



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

CONVERSIÓN A AUTO ELÉCTRICO BASADA EN UN
ACCIONAMIENTO TRIFÁSICO: DISEÑO, MODELACIÓN E
IMPLEMENTACIÓN

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL
ELECTRICISTA

JUAN ALEJANDRO VARGAS FABRE

PROFESOR GUÍA:

SR. RODRIGO PALMA BEHNKE

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:

SR. NELSON MORALES OSORIO

SR. DAVID VARGAS NUÑEZ

SANTIAGO DE CHILE
ABRIL 2012

Resumen

La industria automotriz se encuentra *ad portas* de uno de los cambios más grandes desde su inicio. Existen varios factores que han creado las condiciones para el desarrollo masivo de vehículo eléctricos. Los altos precios del petróleo y la creciente preocupación por la incidencia de las emisiones de los vehículos de combustión interna en el medio ambiente están modificando las decisiones de compra. La movilidad eléctrica se convierte en una alternativa para solucionar estos problemas. Las características propias de los vehículo eléctricos significarán una disminución en los costos de operación y la posibilidad de ser parte activa de los sistemas eléctricos.

El presente trabajo de título trata sobre la conversión de un vehículo de combustión interna a eléctrico en sus etapas de diseño, modelación e implementación, el que se encontrará disponible para realizar estudios sobre los impactos que tendrá la movilidad eléctrica en el transporte comercial. Junto con la conversión a auto eléctrico, también incluye el desarrollo de un controlador de motor de inducción utilizando un inversor de potencia comercial, uno de los módulos de mayor valor agregado en la integración de los distintos sistemas que conforman un vehículo eléctrico.

Se realiza un estudio del estado del arte de los distintos sistemas que conforman un auto eléctrico de accionamiento trifásico. Esto sirve de base para la elección de los equipos necesarios para realizar una conversión que mantenga las características de un auto convencional. Es así como se especifica un banco de baterías de ion litio de $19.8kWh$ lo que permite tener una autonomía cercana a los 70 kms. con una recarga que demora entre 4 y 6 horas. El motor que se caracteriza corresponde a un motor inducción trifásico Siemens de 250V, 42HP nominales y capaz de alcanzar peaks de 90 HP. Tiene la capacidad de llegar hasta las 13.000RPM y sus características de torque y potencia lo hacen ideal para aplicaciones automotrices disminuyendo a la mitad el peso que tendría un motor de combustión interna de similares características.

El sistema de control del motor eléctrico se realiza usando un módulo de potencia comercial para el cual se diseñan y fabrican los circuitos de control. También se programan dos estrategias de control. La primera de ellas corresponde al control escalar o V/Hz que se implementa y valida en el laboratorio con éxito. El segundo esquema corresponde al control por orientación de flujo, que reduce los peaks de corriente y entrega una mejor respuesta transitoria, presenta problemas en su implementación debido a las mediciones de corriente.

Para poder validar el correcto funcionamiento del control escalar implementado se realizan pruebas en el laboratorio. Se observa la respuesta en vacío y con carga del motor de inducción acoplado mecánicamente a un generador de corriente continua. Los resultados de estas pruebas son satisfactorias al mantener las características de torque de la máquina con un error menor al 5% y el seguimiento del control en vacío tiene un error menor al 1% con respecto a las referencias de velocidad entregadas.

Entre los trabajos futuros que se pueden desprender uno de los más importantes correspondería al rediseño de los circuitos de control para prevenir el ruido proveniente de los disparos de los IGBT. Así se tendría una mejor adquisición de señales y podría implementarse de forma exitosa la estrategia de control por orientación de flujo. También sería importante implementar una interfaz amigable con el usuario en el que se desplieguen la información de interés del automóvil y realizar una estimación de la carga de baterías usando algoritmos más complejos.

A mis papás

Índice General

Resumen	I
1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Alcances	3
1.3. Objetivos	3
1.4. Estructura del trabajo	4
2. Autos Eléctricos con Accionamiento Trifásico	5
2.1. Sistema de Acumuladores	5
2.1.1. Parámetros de las baterías	6
2.1.2. Baterías de Plomo Ácido	9
2.1.3. Níquel-Cadmio	9
2.1.4. Baterías de Litio-Ion	10
2.2. Sistemas de Recarga	10
2.2.1. Métodos de Carga	11
2.2.2. Clasificación de sistemas de carga para autos eléctricos	12
2.3. Sistema de Propulsión	14
2.3.1. Motor de Inducción	14
2.3.2. Motor sincrónico de imanes permanentes	19
2.4. Sistema de Control	20
2.4.1. Control Escalar de Motores de Inducción	20
2.4.2. Control por Orientación de flujo	21
2.4.3. Definición del vector espacial y transformadas	23
2.4.4. Transformada de Clarke	24
2.4.5. Transformada de Park	25
2.4.6. Esquema básico del control por orientación de flujo	25
2.4.7. Modulación Vectorial	26
3. Sistema de Tracción Eléctrica	30
3.1. Banco de Baterías	32
3.2. Sistema de Manejo de Baterías EV Power	35
3.3. Cargador Manzanita PFC-20M	37
3.4. Panel de Alimentación General	41
3.5. Variador de Frecuencia	41
3.6. Motor de Inducción Trifásico Siemens	43

