciones pines para bus entre CG y EV

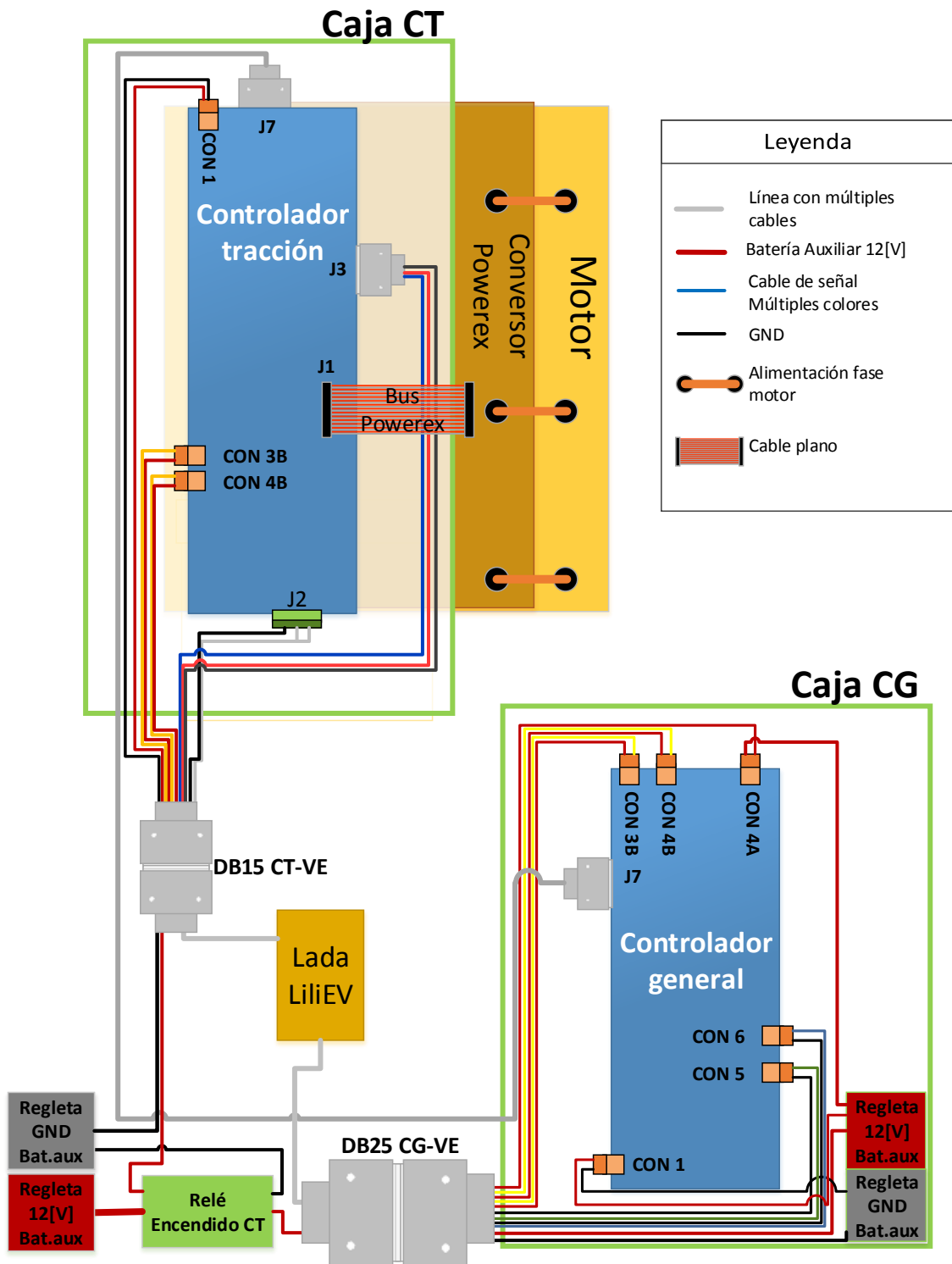


Figura 4.5: Esquema de conexiones del sistema de control.

## 5 Validación de sistema de control y resultados

Previo a realizar pruebas del vehículo operando fue necesario validar y calibrar la operación de los distintos módulos, para asegurar el correcto funcionamiento. A continuación se presenta este desarrollo.

### 5.1 Pruebas y calibración de módulos

#### 5.1.1 Encoder

Este módulo se encarga de medir el tiempo que transcurre entre dos pulsos generados por el disco de 64 dientes conectado al eje del motor. La macro *CAP\_Macro* se encarga de hacerlo y entrega como resultado un entero que representa la cantidad de ciclos de reloj del micro procesador durante este periodo. Si definimos  $N_c$  como el número de ciclos de reloj transcurridos y consideramos que la frecuencia del procesador es de  $150\text{MHz}$ , el tiempo medido corresponde a:

$$T = N_c \cdot \frac{1}{150 \cdot 10^6} [\text{s}]$$

Por lo que la velocidad de la máquina es:

$$\eta = \frac{60}{64 \cdot T} [\text{rpm}]$$

De donde se puede calcular la velocidad del rotor como:

$$\omega_r = \eta \cdot \frac{2\pi}{60} \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

Para validar esta información se operó el motor en vacío utilizando un control  $V/f = 1,8$ , donde se varió la frecuencia de alimentación para tomar medidas a distintas velocidades. Los resultados se presentan en la Tabla 5.1 .

Frecuencia de referencia: $f[\text{Hz}]$	Medida DSP $N_c[u]$	$\omega_r \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$	$\omega_s \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$ Teórico	Deslizamiento $S[\%]$
<b>10,00</b>	471.095	62,51	62,83	0,49
<b>30,00</b>	157.531	186,96	188,50	0,81
<b>50,00</b>	94.203	312,65	314,16	1,00

Tabla 5.1: Resultados pruebas módulo *encoder*.

En la Tabla 5.1, se observa que la velocidad mecánica coincide con lo esperado y el deslizamiento apenas alcanza un 1%, lo cual es consistente ya que se operó la máquina en vacío.

#### 5.1.2 ADC

Como se mencionó en la sección 3.3.2, el DSP utilizado admite como entradas análogas señales de tensión con valor entre 0 y  $3[V]$ , las cuales traduce a un valor entero entre 0 y 4096. Es tarea del desarrollador adaptar esta medida al valor físico o unidad que desee. Para esto se utilizó la ecuación:

$$V_{medida} = (V_{adc} - V_{offset}) \cdot m$$

A continuación se muestran las pruebas y resultados de la calibración de las entradas análogas.

### 5.1.2.1 Corrientes

Para calibrar las medidas de corriente se utilizó una fuente DC cortocircuitada, donde se modificó la corriente a través del regulador propio de la fuente. Además, se modificó el número de vueltas sobre el sensor, para ampliar el rango de las medidas. Como referencia se utilizó una tenaza de corriente calibrada. Cabe destacar, que las referencias que entrega el conversor consideran como positivas las corrientes que salen de éste, y no las que siguen el sentido de las flechas propias de los sensores que éste trae instalados. En la Figura 5.1 se muestra el montaje realizado.

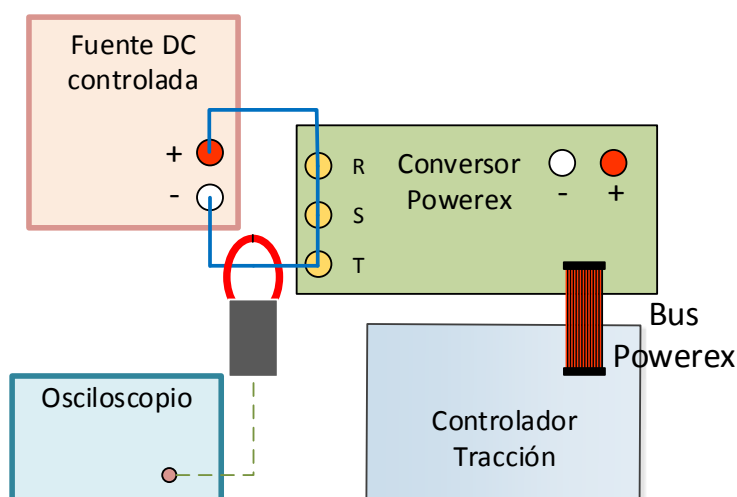


Figura 5.1: Montaje experimental para calibrar ADC de corriente.

Primero se determinó el *offset* de cada fase, es decir, el valor entregado cuando no había corriente circulando. Estos valores se muestran en la Tabla 5.2.

Fase	Valor Offset
A	2043
B	2060
C	2050

Tabla 5.2: Valor offset de sensores de corriente.

Luego, se realizaron las mediciones para distintos valores de corriente DC en cada fase. Los resultados se muestran en la Tabla 5.3.

Corriente DC [A]	Medición ADC $f_a$	Medición ADC $f_b$	Medición ADC $f_c$
12,7	1988	2005	1994
6,5	2016	2032	2022
2,05	2035	2053	2042
-2,1	2053	2071	2060
-5,82	2071	2088	2076
-12,3	2099	2116	2104

Tabla 5.3: Mediciones ADC de corriente

En base a las mediciones de la Tabla 5.3 y Tabla 5.2, se determinó la pendiente para cada una de las fases. El valor de cada ganancia se muestra en la Tabla 5.4.

Fase	Valor $m_f$
A	-0,2201
B	-0,2203
C	-0,2206

Tabla 5.4: Ganancia de los ADC de corriente.

### 5.1.2.2 Tensión DC

Para calibrar las medidas de la tensión que alimenta el convertidor, éste fue energizado con un rectificador alimentado por un autotransformador variable. De esta forma, se podía modificar la tensión del bus DC con facilidad en un amplio rango. Utilizando un multímetro digital como referencia del valor real, se tomaron diferentes medidas para validar la ganancia de la conversión. En la Figura 5.2 se muestra el montaje experimental utilizado para realizar estas pruebas.

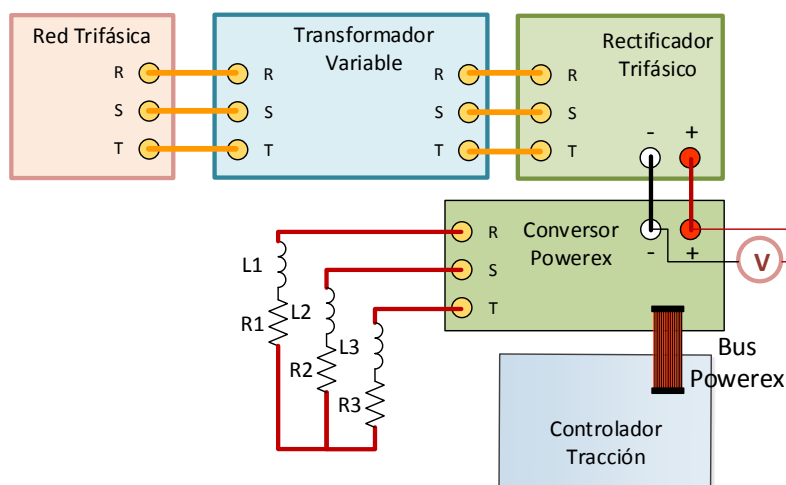


Figura 5.2: Montaje experimental para calibrar la lectura de tensión en el convertidor.