4. Variador de Frecuencia	46
4.1. Módulo de Potencia: Inversor Trifásico Mononivel POWEREX POW-R-PAK PP300T060	46
4.2. Interfaz de Control	48
4.2.1. Circuitos Electrónicos	49
4.3. Esquemas de Control Implementados	59
4.3.1. Control Escalar V/Hz	59
4.3.2. Control por Orientación de Flujo	64
5. Validación en el laboratorio	69
5.1. Obtención de los Parámetros del Circuito Equivalente de la Máquina de Inducción .	71
5.2. Característica del Motor con Carga	72
5.3. Prueba de Velocidad en Vacío	75
6. Conclusiones	78
6.1. Trabajo Futuro	79
Referencias	81

Índice de tablas

2.1. Parámetros de las Baterías de Plomo Ácido	9
2.2. Parámetros de las Baterías de Níquel-Cadmio	10
2.3. Parámetros de las Baterías de Litio-Ion	10
2.4. Estados de los Interruptores, Tensiones Instantáneas en el Inversor y Vectores Espaciales	28
3.1. Especificaciones Celdas LiFeYPO ₄ Winston Batteries	34
3.2. Especificaciones Cargador de Baterías Manzanita PFC20	38
3.3. Especificaciones conversor DC-DC	41
4.1. Señales Interfaz Módulo de Potencia	67
5.1. Mediciones Prueba en Vacío y Prueba de Rotor Bloqueado	71
5.2. Mediciones Prueba con Carga del Motor de Inducción	72
5.3. Mediciones Prueba con Carga en la salida del rectificador	74
5.4. Mediciones Prueba con Carga en el Generador de Corriente Continua	74
5.5. Mediciones Prueba de velocidad en vacío	76

Índice de figuras

2.1. Esquema General Sistema de Tracción de Vehículo Autopropulsado	5
2.2. Esquema Simplificado Acumulador Reversible [6]	6
2.3. Circuito Equivalente Simplificado de una Batería	7
2.4. Capacidad de Carga Batería de 42 Ah (referencia [14])	8
2.5. Corte Transversal Motor de Inducción	16
2.6. Circuito Equivalente de la Máquina de Inducción (referencia [22])	17
2.7. Característica de torque para la máquina de Inducción (referencia [22])	18
2.8. Modelo Equivalente para prueba de rotor bloqueado (referencia [22])	18
2.9. Modelo Equivalente para prueba en vacío (referencia [22])	19
2.10. Motor Síncrono con un Par de Imanes (referencia [2])	20
2.11. Perfil V/Hz característico (referencia [3])	22
2.12. Vector de Corrientes en el Estator y Coordenadas ABC	23
2.13. Coordenadas $\alpha \beta$	24
2.14. Coordenadas DQ	25
2.15. Esquema Básico FOC	26
2.16. Topología Inversor Mononivel de Tres Ramas	27
2.17. Puente Inversor	28
2.18. Representación de los Vectores Espaciales	29
2.19. Definición del Vector Espacial	29
3.1. Sistemas relacionados con sistema de tracción de combustión interna	31
3.2. Esquema Básico Sistema de Tracción	31
3.3. Esquema de Conexiones Sistema de Tracción Eléctrica	33
3.4. Celda Thundersky (referencia [23])	34
3.5. Curva de descarga (referencia [23])	35
3.6. Esquema de Instalación Banco de Baterías	36
3.7. Módulo BMS (referencia [10])	36
3.8. Circuito de Control central (referencia [9])	37
3.9. Panel de Control Cargador (referencia [15])	38
3.10. Esquema de conexiones del cargador y del BMS	40
3.11. Conversor DC-DC (referencia [13])	42
3.12. Esquema de Conexiones Panel de Alimentación General	42
3.13. Motor eléctrico Siemens 1PV5133-4WS20	43
3.14. Potencia del motor a distintas revoluciones	44
3.15. Torque de motor eléctrico a distintas revoluciones	44
3.16. Potencia y Torque de motor de combustión interna a distintas revoluciones	45
4.1. Esquema Módulo del Variador de Frecuencia	47
4.2. Esquema Módulo del Variador de Frecuencia PP300T060	48
4.3. Diagrama de funciones de los circuitos de control	49