El *offset*, en este caso, corresponde a 4095, lo cual se debe a que la topología utilizada invierte la señal de entrada. Luego de tomar medidas entre 0 y 305[V] se determinó que la pendiente corresponde a  $m_{V_{DC}} = -0,196$ . En la Tabla 5.5 se muestran los resultados de estas pruebas.

Tensión medida $V_{DC}$ [V]	Valor ADC	$V_{DC}$ [V] Calculado	Error [V]
303,6	2543	303,8	-0,3
254,7	2794	255,1	0,4
207,8	3032	177,8	0,1
149,5	3300	122,8	-5,6
127,3	3452	126,2	0,3
47,1	3862	45,5	1,5
1,3	4088	1,5	-0,8

Tabla 5.5: Pruebas calibración ADC  $V_{DC}$

### 5.1.2.3 Temperatura conversor

Debido a que no es fácil modificar y controlar adecuadamente la temperatura en el conversor, las pruebas de calibración de este módulo se realizaron a temperatura ambiente, tomando como referencia la medida de una termocupla conectada al disipador del conversor. No obstante, para determinar un valor de *offset* aproximado, se utilizó un potenciómetro para generar la tensión correspondiente a la señal, cuando la temperatura es de 0[°C]. De esta forma se estimó este valor como 3063.

La medida del controlador a temperatura ambiente correspondía a 2412, cuando la medida de temperatura era de 23[°C]. Considerando que el diseño del módulo tiene un rango de lectura entre -36 y 108[°C], y por lo tanto, intervalo total de 144 [°C], se calculó la pendiente como:

$$m_{temp} = \frac{-144}{4096} = -0,0351$$

Considerando estos valores y la medición previa se obtiene que la temperatura calculada por el micro controlador es de:

$$(2412 - 3063) \cdot -0,0351 = 22,82 \text{ [}^\circ\text{C]}$$

### 5.1.2.4 Acelerador

La señal del acelerador corresponde a la referencia de torque que se le exige a la máquina en el control vectorial. En este caso, la medida de la señal análoga se calibró para que en su valor máximo sea 1. De esta forma, al multiplicar esta referencia por la corriente de cuadratura máxima se obtiene una relación lineal entre el pedal de acelerador y el torque exigido.

El valor mínimo medido por el controlador correspondió a 35, mientras que el máximo fue de 3517. Considerando estos valores se determinó que el *offset* sea 80, para asegurar una referencia nula o ligeramente negativa, cuando no se desee acelerar. Luego, el valor de la pendiente se calculó como:

$$m_{acel} = \frac{1}{3517 - 80} = 0,00029$$

Cabe destacar, que si se considera un *offset* aún mayor, al dejar el pedal sin presionar, se estará demandando la regeneración de energía al motor, ya que se toma como referencia un torque negativo.

## 5.2 Calibración de sistemas de control

Tras calibrar y validar la operación del conversor operado con el controlador de tracción es necesario implementar el sistema de control para la máquina de inducción.

### 5.2.1 Calibración y operación VF

El uso del control V/F se utilizó específicamente para revisar la operación de los módulos electrónicos implementados. Se hicieron pruebas con una carga estática RL, a fin de confirmar la correcta operación del módulo de disparo y la lectura de corrientes a través del conversor.



Con posterioridad a las pruebas estáticas, este se utilizó en el VE para operar el motor y verificar el correcto funcionamiento del *encoder*. Tras algunas pruebas, se determinó que la constante  $V/f = K$  es de 1,8 y se procedió a verificar exitosamente la operación de los diferentes módulos necesarios para el control del motor. En la Figura 5.3 se muestra la medición de las tres corrientes de fase al operar el motor con una frecuencia de referencia de 12[Hz]. Dado que la máquina se encontraba en vacío estas corrientes son principalmente reactivas, por lo que se observa una distorsión importante en la forma de onda de la corriente dado el alto contenido de armónicos.

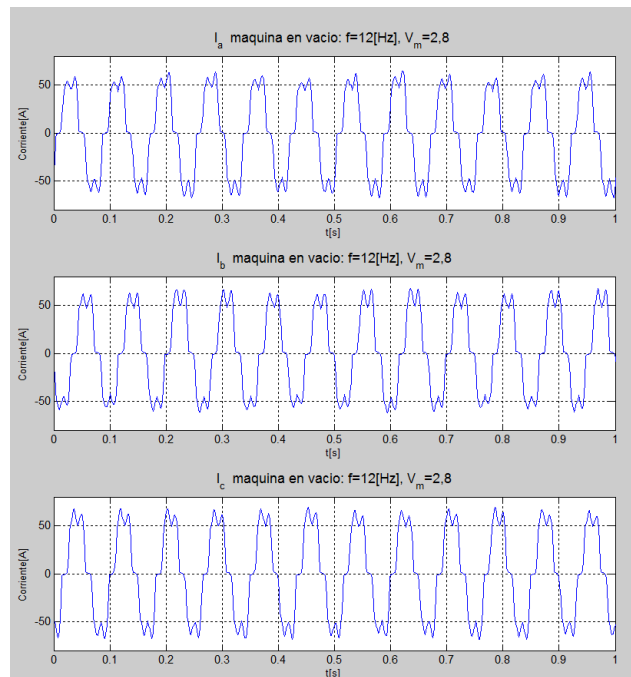


Figura 5.3: Ondas de corriente con motor operando en vacío a una frecuencia de 12[Hz]

### 5.2.2 Sintonización controladores PI

Como primera parte de la calibración del control vectorial se ajustaron los parámetros de los controladores PI, ya que esto garantiza que las corrientes no aumentarán en forma desmedida, gatillando fallas en el convertidor.

Debido a que se desconocen los parámetros  $R_s$ ,  $R_r$ ,  $L_s$ ,  $L_r$  y  $L_o$ , no es posible aplicar la metodología planteada en la sección 2.4.4 para diseñar los controladores de corriente, por lo que se calibraron mediante varias pruebas variando  $K_p$  y  $K_i$ , donde se ajustó según la respuesta observada. Como indicador de la respuesta, se utilizó el valor  $RMS^3$  del error entre la referencia de corriente y el valor medido. Este proceso se dividió en 3 etapas: pruebas en vacío con  $I_q = 0[A]$ ; pruebas en vacío con  $I_q \neq 0[A]$  y pruebas con carga.

<sup>3</sup> El valor  $RMS$  de una serie de valores  $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$  es  $x_{rms} = \sqrt{\frac{1}{n}(x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2)}$

### 5.2.2.1 Pruebas en vacío, $I_{qRef} = 0[A]$

Como punto de partida se consideraron los parámetros de la antigua implementación, con los cuales la máquina se pudo controlar adecuadamente. No obstante, ya que no había certeza de su correcto funcionamiento, se realizaron pruebas en vacío inicialmente. Los parámetros originales son los que se muestran en la Tabla 5.6.

Parámetro	Valor
$K_{PDQ}$	0,02
$K_{IDQ}$	0,15
$\tau_r [s]$	0,0143

Tabla 5.6: Parámetros de control antiguos.

En esta oportunidad, la máquina se magnetizó utilizando una corriente  $I_d = 80[A]$ . El resultado de esta prueba se muestra en la Figura 5.4.

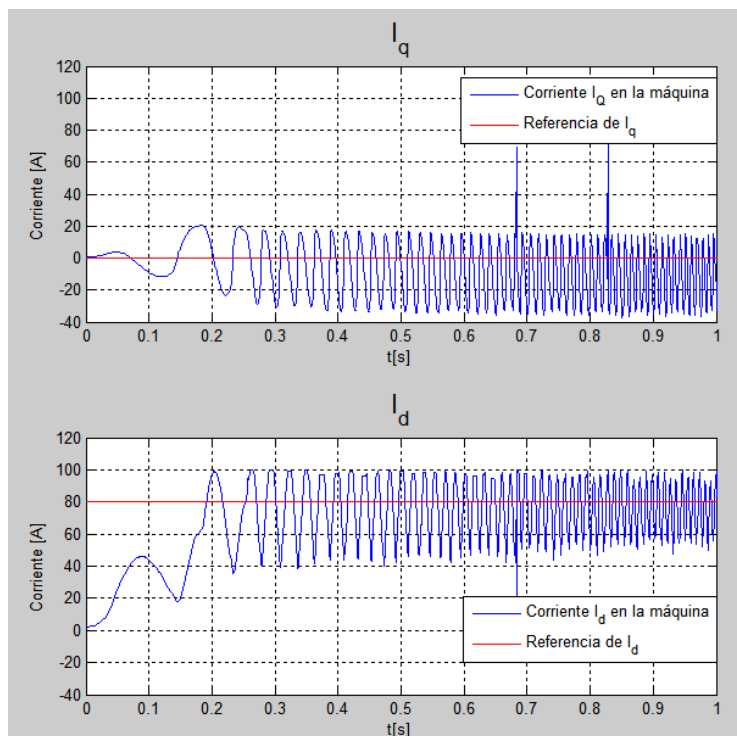


Figura 5.4: Pruebas calibración PI, régimen transitorio.

$$K_{PDQ} = 0,02, K_{IDQ} = 0,15, I_{qRef} = 0,5[A]$$

De estos gráficos se observa que existe oscilación permanente en el control de corriente en ambos ejes. Esto se debe tanto al mal ajuste de las constantes del PI, como a un valor de  $\tau_r$  erróneo, lo cual no permite la correcta orientación del control.

Considerando que el control de corriente se puede hacer operando la máquina sin rotar, se procedió a calibrar los controladores PI operando con  $I_{qRef} = 0[A]$ . Luego de varias pruebas se determinó que las constantes iniciales eran muy pequeñas y se fijaron en  $K_{PDQ} = 0,9$  y  $K_{IDQ} = 4,5$ , además de modificar la constante de rotor  $\tau_r = 0,3[s]$ . Con este nuevo set de parámetros se logró controlar las corrientes, bajo una referencia de torque nula. El resultado se muestra en las figuras Figura 5.5 y Figura 5.6, donde se observa la respuesta de control transitoria y de régimen permanente, respectivamente.

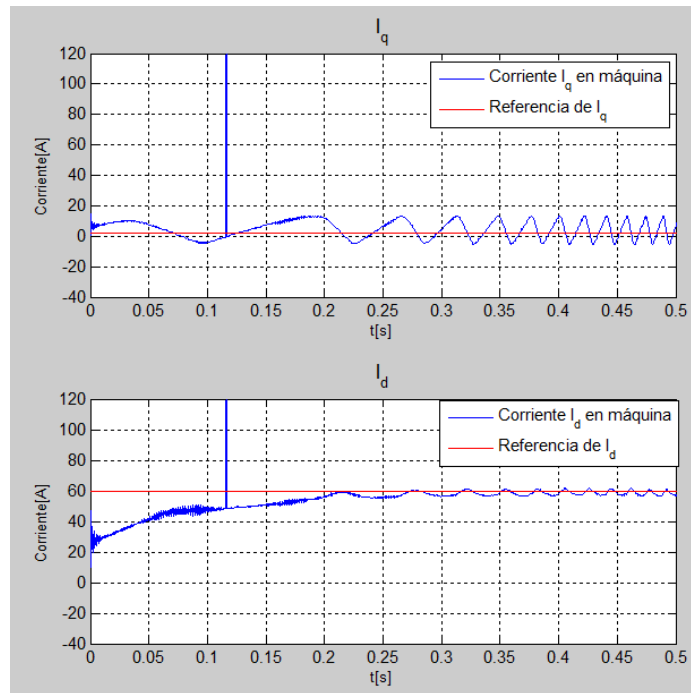


Figura 5.5: Pruebas calibración PI, régimen transitorio

$$K_{PDQ} = 0,9, K_{IDQ} = 4,5, I_{qRef} = 0[A]$$

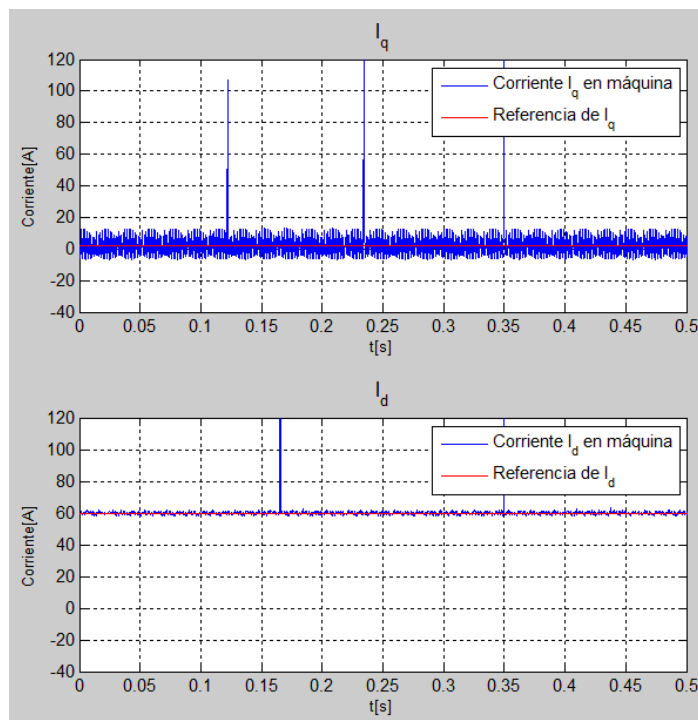


Figura 5.6 : Pruebas calibración PI, régimen permanente

$$K_{PDQ} = 0,9, K_{IDQ} = 4,5, I_{qRef} = 0[A]$$

En la Tabla 5.7 se muestra el valor RMS del error para ambas configuraciones.

Variable	Configuración inicial	Configuración mejorada
$E_{i_d}$	22,31	3,2
$E_{i_q}$	21,39	7,69

Tabla 5.7: Valor RMS del error de  $I_q$  e  $I_d$

A partir de los datos en la Tabla 5.7, se tiene que el valor RMS del error se redujo en un 64% para  $I_q$  y 85% para  $I_d$ .

Tomando en consideración estos resultados, se puede afirmar que existe un control de corriente adecuado, donde las oscilaciones permanentes en la corriente  $I_q$  se asocian al contenido armónico debido a un consumo de potencia principalmente reactivo. La presencia de estos armónicos se puede ver en la forma de onda de la corriente que se muestra en la Figura 5.3.

### 5.2.2.2 Pruebas en Vacío, $I_{qRef} \neq 0[A]$

Se procedió a realizar pruebas con variaciones en  $I_q$ , buscando mejorar la respuesta transitoria de los controladores. Tras varias iteraciones se concluyó que se debía modificar la constante  $K_{I_{DQ}}$  a 3,6. En la Figura 5.7 se muestra la respuesta a esta prueba con  $K_{I_{DQ}} = 4,5$  y en la Figura 5.8 se observa el resultado con  $K_{I_{DQ}} = 3,6$ .

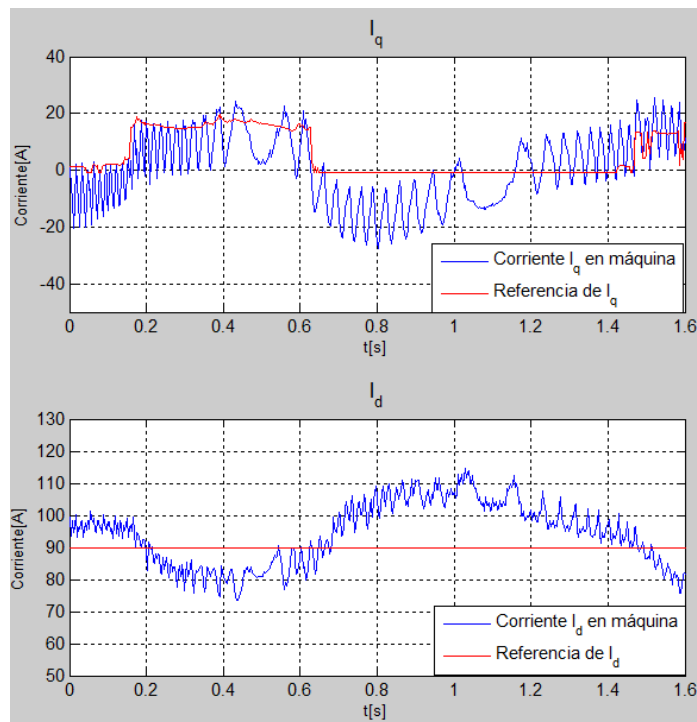


Figura 5.7: Pruebas calibración PI.  $K_{P_{DQ}} = 0,9$ ,  $K_{I_{DQ}} = 4,5$

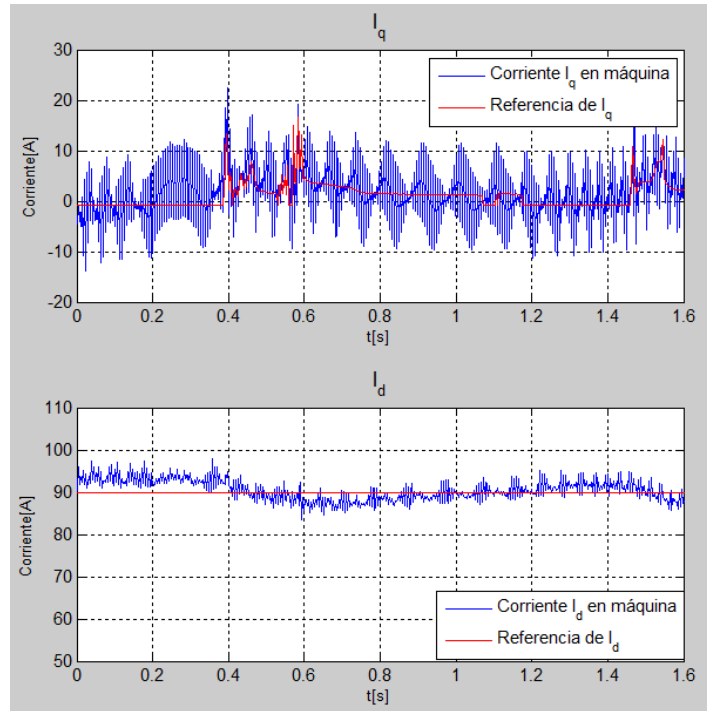


Figura 5.8: Pruebas calibración PI.  $K_{pDQ} = 0,9$  ,  $K_{iDQ} = 3,6$

A partir de estos datos se calculó el valor RMS del error para ambas corrientes respecto a su referencia. Estos resultados se muestran en la Tabla 5.8.

Variable	$K_i = 4,5$	$K_i = 3,6$
$E_{i_d}$	11,62	2,25
$E_{i_q}$	10,19	6,5

Tabla 5.8: Valor RMS del error de  $I_q$  e  $I_d$

A partir de los datos de la Tabla 5.8 se verifica la mejora en la respuesta del sistema de control, donde el valor RMS del error disminuyó en un 36% para  $I_q$  y 80% para  $I_d$ . Aunque en esta prueba las referencias de  $I_q$  no son iguales y por lo tanto esta estadística no es necesariamente concluyente, se observa una mejor respuesta de  $I_d$  tanto en los estadísticos como en los gráficos de las Figura 5.7 y Figura 5.8, donde se aprecia a simple vista una reducción en la amplitud de la variación de la corriente. Debido a esto, se decide utilizar la constante  $K_{iDQ} = 3,6$ , ya que posee una mejor respuesta para seguir a la referencia tanto en  $I_d$  como en  $I_q$ .

### 5.2.2.3 Pruebas con carga

Tras calibrar los controladores PI con la máquina operando en vacío, se validó esta configuración a través de pruebas con carga, es decir, moviendo el auto. Para esto se probó el vehículo andando en plano hasta una velocidad máxima de  $30 \left[ \frac{km}{hr} \right]$ , donde se revisaron las dos configuraciones de constantes probadas previamente. Estas son:

1.  $K_{pDQ} = 0,9$  y  $K_{iDQ} = 3,6$
2.  $K_{pDQ} = 0,9$  y  $K_{iDQ} = 4,5$

Para estas pruebas se utilizó una corriente  $I_d = 90[A]$  e  $I_{qMax} = 120$ , ya que tras algunas pruebas de movimiento iniciales, esta configuración permitió una operación con torque adecuado. En las Figura 5.9 y Figura 5.10 se muestran la respuestas del control de corriente con  $K_{i_{DQ}} = 3,6$  para el régimen transitorio y permanente, respectivamente. En las Figura 5.11 y Figura 5.12 se muestran los resultados análogos utilizando una constante  $K_{i_{DQ}} = 4,5$ .

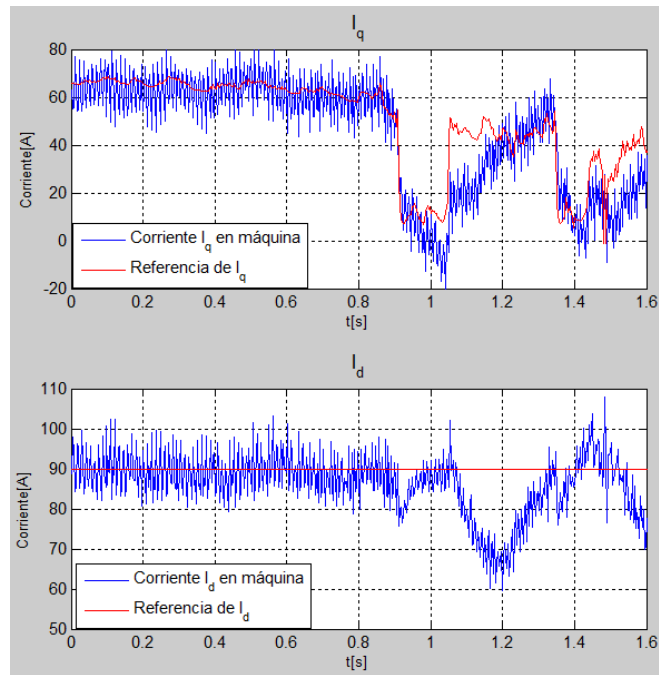


Figura 5.9 : Prueba con carga, régimen transitorio.  $K_{P_{DQ}} = 0,9$  ,  $K_{I_{DQ}} = 3,6$