4.4. Circuito Fuente de Alimentación	50
4.5. Módulos Placa de Control	52
4.6. Medida de tensión entregada para las distintas corrientes instantáneas	53
4.7. Circuito de Adaptación Medidas de Corriente del Inversor	53
4.8. Ganancia y fase del filtro de corrientes	54
4.9. Medida de tensión entregada para la tensión en el bus de continua y para la temperatura en el disipador	54
4.10. Circuito de Adaptación Medidas de voltaje y temperatura del Inversor	55
4.11. Ganancia y fase del filtro de voltaje y temperatura	55
4.12. Comparador para levantar tensión de PWM	56
4.13. Reducción de tensión INPUTS	56
4.14. Amplificación OUTPUTS	57
4.15. Circuito Adquisición de señales de velocidad y posición	57
4.16. Tabla de resistencia en función de la temperatura del sensor (referencia [18])	58
4.17. Circuito Adaptación Temperatura de Motor	59
4.18. Diagrama de Flujo Programa principal	60
4.19. Diagrama de Flujo Ciclo de Monitoreo	61
4.20. Diagrama de Flujo Interrupción Serial	62
4.21. Diagrama de Flujo Interrupción PWM para Esquema V/Hz	63
4.22. Perfil V/Hz implementado	63
4.23. Diagrama de Bloques del esquema de Control por Orientación de Flujo (referencia [2])	66
4.24. Diagrama de Flujo Interrupción PWM para Esquema por Orientación de Flujo	68
5.1. Diagrama de conexiones para realizar prueba con carga	73
5.2. Fotografía del Montaje para Realizar la Prueba con Carga	74
5.3. Curva de Torque con los resultados teórico y experimentales	75
5.4. Curva de Corriente con los resultados teórico y experimentales	76
5.5. Perfil V/Hz experimental	77

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

El primer auto eléctrico en ser presentado fue en 1830, el primer vehículo terrestre en superar los 100km/hr fue eléctrico y existían vehículos eléctricos comerciales a finales del siglo XIX [14]. A pesar de este comienzo prometedor en la industria automotriz, la producción de vehículos eléctricos se discontinuó completamente debido a las ventajas que comenzaron a tener los vehículos de combustión interna. El desarrollo de partidores, los bajos precios del petróleo, la facilidad de carga, entre otras razones, dieron pie a que el vehículo de combustión interna fuera uno de los emblemas de la fabricación en serie en el siglo XX. Irónicamente el uso más extendido de las baterías recargables, cuyos primeros desarrollos fueron a razón de la movilidad eléctrica, fue proveer energía a los partidores de los automóviles de combustión interna.

Afortunadamente los sistemas de tracción eléctrica siguieron desarrollándose en aplicaciones que no eran automotrices. Debido a sus ventajas en cuanto a desarrollo de potencia y eficiencia se apoderaron de muchos campos de la industria y debido al desarrollo de la electrónica de potencia en la segunda mitad del siglo XX, se ha podido controlar la velocidad y torque de los motores sin comprometer la eficiencia de éstos. La tracción eléctrica también se hizo cargo de forma importante del transporte al desarrollarse trenes y buses con motores eléctricos pero siempre conectados a la red. Sin embargo al no existir un desarrollo importante en los sistemas que acumulaban energía, fue imposible competir con los vehículos de combustión interna.

Al comenzar el siglo XXI se visualiza una mejor perspectiva para un resurgir de la automoción eléctrica. Existen bastantes factores que han creado las condiciones para el desarrollo

masivo de vehículo eléctricos.

Gracias al enorme desarrollo de las comunicaciones en la última década del siglo XX y la introducción de dispositivos móviles como celulares y computadores portátiles, se comenzó a invertir en la investigación y desarrollo de baterías. Debido a esto en los últimos veinte años se ha aumentado en más de 5 veces la densidad energética de las baterías y los precios de éstas se encuentran en constante baja.

El petróleo ya no es un recurso con proyecciones de abundancia como lo era cien años atrás, los descubrimientos de pozos han disminuido de forma importante en los últimos años, lo que implica una eventual falta de abastecimiento en el mediano plazo si no existen medidas mitigatorias [12]. Los precios han aumentado de forma sostenida y están sujetos a una gran inestabilidad debido a conflictos políticos que tienen los países productores. Es por estas razones que la dependencia de los países al combustible fósil se ha convertido en tema de interés nacional.