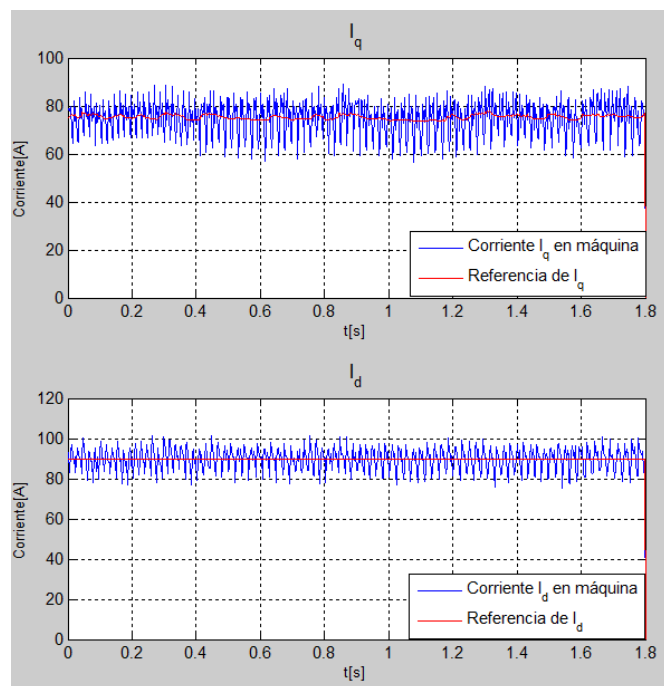


Figura 5.10 : Prueba con carga, régimen permanente.  $K_{P_{DQ}} = 0,9$  ,  $K_{I_{DQ}} = 3,6$

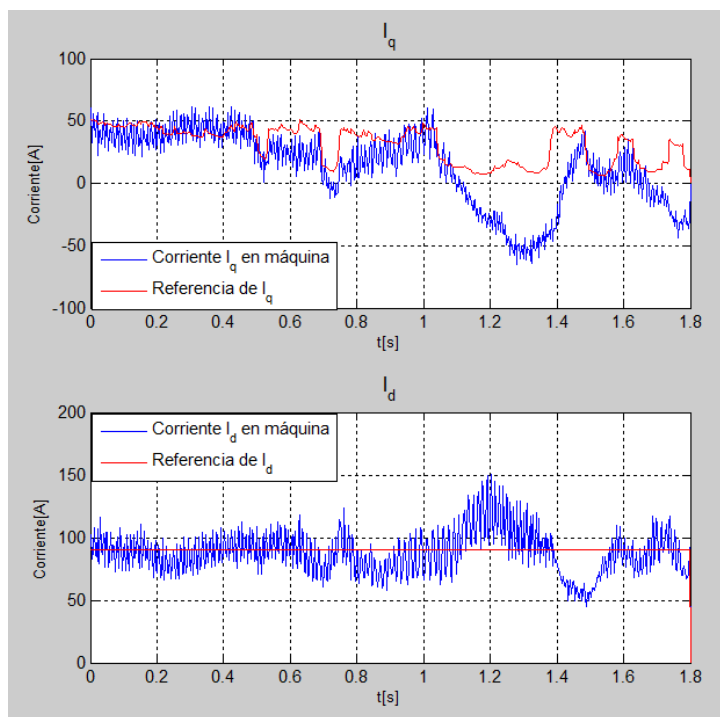


Figura 5.11: Prueba con carga, régimen transitorio.  $K_{PDQ} = 0,9$  ,  $K_{IDQ} = 4,5$

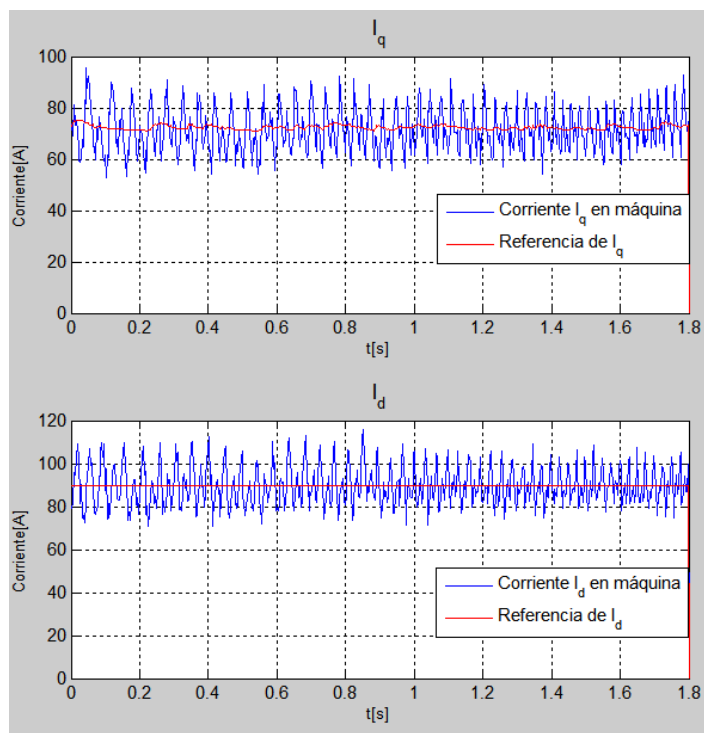


Figura 5.12: Prueba con carga, régimen permanente.  $K_{PDQ} = 0,9$  ,  $K_{IDQ} = 4,5$

A partir de los datos de ambas pruebas, se calcula el valor RMS del error entre las corrientes y sus respectivas referencias. Esto se presenta en la Tabla 5.9.

Variable	Régimen transitorio		Régimen permanente	
	$K_i = 4,5$	$K_i = 3,6$	$K_i = 4,5$	$K_i = 3,6$
$E_{i_d}$	18,04	9,34	9,14	5,55
$E_{i_q}$	28,87	14,34	8,84	7,45

Tabla 5.9: Valor RMS del error de  $I_q$  e  $I_d$

Considerando los resultados de la Tabla 5.9, se observa una reducción de valor RMS del error de 15% para  $I_q$  y de 39% para  $I_d$  en la operación en régimen permanente con  $K_i = 3,6$ , mientras que para el caso operación transitoria este disminuye en un 50% para  $I_q$  y un 48% para  $I_d$ . Cabe destacar que existe una mejora en la respuesta del sistema de control para la operación en régimen permanente, particularmente en  $I_d$ , donde la referencia es igual para ambos casos.

A partir de los resultados de las pruebas con carga, se confirmó la configuración de los parámetros propuestos por las pruebas en vacío, por lo que se continuó la calibración del sistema de control utilizando las constantes  $K_{pDQ} = 0,9$  y  $K_{IDQ} = 3,6$ .

### 5.2.3 Sintonización del control vectorial

La constante de rotor  $\tau_r$  se utiliza en el control vectorial para imponer un deslizamiento adecuado según la carga que con que se opere la máquina. En general, el torque de una máquina operada con control vectorial es muy sensible a la calibración de este parámetro, por lo que es la principal variable a medir cuando se modifica esta constante. Lamentablemente, debido a que no se cuenta con los equipos adecuados, no fue posible medir el torque, por lo que la selección de este parámetro se hizo considerando la sensación de torque que experimentada por el conductor.

La expresión que relaciona esta constante con el funcionamiento de la máquina corresponde al deslizamiento:

$$\omega_{sl} = \frac{I_{qRef}}{I_{dRef} \cdot \tau_r}$$

Cabe destacar que los valores de  $I_{dRef}$  y  $\tau_r$  deben estar relacionados de tal forma que, cuando se le exige a la máquina operar con el máximo torque, es decir  $I_{qRef} = I_{qMax}$ , el deslizamiento debe tomar el valor máximo para la adecuada operación de la máquina. Para el análisis y calibración de esta constante se asumirá que la máquina solo opera en la región de torque constante.

Tomando como punto de partida la configuración antigua del controlador, que corresponde a:  $I_{dRef} = 140[A]$ ,  $I_{qMax} = 136[A]$  y  $\tau_r = 0,0143[s]$ , se determinaron los distintos rangos del deslizamiento. Estos se muestran en la Tabla 5.10.

$I_{qRef}$	$\omega_{sl} \left[ \frac{rad}{s} \right]$	$S_{\omega_e=73} [\%]$	$S_{\omega_e=147} [\%]$	$S_{\omega_e=313} [\%]$
$I_{qMax} = 136[A]$	66,04	90,47	44,93	21,10 *
$I_{qMed} = 67,2[A]$	32,63	44,70	22,20 *	10,43 *
$I_{qLow} = 32[A]$	15,54	21,29 *	10,57 *	4,96

Tabla 5.10: Rangos deslizamiento configuración antigua.



Los resultados marcados con asteriscos corresponden a los que se utilizan en una operación normal en zonas urbanas. Esto se traduce en que al exigir una mayor corriente de cuadratura, la velocidad de la máquina debería aumentar. De todos modos, en este caso prácticamente todos los valores del deslizamiento se encuentran fuera del rango normal considerado para una máquina de inducción trifásica, donde  $S$  varía entre 0% y 6%. Por lo mismo, al probar la dinámica del vehículo, este desempeñaba un torque bajísimo.

Considerando los valores con que se experimentó durante la configuración del control de corriente, es decir:  $I_{dRef} = 90[A]$ ,  $I_{qMax} = 130[A]$  y  $\tau_r = 0,03[s]$ , se calcularon los valores del deslizamiento que se muestran en Tabla 5.11.

$I_{qRef}$	$\omega_{sl} \left[ \frac{rad}{s} \right]$	$S_{\omega_e=73} [\%]$	$S_{\omega_e=147} [\%]$	$S_{\omega_e=313} [\%]$
$I_{qMax} = 100[A]$	26,45	36,24	18,00	8,45 *
$I_{qMed} = 50[A]$	13,22	18,12	9,00 *	4,23 *
$I_{qLow} = 20[A]$	5,29	7,25 *	3,60 *	1,69

Tabla 5.11: Rangos deslizamiento configuración nueva inicial.

Los valores de deslizamiento para esta configuración, aunque algo mejores, no cumplen con el rango normal de operación de este tipo de máquina, lo cual también se observó cómo bajo torque al desplazarse, aunque se percibió una leve mejora respecto a los parámetros antiguos.

Considerando como restricción, que todos los valores de la diagonal y los inmediatamente anexos a ésta sean menores a 6%, se calculó que  $\tau_r = 0,127[s]$ , de donde se obtienen los valores de la Tabla 5.12.

$I_{qRef}$	$\omega_{sl} \left[ \frac{rad}{s} \right]$	$S_{\omega_e=73}$	$S_{\omega_e=147}$	$S_{\omega_e=313}$
$I_{qMax} = 100[A]$	26,45	11,98	5,95	2,80
$I_{qMed} = 50[A]$	13,22	5,99	2,98	1,40
$I_{qLow} = 20[A]$	5,29	2,40	1,19	0,56

Tabla 5.12: Rangos deslizamiento para  $I_{dRef} = 90[A]$  y  $\tau_r = 0,127$

Considerando esta configuración se realizaron pruebas en vacío y con carga, para comparar con los resultados anteriores. En la Figura 5.13 se muestra el resultado de la prueba con el motor en vacío. Se observan en la corriente  $I_q$  fuertes oscilaciones, lo cual es normal debido a que la máquina no consume potencia activa, por lo que no es posible estabilizar esta corriente en un nivel mayor. Por otra parte, se observa que la corriente  $I_d$  posee una pequeña oscilación en torno a la referencia, pero considerablemente inferior a la observada en pruebas anteriores, como la de la Figura 5.9. Esto se debe al desacoplamiento adecuado entre ambos ejes.

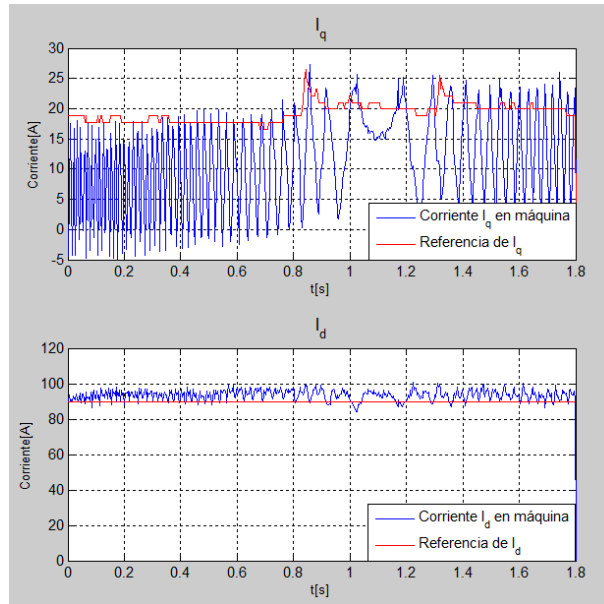


Figura 5.13: Prueba en vacío.  $\tau_r = 0,127$ ,  $K_{P_{DQ}} = 0,9$ ,  $K_{I_{DQ}} = 3,6$

En la Figura 5.14 se muestran los resultados de probar esta configuración en una prueba con carga, donde se puede ver una respuesta mejorada de ambas corrientes. Aun así se detectan variaciones en la corriente  $I_d$  debido a problemas en el des-acoplamiento de los ejes. No obstante, la respuesta de torque con esta configuración logró un desempeño del vehículo comparable con el de un automóvil convencional. En la sección 5.3 se presentan con mayor desarrollo, las pruebas realizadas para la validación final del sistema de control.

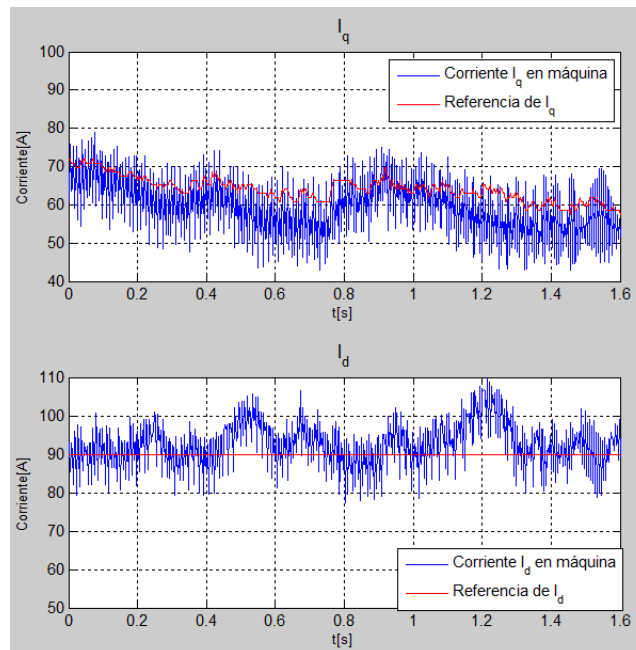


Figura 5.14: Prueba con carga.  $\tau_r = 0,127$ ,  $K_{P_{DQ}} = 0,9$ ,  $K_{I_{DQ}} = 3,6$

### Referencias externas

Paralelo a este desarrollo se investigaron por internet otras aplicaciones donde se hubiese utilizado el mismo motor y se encontró a Eric Tischer, quien realizó la conversión de un sedán *Volkswagen* modelo *Passat* [14]. Tras consultarle, confirmó que los parámetros que utiliza son:  $I_{dRef} = 61,5[A]$ ,  $I_{qMax} = 278[A]$  y  $\tau_r = 0,18[s]$

Se debe tener en consideración que, a diferencia del Lada Niva, su vehículo puede operar hasta  $9000[rpm]$ , por lo que al comparar los valores del deslizamiento, no necesariamente deben ser iguales para la operación hasta  $3.000 [rpm]$ . Este resultado se muestra en la Tabla 5.13,

$I_{qRef}$	$\omega_{sl} \left[ \frac{rad}{s} \right]$	$S_{\omega_e=73}$	$S_{\omega_e=147}$	$S_{\omega_e=313}$
$I_{qMax} = 100[A]$	26,45	12,18	6,05	2,84
$I_{qMed} = 50[A]$	13,22	6,09	3,02	1,42
$I_{qLow} = 20[A]$	5,29	2,44	1,21	0,57

Tabla 5.13: Rangos deslizamiento para  $I_{dRef} = 61,2[A]$  y  $\tau_r = 0,18$

Al probar esta configuración se experimentó una respuesta muy similar a la configuración final encontrada, considerando la restricción de  $S < 6[\%]$ , aunque con una respuesta de torque ligeramente menor.

### 5.3 Pruebas de validación

Tras calibrar los distintos módulos y los parámetros del controlador de tracción se procedió a validar el funcionamiento del sistema de control operando con  $\tau_r = 0,123$ ,  $I_d = 90[A]$  e  $I_{qMax} = 120[A]$ . Para esto se plantearon algunas pruebas mínimas que debía realizar. Estas son:

1. Iniciar el VE solamente con la llave desde el asiento del conductor.
2. Moverse hacia adelante y en reversa.
3. Desplazarse a  $50 \left[ \frac{Km}{hr} \right]$  en marcha normal.
4. Transitar por la calle a una velocidad regular de ciudad, con tres personas en su interior, en forma estable y sin fallas.
5. Subir y bajar una pendiente de 24%.
  - a. Esta prueba correspondía a la rampa para acceder al taller mecánico del departamento de Ingeniería Eléctrica, desde la calle Tupper, de la Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile. En la Figura 5.15 se muestra la rampa junto al Lada Niva.



Figura 5.15: Rampa utilizada para probar la respuesta del VE.

### 5.3.1 Pruebas urbanas

Las pruebas 1, 2, 3 y 4 fueron completadas sin problemas al realizar el circuito de 1,7[Km] presentado en la Figura 5.16, donde se midió la velocidad de la máquina, las corrientes  $I_d$  e  $I_q$  y sus respectivas referencias a través del monitoreo en tiempo real.

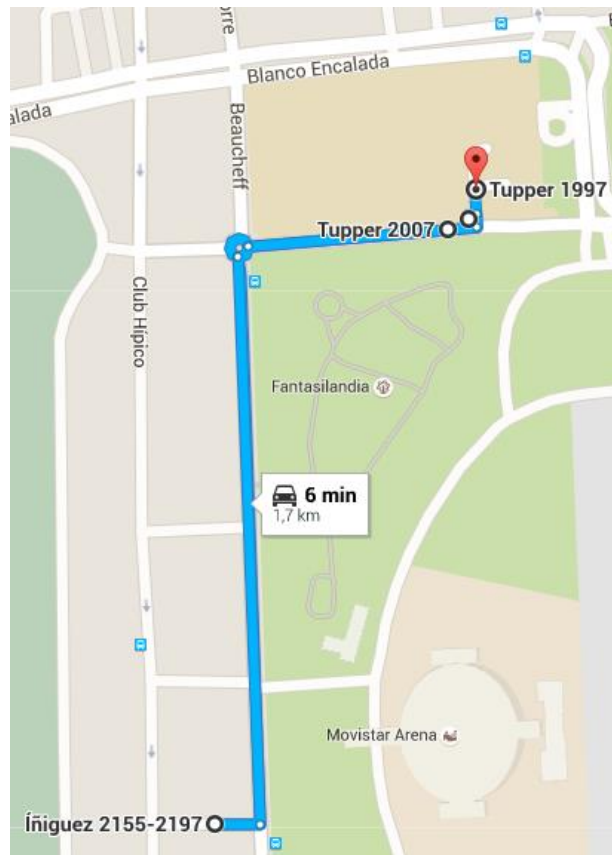


Figura 5.16: Circuito de prueba del vehículo.

En la Figura 5.17 se muestra la velocidad de la máquina  $\omega_r$ , la velocidad síncrona  $\omega_e$  de ésta y el deslizamiento  $\omega_{sl}$ . En esta figura se puede apreciar que la diferencia entre la velocidad mecánica y la eléctrica es pequeña. Esto se puede verificar en particular en la Figura 5.18, donde se muestra el deslizamiento porcentual, el cual en su máximo alcanza un 2,6%, lo cual está en el rango adecuado según lo diseñado.

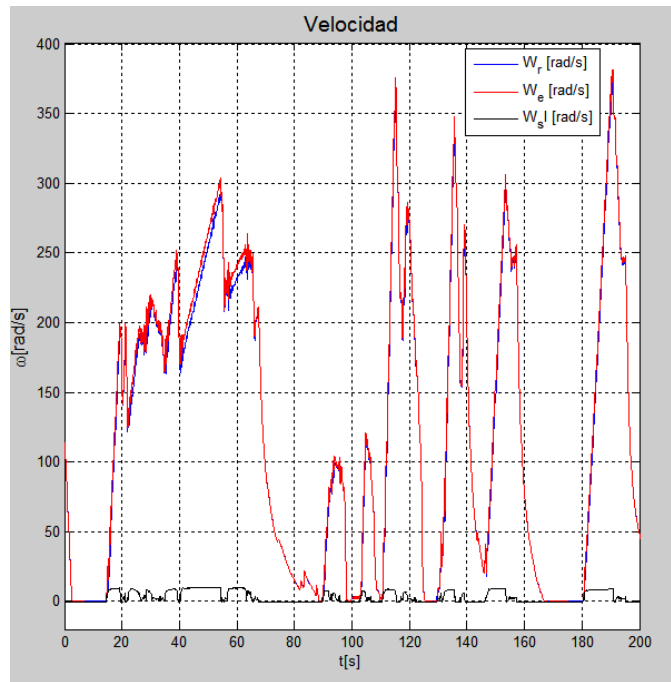


Figura 5.17:  $\omega_e$ ,  $\omega_r$  y  $\omega_{sl}$  en pruebas de operación urbana.

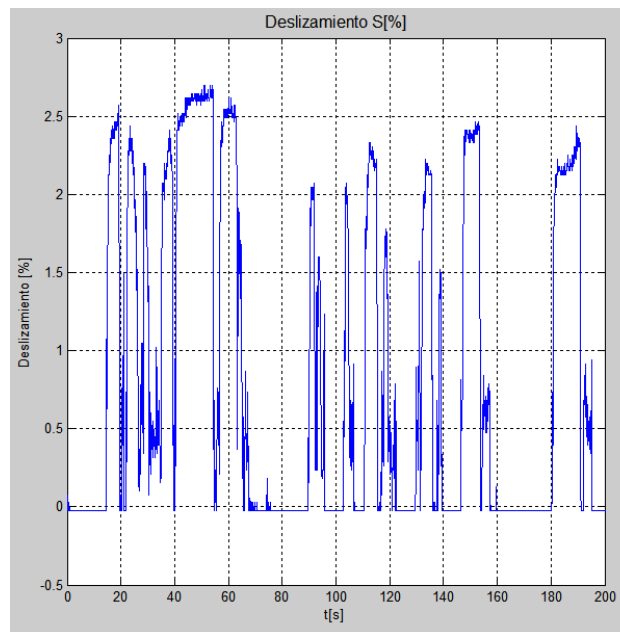


Figura 5.18: Deslizamiento porcentual en prueba de operación urbana.