La contaminación ambiental y las señales de cambio climático, debido a la intervención del hombre, están modificando las decisiones de compra hacia una tendencia más ambientalista. La demanda está empezando a concientizarse sobre su impacto en el planeta. Cada vez más, la demanda está dispuesta a transar ciertas ventajas del vehículo de combustión interna y pagar un mayor precio con tal de no contaminar.

La condiciones mencionadas anteriormente han llevado a las principales automotoras mundiales a invertir enormes cifras de dinero en el desarrollo de vehículos eléctricos, para que estos puedan ser competitivos en un mercado que es dominado por los vehículos de combustión interna.

La industria automotriz cambiará. Ya no será tan vertical como lo fue en el siglo XX y tendrá una estructura más horizontal, donde los mayores márgenes de utilidad ya no los tendrá el ensamblador si no las compañías que desarrollen los módulos que conforman los vehículos y quienes presten servicios con autos eléctricos [25]. Existirán nuevos nichos de mercado derivados de los autos eléctricos principalmente ligados a las redes eléctricas al tener la capacidad de ser bancos de energía pueden utilizarse para recortar los peaks de demanda, como respaldo, etc.

El presente trabajo de título trata sobre la conversión de un vehículo convencional a vehículo eléctrico, el que estará disponible para realizar estudios de las ventajas que éste

puede tener en diferentes industrias. Así también se refiere al desarrollo de un controlador de motor, uno de los módulos de mayor valor agregado en la integración de los distintos sistemas que conforman un vehículo eléctrico.

1.2. Alcances

En el siguiente trabajo se lleva a cabo el diseño del sistema de tracción eléctrica para realizar una conversión a vehículo eléctrico de un todoterreno. Junto con esto se lleva a cabo el diseño y la implementación de un prototipo de variador de frecuencia para poder controlar la velocidad y torque del motor eléctrico destinado para el auto.

La validación de los esquemas de control propuestos se realizará a nivel de laboratorio, descartándose pruebas en condiciones reales de funcionamiento.

El sistema de monitoreo del variador de frecuencia es solo experimental. No se ahonda en el desarrollo de una interfaz con el usuario para poder desplegar las variables de interés.

1.3. Objetivos

El objetivo general de la memoria de título es aportar a la investigación y el desarrollo de una naciente industria masiva del automóvil eléctrico , mediante la conversión a auto eléctrico de un todoterreno convencional. Esté automóvil permitirá validar las distintas ventajas sobre los vehículos de combustión interna, tanto económicas, ambientales y de desempeño.

Los objetivos específicos son los siguientes:

1. Disponer de una visión del estado del arte en las distintas tecnologías que integran los autos eléctricos
2. Diseñar e implementar la integración de los distintos sistemas que conforman un auto eléctrico.
3. Desarrollar un variador de frecuencia para poder controlar un motor de inducción. Esto incluye el diseño y fabricación de circuitos y la programación de estrategias de control.
4. Validar mediante la experimentación los diseños e implementaciones realizadas.

1.4. Estructura del trabajo

En el capítulo 2 se entrega una noción del estado actual del desarrollo de los diversos sistemas y equipos que conforman los autos eléctricos. Así también se explican los esquemas más utilizados en el control de motores de inducción.

En el capítulo 3 se diseña la integración de los distintos equipos necesarios para el funcionamiento de un automóvil eléctrico. Cada uno de estos equipos es caracterizado y especificado.

El cuarto capítulo trata sobre el desarrollo del variador de frecuencia. Se expone el diseño y fabricación de los distintos circuitos y la programación de las estrategias de control.

En el capítulo 5 se exponen los resultados de pruebas realizadas sobre el variador de frecuencia en el laboratorio.

Finalmente, en el capítulo 6 se concluye acerca del trabajo realizado en esta memoria de título, y se presentan los trabajos futuros asociados.

Capítulo 2

Autos Eléctricos con Accionamiento Trifásico

Un vehículo eléctrico autopropulsado tiene un esquema de funcionamiento como el que se observa en la figura 2.1. Las flechas representan la dirección en la que se mueve la energía, pero ésta puede variar dependiendo de la tecnología que se aplique. Por ejemplo, es posible introducir energía en el sistema de acumuladores desde el motor, usando frenos regenerativos.

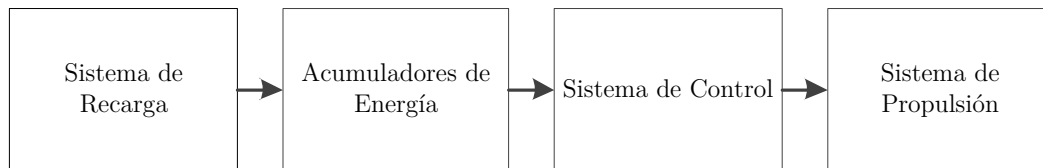


Figura 2.1: Esquema General Sistema de Tracción de Vehículo Autopropulsado

En este capítulo se describen las distintas tecnologías de cada uno de estos módulos, que se aplican en el diseño de autos eléctricos de accionamiento trifásico. Este tipo de accionamiento implica que el sistema de propulsión usa uno o más motores de corriente alterna trifásica.