En la Figura 5.19 se muestran las corrientes  $I_q$  e  $I_d$  para la prueba de operación urbana. Debido a que el monitoreo en tiempo real permite tomar hasta 10 muestras por segundo, en estas no se logra observar el comportamiento transitorio de las corrientes. No obstante, es posible apreciar que existe una convergencia de las éstas a su referencia. Además se destacan grandes variaciones de  $I_d$  cuando se reduce  $I_q$ , lo cual puede ser un punto crítico de mejora si se desea implementar un frenado regenerativo de mayor potencia.

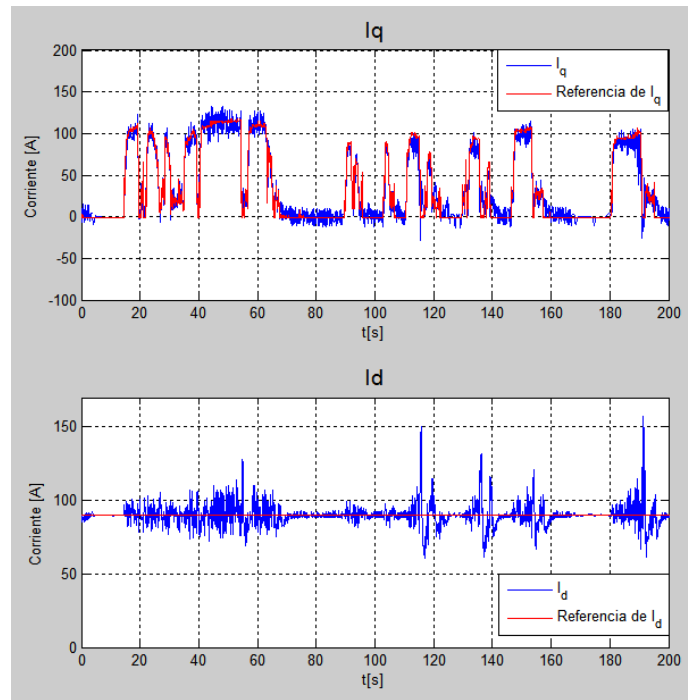


Figura 5.19: Comportamiento de  $I_q$  e  $I_d$  en operación urbana.

### 5.3.2 Pruebas en la rampa

Posteriormente, se realizó la prueba con la rampa indicada, donde fue necesario incrementar  $I_d$  a 95[A] y el valor máximo de  $I_q$  a 145[A] debido a la alta exigencia de la pendiente y que no se contaba con espacio suficiente para iniciar la subida con velocidad. Nuevamente se midió la velocidad de la máquina, las corriente  $I_d$  e  $I_q$  y sus respectivas referencias a través del monitoreo en tiempo real.

En la Figura 5.20 se muestra la velocidad de la máquina  $\omega_r$ , la velocidad síncrona  $\omega_e$  de ésta y el deslizamiento  $\omega_{sl}$ . Hasta  $t = 45[s]$ , las variaciones de velocidad corresponden al acercamiento hacia la rampa. A partir de este instante se inicia el real ascenso, donde se puede observar un deslizamiento mayor al de las pruebas de uso urbano. En la Figura 5.21 se puede ver el deslizamiento porcentual, el cual en este caso alcanza un 7%, lo que supera lo esperado por el diseño. Esto se debe al aumento de  $I_{qMax}$  y a que se está operando con la corriente de torque casi máxima, tal como se ve en la Figura 5.22, y a una velocidad inferior a  $120 \left[ \frac{rads}{s} \right]$ , equivalente a  $1.172[rpm]$ , lo que conlleva a un aumento del índice  $S$ .

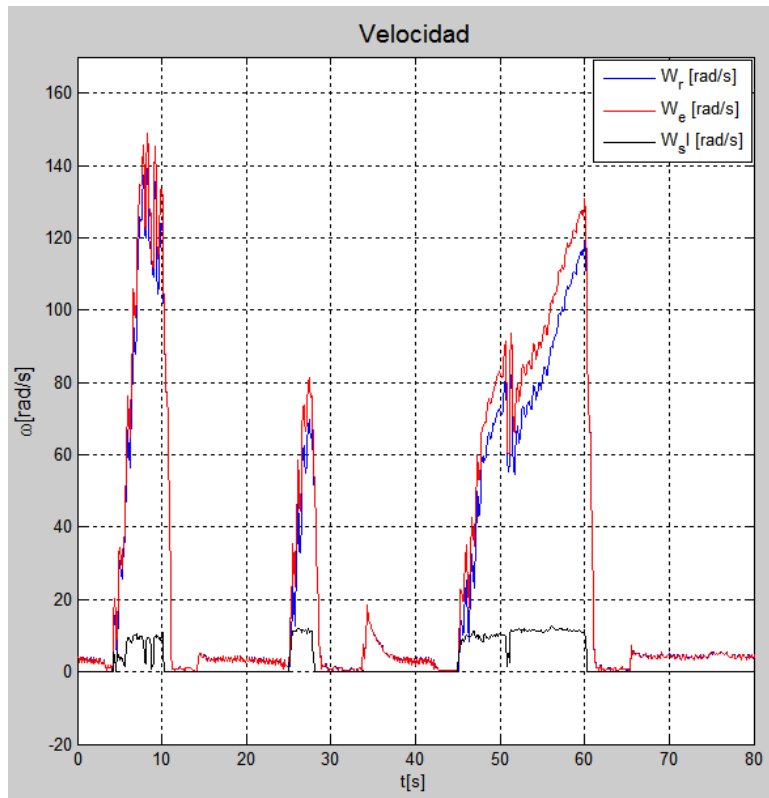


Figura 5.20:  $\omega_e$ ,  $\omega_r$  y  $\omega_{sl}$  en prueba de rampa.

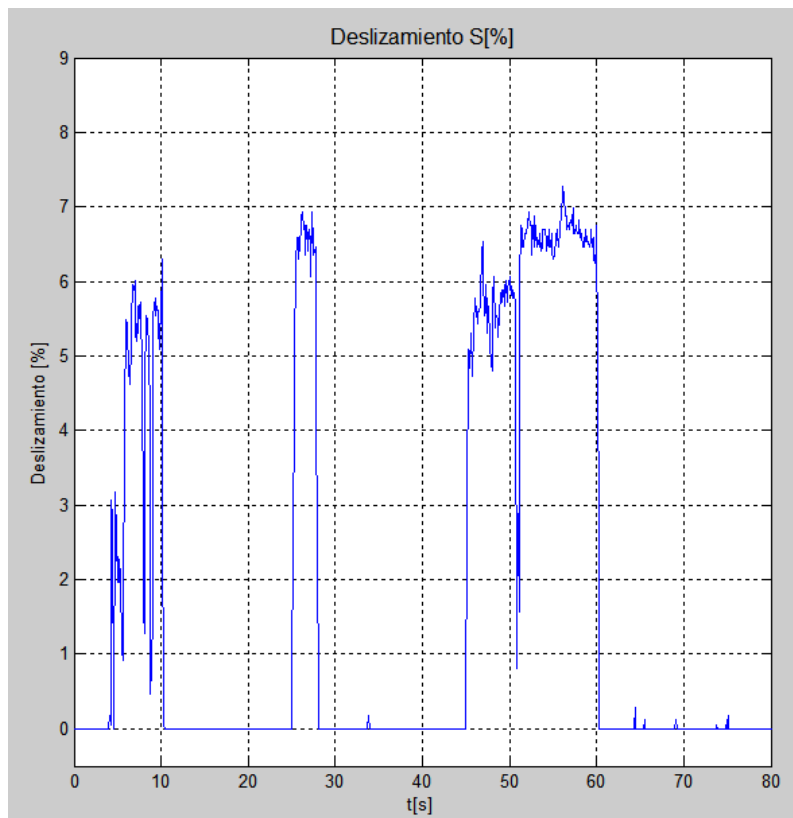


Figura 5.21 Deslizamiento porcentual en prueba de rampa.

En la Figura 5.22 se muestran las corrientes  $I_q$  e  $I_d$  para la prueba de rampa, donde la subida específicamente se inicia a partir de  $t = 45[s]$ . A partir de estos datos, es posible verificar nuevamente la correcta operación de los controladores diseñados.

A diferencia de las corrientes en la prueba en ciudad, se observa una variación en  $I_d$  menor, aun cuando  $I_q$  alcanza valores superiores a los de la otra prueba. El valor *RMS* del error para  $I_d$  en la prueba urbana es de 28,97 mientras que al subir la rampa este es de 3,81, lo que equivale a una reducción de 86%. Esto se debe principalmente a la diferencia en la velocidad de operación de ambas pruebas, ya que al operar con mayor velocidad los términos relacionados con  $\omega_e$  de las ecuaciones ( 2.15 ) y ( 2.16 ) ( 2.1 ) toman un mayor peso, por lo que la simplificación del diseño considerada en 2.4.4 genera mayor distorsión en el control.

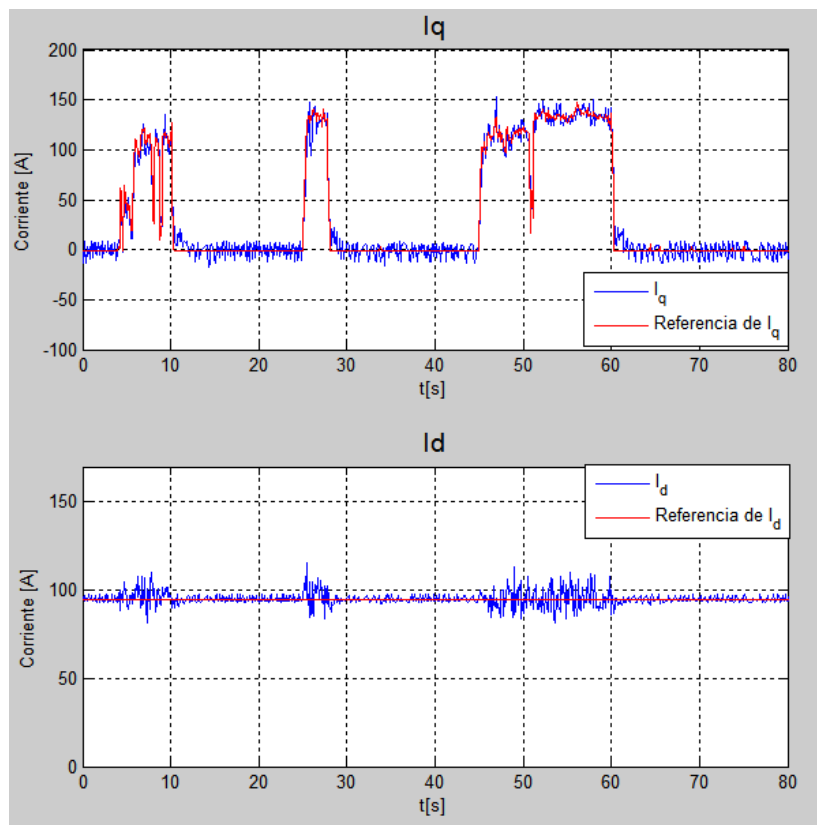


Figura 5.22: Comportamiento de  $I_q$  e  $I_d$  en prueba de rampa.