2.1. Sistema de Acumuladores

Este módulo permite almacenar energía eléctrica, la que posteriormente será entregada al sistema de tracción, control y de servicios auxiliares. Existen varias tecnologías con las que se puede acumular energía para accionar un auto eléctrico. La tecnología más usada para aplicaciones móviles corresponde a los bancos de baterías. También se han hecho desarrollos con ultra condensadores, volantes de inercia y celdas de hidrógeno. En este documento solo se abordan las tecnologías de baterías que se usan en autos eléctricos.

Las baterías corresponden a dos o más celdas eléctricas conectadas [14]. Son estas celdas las que convierten energía química a energía eléctrica. Las celdas están constituidas por la sustancia activa del polo negativo, el electrolito y la sustancia activa del polo positivo, los que se pueden observar en la figura 2.2. Esta reacción química entre los electrodos y el electrolito genera electricidad en corriente continua. En el caso de acumuladores reversibles es posible revertir esta reacción química al invertir el sentido de la corriente de la batería, por lo que es posible volver a cargar las baterías.

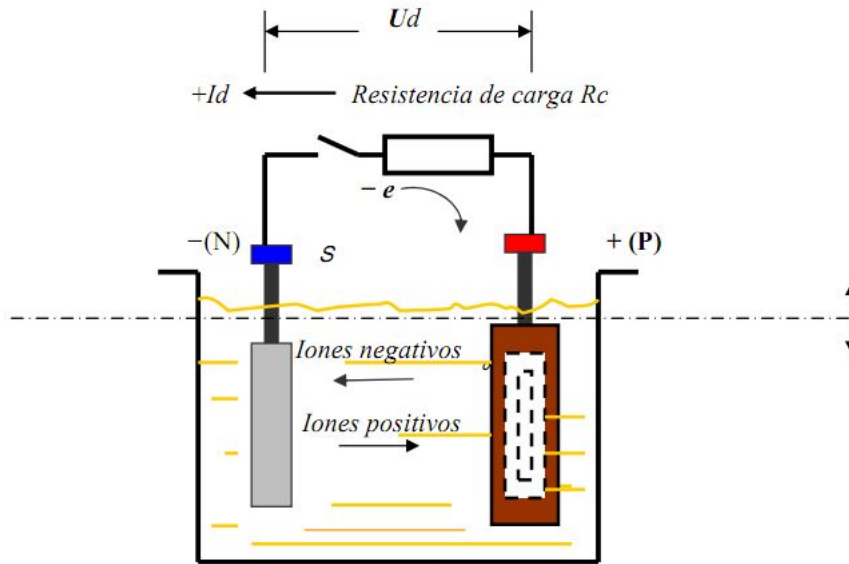


Figura 2.2: Esquema Simplificado Acumulador Reversible [6]

2.1.1. Parámetros de las baterías

Una batería presenta parámetros que especifican su comportamiento. Estos deben ser considerados para su uso en un vehículo eléctrico. Los más importantes se detallan a continuación:

Tensión de las baterías y celdas V : Las celdas eléctricas, dependiendo de su química, tienen una tensión nominal que entrega un valor aproximado del voltaje que tendrá cuando se esté entregando energía. Las celdas son conectadas en serie para obtener los niveles de voltaje que se buscan. Sin embargo la tensión de las celdas puede cambiar. Cuando la celda está entregando corriente, la tensión disminuye y cuando se está cargando esta aumenta.

El cambio en la tensión de la celda se puede explicar con el concepto de resistencia interna y el circuito equivalente de la celda, el que se puede observar en la figura 2.3 .

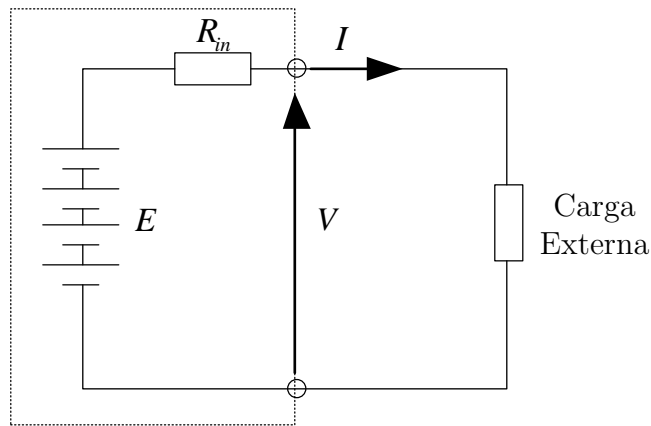


Figura 2.3: Circuito Equivalente Simplificado de una Batería

La celda se representa con una tensión fija E , su resistencia interna R_{in} y la tensión en sus bornes. Asumiendo que la corriente I sale de la batería, se tiene que:

$$V = E - IR_{in}$$

Así se tiene que al aumentar la corriente que sale de la batería, disminuye la tensión en los bornes. Al tener una corriente en el sentido contrario, cuando se está cargando la batería, la tensión en los bornes aumenta. Para las aplicaciones de tracción se deben tener variaciones mínimas de la tensión del banco, es por eso que se busca que la resistencia interna sea muy pequeña [14].

Capacidad de Carga C : Corresponde a la cantidad de energía eléctrica que la batería es capaz de entregar. Se usa como unidad de medida el Ampere/Hora (Ah). Si una batería tiene una capacidad de 10 Ah, significa que puede entregar 1 Ampere por 10 horas (medida nominal), 2 Amperes por 5 horas, o en teoría 10 Amperes en 1 hora. No obstante, esto no siempre se cumple en la práctica. La capacidad de carga es afectada por la velocidad en que es removida la carga. En la figura 2.4 se muestra la capacidad de carga para una batería de 42 Ah. En el gráfico se observa como si la carga es removida en una hora se entregan solo 34 Ah, por el otro lado si se descarga lentamente, como por ejemplo en 20 horas, la capacidad aumenta a cerca de 46 Ah.

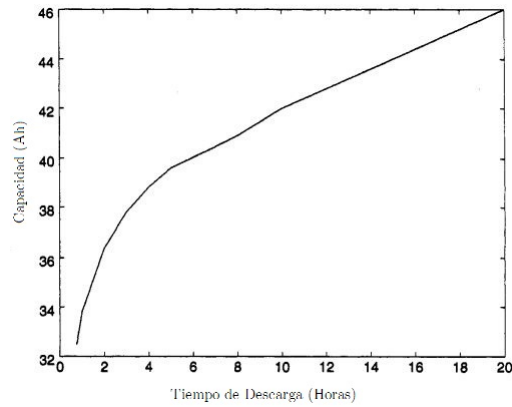


Figura 2.4: Capacidad de Carga Batería de 42 Ah (referencia [14])

Energía Almacenada: esta depende de la tensión nominal (V) y la capacidad de carga (C). Para esto se usa la unidad de Watt/hora y se obtiene con la siguiente fórmula:

$$\text{Energía en Watt/hora} = \text{Voltaje} \times \text{Capacidad de Carga} = V \times C$$

Es importante notar que debido a su dependencia con el voltaje y la capacidad de carga, la energía almacenada puede variar dependiendo de la velocidad con que es extraída la energía.

Energía Específica: Corresponde a la cantidad de energía eléctrica almacenada por cada kilogramo de batería. La unidad de este parámetro es el Wh/kg .

Densidad Energética: Corresponde a la cantidad de energía eléctrica almacenada por cada m^3 de batería. La unidad de este parámetro es el Wh/m^3 .

Eficiencia de Carga: Corresponde a la relación entre la energía que entrega la batería, con la que recibe. El valor de ésta, varía según el tipo de batería, temperatura y la velocidad de la carga. También es susceptible al estado de carga de la batería, por ejemplo entre el 20% y 80% tiene una eficiencia de carga cercana al 100%, cuando se acerca a la carga total ésta disminuye de forma importante.

Eficiencia Energética: Se define como la relación entre la energía que entrega una batería y la que necesita para volver al estado de carga antes de la descarga.

Tasa de auto-descarga: Las baterías sufren una descarga cuando no son usadas, esto es importante ya que las baterías no pueden ser dejadas sin cargar por un período muy

largo de tiempo. Esta tasa varía según el tipo de batería y temperatura (que al ser muy grande aumenta considerablemente la auto-descarga).

Vida útil y ciclos de descarga: Las baterías pierden su capacidad de carga a medida que estas sufren descargas. Este parámetro depende principalmente del tipo de batería y de cómo es usada la batería. Es una variable muy importante ya que al definir la vida útil de las baterías, se pueden realizar aproximaciones de los costos.

A continuación se presenta una descripción de los tipos de baterías comerciales más usadas en vehículos eléctricos y en conversiones, no se ahondará en las características químicas de las baterías ya que se enfoca en los parámetros de cada uno de los tipos de baterías.