## 6 Conclusiones

En este trabajo se investigan las actuales tecnologías que se utilizan en los componentes de potencia de los vehículos eléctricos. En particular se comparan las principales variedades de baterías disponibles, donde destacan las de litio por su alta densidad de energía y potencia, lo cual es clave para el uso aplicaciones móviles como los vehículos eléctricos.

También se exponen los tres tipos de motores más utilizados en la industria, comparando sus virtudes y falencias, donde sobresale la máquina de inducción debido a su simpleza y bajo costo, además del motor síncrono de imanes permanentes, por su alta eficiencia y densidad de potencia sobre volumen.

Se revisan las principales características de controladores comerciales de motores utilizados en vehículos eléctricos y se determinan las características básicas que estos deben incorporar, como el control vectorial, bus CAN, monitoreo en tiempo real y configuración de parámetros por el usuario, entre otras. Además, se determinan las características deseables como la función automática para sintonizar parámetros y un control supervisor que permita responder ante fallas.

Considerando los estándares comerciales de desarrollo de controladores, se propone y diseña un sistema de control para vehículos eléctricos que satisficiera estos requerimientos, basado en dos controladores: el primero encargado de operar el convertidor de potencia para mover el vehículo; y el segundo, como un computador central capaz de monitorear y coordinar todos los sistemas que integran el automóvil. Ambos se diseñan en base a módulos compatibles con los estándares de comunicación de la industria automotriz y por lo mismo, sus posibilidades de replicar o rediseñar, solo requieren modificaciones en la configuración de la PCB.

Posteriormente se diseña la electrónica necesaria para implementar ambos controladores, y luego construir y montar ambos en el Lada Niva, el cual se utiliza como plataforma de prueba.

Se implementa un protocolo de comunicación serial que permite comunicarse con ambos controladores para configurar parámetros, accionar banderas, consultar sobre fallas y solicitar mediciones de la operación del vehículo. Esta comunicación facilitó el desarrollo de las pruebas de calibración de los controladores y su ajuste de parámetros.

Debido a que no se cuenta con las características internas de la máquina, no es posible diseñar los lazos de control en forma teórica. No obstante, se logran implementar los controladores PI para el control de corriente a través una serie de pruebas experimentales. Finalmente, se logra controlar las corrientes  $I_q$  e  $I_d$  en un rango de 0 a 150[A] según la referencia entregada por el conductor.

Se estima el valor del parámetro  $\tau_r$  mediante un análisis teórico, y se compara con el utilizado por otro usuario del mismo motor. Se compara la respuesta de distintas opciones y se determina la mejor mediante pruebas experimentales con carga.

Se valida el sistema de control diseñado mediante pruebas de uso urbano, donde se da usa al vehículo en un circuito de 1,7[Km] y se alcanzan hasta 50  $\left[\frac{km}{hr}\right]$  transportando a 3 personas en su interior. La máquina se opera hasta cerca de 3.400[rpm] con una potencia estimada de 31[kW]<sup>4</sup>. Además, se valida el funcionamiento al subir una rampa

---

<sup>4</sup> Se asume que se opera con torque nominal igual a 90[Nm]

de pendiente de 24%, donde la velocidad máxima de la maquina es de 1.150[rpm] y una potencia estimada de 13,5[kW]. Aunque no se ha probado en su máxima potencia, se destaca la estabilidad del sistema en las pruebas realizadas, donde no ocurrieron fallas.

## 6.1 Trabajos futuros

### 6.1.1 Lada Niva

Como trabajo futuro para mejorar el uso del vehículo Lada Niva se propone cambiar el BMS por uno que permita monitorear la tensión, temperatura y corriente de las baterías, y así poder implementar un estimador de estado de carga (SOC) y un estimador de estado de salud (SOH) del banco.

Además, se podría mejorar la seguridad del vehículo si se rediseñan y reubican los contactores y el fusible de las baterías, ya que al ser elementos energizados con baja tensión, sus partes activas deberían estar confinadas dentro de habitáculos que las aislen de los usuarios del auto.

En el ámbito mecánico del vehículo, se sugiere instalar un sistema de refrigeración al motor, que le permita operar a mayor potencia sin riesgo de sobrecalentamiento. Junto con esto, se recomienda proteger los fierros que sujetan al motor del óxido.

Para mejorar la experiencia del usuario y facilitar el desarrollo de nuevos sistemas en el control del vehículo, se recomienda incorporar una interfaz digital para configurar parámetros, obtener datos de la operación y monitorear en forma automática las variables del auto.

### 6.1.2 Sistema de control

Para desarrollar el sistema de control se propone investigar e implementar metodologías para estimar parámetros de una máquina en forma automática. Además, para mejorar el desempeño del vehículo, se sugiere rediseñar los controladores de corriente basándose en los parámetros estimados. Se puede considerar como opción el uso de un control adaptativo que permita sintonizar los parámetros del vehículo y ajustar en forma automática los controladores cuando se requiera. Con intención de mejorar el control en altas velocidades y la respuesta dinámica del control, se propone evaluar la inclusión de los términos de desacoplamiento en el esquema implementado.

Aunque el vehículo no se pensó para ser usado principalmente en carretera, se propone desarrollar un control de velocidad crucero. Utilizando este esquema se puede implementar un regulador que permita limitar la velocidad máxima del motor en forma óptima, para proteger la caja de cambios de velocidades superiores a las 4.000[rpm].

Con un fin puramente de investigación, se podría implementar un control sin censado de velocidad en forma directa (“*Sensorless*”).

Finalmente, es deseable la implementación de los módulos CAN para permitir la comunicación entre controladores y de éstos con el usuario y el resto del auto. Para ello se puede utilizar como base la librería desarrollada para la comunicación serial. No obstante ésta también puede mejorarse en cuanto al uso eficiente de los bits en sus mensajes, dado que para la representación del comando (CMD) se utiliza un carácter para cada dígito (32 bits en total), lo que se podría reducir a un entero positivo de 16 bits. De igual forma, es recomendable implementar una función *check-sum* que permita revisar la integridad del mensaje con menos bits agregados y no tener que repetir el número en el mensaje.

## 7 Bibliografía

- [1] U.S Energy Information Administration, «U.S Energy Information Administration. Independen Statistics & Analysis.,» 2012. [En línea]. Available: <http://www.eia.gov/totalenergy/>. [Último acceso: 14 12 2015].
- [2] J. J.Lowry, *Electric Vehicle Technology*, Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
- [3] I. Polanco, Memoria para optar al grado de Magíster en Ciencias de la ingeniería, mención Eléctrica :Diseño e implementación de un controlador de potencia para la tracción y conexión V2uG de un vehículo eléctrico utilitario, Santiago de Chile: Departamento de Ingeniería Eléctrica-Facultad de Ciencias Físicas y Matematicas, Universidad de Chile, 2014.
- [4] C. Chan, «The State of the Art of Electric Vehicles Technology,» de *Power Electronics and Motion Control Conference. IPEMC*, 2002.
- [5] M. S. Whittingham, «History, Evolution, and Future Status of Energy Storage,» *Proceeding of the IEEE*, vol. 100, nº 1, pp. 1518-1534, 2012.
- [6] C. C. Chan, «An Overview of Power Electronics in Electric Vehicles,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 44, pp. 3-14, 1997.
- [7] R. Cárdenas, «Apuntes del curso: Dispositivos de Electrónica de Potencia,» Universidad de Chile, Santiago.
- [8] J. Vargas, Memoria para optar al título de ingeniero Civil Electricista :Conversión a auto eléctrico basada en un accionamiento trifasico: Diseño, modelación e implementación., Santiago de Chile: Departamento de Ingeniería Eléctrica-Facultad de Ciencias Físicas y Matematicas, Universida de Chile, 2012.
- [9] I. Powerex, «Powerex PP300T060 Datasheet,» Powerex, Inc., Youngwood, Pennsylvania.
- [10] Y. G. S. E. A. E. Mehrdad Ehsani, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles. Fundamentals, Theory and Design*, London: CRC Press, 2005.
- [11] R. Cárdenas, «Apuntes: Control Vectorial de máquinas de inducción jaula de ardilla,» Universidad de Chile, Santiago, 2011.
- [12] R. B. GmbH(Ed.), *Bosch Automotive Electrics and Automotive Electronics*, Plochingen, Germany: Springer Vieweg, 2007. 5th edition.
- [13] Maxim Integrated Products, Inc, «<https://www.maximintegrated.com>,» Maxim Integrated, 15 December 2006. [En línea]. Available:

<https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3947>. [Último acceso: 18 October 2015].

- [14] E. Tischer, «Eric Tischer's Page On the Web,» 9 11 2012. [En línea]. Available: <http://etischer.com/awdev/>. [Último acceso: 21 10 2015].
- [15] J. d. Santiago, «Electrical Motor Drivelines in Comercial All-Electric Vehicles,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, nº 2, pp. 475-484, 2012.
- [16] V. Castañeda, «Memoria para optar el Título de Ingeniero Civil Electricista: Lűfke I Auto reciclado con tracción Electrica para la ciudad de Santiago de Chile,» Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, Santiago de Chile, 2005.
- [17] S. L. B. Brant, *Build your own Electric Vehicle*, New York: McGraw-Hill, 2009.

## 8 Anexos

### 8.1 Transformadas utilizadas en el sistema de control

#### 8.1.1 Transformada de Park

La transformada de Park utilizada corresponde a:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2/3) & \cos(\theta + 2/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2/3) & -\sin(\theta + 2/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Donde la magnitud  $\sqrt{X_d^2 + X_q^2 + X_0^2}$  equivale a valor de  $X_i$  peak.

#### 8.1.2 Transformada de DQ a $\alpha\beta$

La transformada para convertir desde las coordenadas DQ a  $\alpha\beta$  que se utilizó corresponde a:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$

### 8.2 Tabla de conexiones de cada controlador

#### 8.2.1 Controlador de tracción

Conector	PIN	Función
BUS Powerex	1	Shield - GND
BUS Powerex	2	PWM A-
BUS Powerex	3	Falla fase A
BUS Powerex	4	PWM A+
BUS Powerex	5	PWM B-
BUS Powerex	6	PWM B+
BUS Powerex	7	Falla fase B
BUS Powerex	8	PWM C-
BUS Powerex	9	Falla fase C
BUS Powerex	10	PWM C+
BUS Powerex	11	Falla temperatura
BUS Powerex	12	NC
BUS Powerex	13	AI- Tensión DC
BUS Powerex	14	Vcc=24[V] input
BUS Powerex	15	Vcc=24[V] input
BUS Powerex	16	Vcc=15[V] - NC
BUS Powerex	17	Vcc=15[V] - NC
BUS Powerex	18	GND
BUS Powerex	19	GND
BUS Powerex	20	AI- Temperatura conversor