2.1.2. Baterías de Plomo Ácido

Son las baterías más usadas en automóviles eléctricos, montacargas, carros de golf, etc. También son muy usadas en los automóviles de combustión interna. Sin embargo para aplicaciones de tracción se necesitan baterías que soporten descargas profundas y para aumentar la robustez pueden usar un gel en vez de un electrólito líquido. Los parámetros más importantes de las baterías de plomo ácido se observan en la tabla 2.1.

Energía Específica	20-35 Wh/kg
Densidad Energética	54-95 Wh/L
Potencia Específica	$\sim 250W/kg$ antes de que la eficiencia caiga
Tensión Nominal Celda	2V
Eficiencia de Carga	$\sim 80\%$, varía con el rango de descarga y temperatura
Resistencia Interna	Muy baja, $\sim 0,022\Omega$ para celda de 1Ah
Temperatura de Operación	Temperatura Ambiente, bajo desempeño en temperaturas extremadamente bajas
Número de Ciclos de Vida	Cerca de 800 al 80 % de la capacidad

Tabla 2.1: Parámetros de las Baterías de Plomo Ácido

Es importante mencionar que estas baterías corresponden a las más baratas por kWh, están establecidas comercialmente y tienen un buen respaldo. Sin embargo tienen una baja energía específica, lo que no las hace recomendables para vehículos de alta autonomía.

2.1.3. Níquel-Cadmio

Su desarrollo comenzó a finales del siglo XIX. Fue considerada como el competidor principal de las baterías de plomo ácido debido a que tiene una energía específica cercana al doble,

pero su costo es aproximadamente el triple. Han sido usadas de forma exitosa en las versiones eléctricas de los modelos Peugeot 106, Citroen AX , Renault Clio, Ford Th!nk y Ranger. Las características de estas baterías se observan en la tabla 2.2.

Energía Específica	40-55 Wh/kg
Densidad Energética	70-90 Wh/L
Potencia Específica	$\sim 125W/kg$ antes de que sea muy ineficiente
Tensión Nominal Celda	1.2V
Eficiencia de Carga	Buena
Resistencia Interna	Muy baja, $\sim 0,06\Omega$ para celda de 1Ah
Temperatura de Operación	$-40^{\circ}C$ a $+80^{\circ}C$
Número de Ciclos de Vida	Cerca de 1200 al 80 % de la capacidad

Tabla 2.2: Parámetros de las Baterías de Níquel-Cadmio

2.1.4. Baterías de Litio-Ion

Las celdas de litio recargables están disponibles en el mercado desde finales de los años 1980. Tienen una alta densidad energética, junto con un alto costo. Son usadas de forma masiva en aplicaciones portátiles como teléfonos celulares, notebooks, etc. Sus características son ideales para el desarrollo de autos eléctricos por lo que se considera una solución para ellos [8]. Sus parámetros se observan en la tabla 2.3.

Energía Específica	90 Wh/kg
Densidad Energética	153 Wh/L
Potencia Específica	$300W/kg$ antes de que la eficiencia caiga
Tensión Nominal Celda	3.5V
Eficiencia de Carga	Muy buena
Resistencia Interna	Muy baja
Temperatura de Operación	Temperatura Ambiente
Número de Ciclos de Vida	Más de 1000

Tabla 2.3: Parámetros de las Baterías de Litio-Ion

2.2. Sistemas de Recarga

Un cargador de baterías debe cumplir tres funciones,

- La carga de la batería.
- La optimización de la tasa de carga.

- La terminación oportuna del proceso de carga.

Para cumplir las funciones mencionadas anteriormente se han desarrollado diversos métodos de carga.

2.2.1. Métodos de Carga

Los métodos de carga más utilizados corresponden a los siguientes:

- **Corriente Constante:** Varían la tensión con la que alimentan la batería para poder mantener un flujo constante de corriente. Deben apagarse cuando se alcanza un voltaje predeterminado que corresponde a la carga completa, esto es importante para evitar sobre cargas. Generalmente este método de carga es más rápido que el de voltaje constante. Es muy importante que el cargador pueda identificar de forma oportuna el momento de terminar la carga. Esto debido a que cuando la batería está completamente cargada, la corriente de carga empieza a ser disipada. Al disiparse esta corriente se produce calor y gases que pueden ser perjudiciales para la batería. Poder detectar este punto es crítico para preservar la vida útil de la batería. En la mayoría de los cargadores el momento en que se alcanza la carga es cuando se llega a un voltaje superior predeterminado. Esto aplica para todos los métodos de carga.
- **Voltaje Constante:** Corresponde básicamente a una fuente de Alimentación DC. Al estar descargada la batería presenta una baja resistividad interna y empiezan a fluir altas corrientes. A medida que aumenta la carga la resistividad de la batería aumenta con la consiguiente baja en la corriente de carga la que eventualmente llega a ser muy pequeña. Es importante incorporar limitadores de corriente para no producir daños en los cargadores de este tipo.
- **Carga de Pulsos:** entrega la corriente con pulsos. La tasa de carga, que es basada en la corriente promedio, puede ser controlada de forma precisa variando el ancho de los pulsos. Durante el proceso de carga se tienen descansos de entre 20 y 30 mili segundos entre los pulsos para que se estabilicen las reacciones químicas en la batería. Este método de carga, debido a los tiempos de descanso, evita reacciones químicas indeseadas como la formación de gases y cristalización.