<b>BUS Powerex</b>	21	GND
<b>BUS Powerex</b>	22	AI- Corriente fase A
<b>BUS Powerex</b>	23	GND
<b>BUS Powerex</b>	24	AI- Corriente fase B
<b>BUS Powerex</b>	25	GND
<b>BUS Powerex</b>	26	AI- Corriente fase C
<b>J7 DB15 bus CG</b>	1	GND
<b>J7 DB15 bus CG</b>	2	DI 1
<b>J7 DB15 bus CG</b>	3	NC
<b>J7 DB15 bus CG</b>	4	DO 2
<b>J7 DB15 bus CG</b>	5	DO 1
<b>J7 DB15 bus CG</b>	6	NC
<b>J7 DB15 bus CG</b>	7	DO 4
<b>J7 DB15 bus CG</b>	8	DO 3
<b>J7 DB15 bus CG</b>	9	DI 2
<b>J7 DB15 bus CG</b>	10	GND
<b>J7 DB15 bus CG</b>	11	NC
<b>J7 DB15 bus CG</b>	12	GND
<b>J7 DB15 bus CG</b>	13	GND
<b>J7 DB15 bus CG</b>	14	GND
<b>J7 DB15 bus CG</b>	15	GND
<b>J3 DB9 encoder</b>	5	Señal encoder
<b>J3 DB9 encoder</b>	8	Vcc=15[V] -Output
<b>J3 DB9 encoder</b>	1	GND
<b>J6 DB9 serial lateral</b>	2	rs 232 RX
<b>J6 DB9 serial lateral</b>	3	rs 232 TX
<b>J6 DB9 serial lateral</b>	5	GND
<b>J5 DB9 serial vertical</b>	2	rs 232 RX
<b>J5 DB9 serial vertical</b>	3	rs 232 TX
<b>J5 DB9 serial vertical</b>	5	GND
<b>J4 DB9 encoder dif</b>	1	Vcc=5[V]. Output
<b>J4 DB9 encoder dif</b>	2	Input A-
<b>J4 DB9 encoder dif</b>	3	Input B-
<b>J4 DB9 encoder dif</b>	4	Input C-
<b>J4 DB9 encoder dif</b>	5	GND
<b>J4 DB9 encoder dif</b>	6	Input A+
<b>J4 DB9 encoder dif</b>	7	Input B+
<b>J4 DB9 encoder dif</b>	8	Input C+
<b>J8 DB9 bus can</b>	2	CAN ISO. GND
<b>J8 DB9 bus can</b>	3	CAN L
<b>J8 DB9 bus can</b>	9	CAN H
<b>CON 1</b>	1(+)	12[V] batería auxiliar
<b>CON 1</b>	2(-)	GND batería auxiliar
<b>CON3A</b>	1	Relé 1 Input 1
<b>CON3A</b>	2	Relé 1 Input 2

CON4A	1	Relé 2 Input 1
CON4A	2	Relé 2 Input 2
CON3B	1	Relé 3 Input 1
CON3B	2	Relé 3 Input 2
CON4B	1	Relé 4 Input 1
CON4B	2	Relé 4 Input 2
J2 Acelerador	1	Rh
J2 Acelerador	2	Rp
J2 Acelerador	3	GND

Tabla 8.1: Lista de pines controlador tracción

### 8.2.2 Controlador general

Conector	PIN	Función
J7 DB15 bus CG	1	GND
J7 DB15 bus CG	2	DO 2
J7 DB15 bus CG	3	NC
J7 DB15 bus CG	4	DI 2
J7 DB15 bus CG	5	DI 1
J7 DB15 bus CG	6	NC
J7 DB15 bus CG	7	DI 4
J7 DB15 bus CG	8	DI 3
J7 DB15 bus CG	9	DO1
J7 DB15 bus CG	10	GND
J7 DB15 bus CG	11	NC
J7 DB15 bus CG	12	GND
J7 DB15 bus CG	13	GND
J7 DB15 bus CG	14	GND
J7 DB15 bus CG	15	GND
J3 DB9 encoder	5	Señal encoder
J3 DB9 encoder	8	Vcc=15[V] -Output
J3 DB9 encoder	1	GND
J4 DB9 serial lateral	2	rs 232 RX
J4 DB9 serial lateral	3	rs 232 TX
J4 DB9 serial lateral	5	GND
J2 DB9 serial vertical	2	rs 232 RX
J2 DB9 serial vertical	3	rs 232 TX
J2 DB9 serial vertical	5	GND
J3A DB9 bus can	2	CAN2 ISO GND
J3A DB9 bus can	3	CAN2 L
J3A DB9 bus can	9	CAN2 H
J3B DB9 bus can	2	CAN1 ISO GND
J3B DB9 bus can	3	CAN1 L
J3B DB9 bus can	9	CAN1 H
CON 1	1(+)	12[V] batería auxiliar
CON 1	2(-)	GND batería auxiliar

CON3A	1	Relé 1 Input
CON3A	2	Relé 1 Output
CON4A	1	Relé 2 Input
CON4A	2	Relé 2 Output
CON3B	1	Relé 3 Input
CON3B	2	Relé 3 Output
CON4B	1	Relé 4 Input
CON4B	2	Relé 4 Output
J6 DI BMS	1	DI BMS 2
J6 DI BMS	2	GND
J6 DI BMS	3	GND
J6 DI BMS	4	DI BMS 1
CON 5	1	DI CONTACTOR 2
CON 5	2	GND
CON 6	1	DI CONTACTOR 1
CON 6	2	GND
J1- DB 9 Marchas	1	DI 1
J1- DB 9 Marchas	2	DI 2
J1- DB 9 Marchas	3	DI 3
J1- DB 9 Marchas	4	DI 4
J1- DB 9 Marchas	6	GND
J1- DB 9 Marchas	7	GND
J1- DB 9 Marchas	8	GND
J1- DB 9 Marchas	9	GND
CON 7	1	DO Aux 1
CON 7	2	GND
CON 8	1	DO Aux 2
CON 8	2	GND
J8 DB9 -Entradas análogas	1	AI Aux 1
J8 DB9 -Entradas análogas	2	Vcc=5[V] Output
J8 DB9 -Entradas análogas	4	AI aun 2
J8 DB9 -Entradas análogas	5	Vcc=5[V] Output
J8 DB9 -Entradas análogas	6	GND
J8 DB9 -Entradas análogas	9	GND
J5- Sensor corriente Baterías	1	Vcc=5[V] Output
J5- Sensor corriente Baterías	2	GND
J5- Sensor corriente Baterías	3	AI Corriente Baterías
J5- Sensor corriente Baterías	4	$V_{ref} = 2,5[V]$ Input

Tabla 8.2: Lista de pines controlador general



### 8.3 Librería comunicación serial

En la comunicación serial implementada, todos los mensajes constan de dos partes: un comando o “*CMD*”, seguido por un número (“*VAL*”), el cual se repite 2 veces para revisar que la comunicación no sufrió de fallas durante él envío.

El valor *CMD* consiste en un número de 4 dígitos, el cual representa la consulta o modificación en los registros que se desea realizar. *VAL* contiene el valor de la variable que se desea modificar, o el de las consultadas. Este se representa como un entero positivo de 16 bits, por lo que antes de ser enviado, se le suma *SUM* para volverlo positivo y se multiplica por *AMP*, para conservar algunos decimales. El valor de *SUM* y *AMP* depende del comando enviado. Esto se podría estandarizar si se determina un valor para *SUM* y *AMP* que mantenga el valor de cualquier variable dentro del rango representable por un entero de 16 bits. En la Tabla 8.3 se presentan todos los comandos implementados con sus respectivos parámetros.

<b>CMD0</b>	<b>CMD</b>	<b>Función</b>	<b>Tipo de variable modificada</b>	<b>AMP</b>	<b>SUM</b>	<b>Valor máximo val</b>	<b>Valor mínimo val</b>
<b>send</b>	1201	Modifica el registro " <i>send_ok</i> " al valor 1. Primer msg para envío de datos operación	int	X	X	X	0
<b>mide</b>	1212	Modifica el registro " <i>buff.go</i> " al valor 1. Inicia el envío de los datos almacenados en buffer	int	X	X	X	0
<b>smde</b>	4355	Modifica el valor de la variable " <i>s_mode</i> "(variables a almacenar en buffer.	int	10	500	6053	0
<b>step</b>	4378	Modifica el valor de la variable " <i>step_dat</i> ". Ajusta el intervalo de la toma de datos.	int	10	500	6053	0
<b>tcnf</b>	5393	Modifica el valor de <i>WE.Tau_r</i>	double	10000	0	6,553	0,0001

<b>AQKP</b>	5601	Modifica el valor de <i>PI_IQ.Kp_ajuste</i>	double	100	0	655,3	0,01
<b>AQKI</b>	5622	Modifica el valor de <i>PI_IQ.Ki_ajuste</i>	double	100	0	655,3	0,01
<b>ADKP</b>	5801	Modifica el valor de <i>PI_ID.Kp_ajuste</i>	double	100	0	655,3	0,01
<b>ADKI</b>	5822	Modifica el valor de <i>PI_Id.Ki_ajuste</i>	double	100	0	655,3	0,01
<b>RLGO</b>	6001	Modifica el calor de "rele_go" a 1	int	1	100	600	0
<b>PWMS</b>	6022	Modifica el valor de "pwms" al valor de <i>val</i>	int	1	200	600	0
<b>IDRF</b>	5845	Modifica el valor de <i>IdRef</i>	double	10	500	6053	0
<b>IQBA</b>	5645	Modifica el calor de <i>lqbt</i>	double	10	500	6053	0
<b>RMPA</b>	6060	Modifica el valor de <i>Asw. 1</i> activa rampa de la referencia del acelerador, 0 la desactiva.	double	1	100	600	0
<b>RMPS</b>	6065	Modifica el calor de <i>Rampa.stepm</i>	double	10	500	6053	0
<b>IQMN</b>	6080	Modifica el valor de <i>lqMin</i> (se usa negativo o positivo)	double	100	50	655	0
<b>RGMX</b>	6085	<i>Regmax</i> : se envía valor absoluto	double	100	50	655	0
<b>FAQU</b>	9001	Consulta la variable "ft". Luego la modifica ft=0.	int	10	500	6053	0
<b>CLFA</b>	9022	Limpia las variables con valor de falla	int	10	500	6053	0
<b>DO01</b>	2001	Envía el valor para la variable <i>do1</i>	int	10	500	6053	0
<b>DO02</b>	2022	Envía el valor para la variable <i>do2</i>	int	10	500	6053	0

<b>DO03</b>	2033	Envía el valor para la variable <i>do3</i>	int	10	500	6053	0
<b>DO04</b>	2044	Envía el valor para la variable <i>do4</i>	int	10	500	6053	0
<b>DIQU</b>	2030	Consulta el valor de las variables <i>di1,di2,di3,di4</i> , <i>fbms</i> , <i>fbdc</i> en CG. <i>di1</i> y <i>di2</i> en CT	int	10	500	6053	0
<b>QVDC</b>	2088	Consulta el valor de <i>Vdc</i>	double	10	500	6053	0

Tabla 8.3: Librería de comandos utilizados en comunicación serial

### 8.3.1 Consulta de fallas

Para simplificar la consulta de fallas a los controladores se utilizó una variable auxiliar ( $f_t$ ) que resume el estado de fallas a un solo entero. En el controlador de tracción se utilizó la siguiente asignación:

$$f_t = f_a + 10 \cdot f_b + 100 \cdot f_c + 5 \cdot f_{CG1} + 50 \cdot f_{CG2} + 500 \cdot f_{temp}$$

Por otro lado, en el controlador general la se utilizó:

$$f_t = f_{DI1CT} + 10 \cdot f_{DI2CT} + 100 \cdot f_{BMS} + 5 \cdot f_{DI3CT} + 50 \cdot f_{DI4CT} + 500 \cdot f_{BusDC}$$

Donde para cada variable de falla, su valor es:

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{si hay falla} \\ 0 & \text{si no} \end{cases}$$