- **Carga de Pulsos Negativos:** Se aplica en conjunto con la carga de pulsos. Corresponde en aplicar pulsos de descarga (2 o 3 veces la corriente de carga) por 5 mili segundos en el período de descanso para despolarizar la celda. Estos pulsos permiten acelerar la estabilización de las reacciones químicas y evita la formación de gases.
- **Carga IUI:** Se aplica una corriente constante (I) hasta que la batería alcanza un voltaje predefinido. Cuando se alcanza este voltaje el cargador fija el voltaje de carga (U). La corriente va disminuyendo hasta que se alcanza un límite predefinido. Finalmente se aplica nuevamente una corriente constante (I) y el voltaje continúa subiendo hasta un límite predefinido, esta última fase permite ecualizar la carga de cada una de las celdas de la batería para maximizar la vida útil de la celda.
- **Carga lenta y continua:** Está diseñada para compensar la descarga propia de la batería. Se aplica una pequeña corriente regulada de forma continua. Esta corriente mantiene la batería en un estado aproximado de carga completa. No es recomendable para algunas químicas de baterías como NiMh y Litio que pueden tener problemas en caso de ser sobre cargadas.
- **Carga de flotación:** Se mantiene la batería permanentemente conectada a una fuente de tensión continua con un voltaje inferior al límite superior de la batería. Se usa generalmente con baterías de plomo ácido para sistemas de respaldo.
- **Carga Aleatoria:** Existen aplicaciones en la que energía hacia las baterías solo está disponible de una forma aleatoria y no controlada. Esto ocurre en aplicaciones automotrices en donde el freno regenerativo entrega grandes peaks de corriente a las baterías. También ocurre en instalaciones de paneles solares en los que sólo se tiene energía disponible cuando hay luz solar. En estas aplicaciones se requieren técnicas para poder limitar la corriente de carga o los niveles de voltaje que puede tolerar la batería.

2.2.2. Clasificación de sistemas de carga para autos eléctricos

Los sistemas de recarga para autos eléctricos son clasificados según la cantidad de kilo watts [kW] que se proveen a las baterías. Los tiempos de carga varían dependiendo de cuan baja está la carga de la batería, de su energía específica y del tipo de batería. Este tiempo puede ser de 30 minutos a 20 horas o más dependiendo del tipo de carga usado [17]. Existen

dos asociaciones que han realizado una clasificación formal de los tipos de carga, estas son la SAE (Society of Automobile Engineers) con una importante influencia de Estados Unidos y Japón y la IEC (International Electrotechnical Commission). Su clasificación es muy similar y se diferencia básicamente en los niveles de tensión que utiliza y la incorporación de cargadores trifásicos por parte de la IEC. A continuación se exponen los tipos de carga que clasifica la SAE.

Cargadores de Nivel 1

Los equipamientos de nivel 1 cargan a través de la toma de corriente alterna monofásica de 120V (hasta 15 amperes y 1,8kW) y requiere un circuito dedicado. Este tipo de cargador es portable y no requiere la instalación de un equipo de carga. En un extremo del cable existe una toma de corriente estándar doméstica y en el otro extremo un conector que se conecta al vehículo. Este tipo de carga funciona bien para la carga en casa, trabajo o donde exista una toma de 120V. Dependiendo del tipo de batería la carga puede durar de ocho a 20 horas para alcanzar la carga completa, añadiendo de 7 a 9 kilómetros de autonomía por hora de carga dependiendo del vehículo.

Cargadores de Nivel 2

En este nivel se realiza la carga a 240V, en corriente alterna y requiere la instalación de equipamientos cargadores en casa o instalaciones públicas. Esta opción puede operar hasta en 80 amperes y 19,2kW. Aún así en redes domiciliarias operará a una potencia menor. En la mayoría de estos casos se opera a 30 Amperes y 7,2kW de potencia. Estas unidades requieren un circuito dedicado de 40 amperes. La mayoría de los hogares en Norteamérica tienen un sistema de 240V disponible, y debido a que este sistema puede cargar un banco de baterías en la noche, esta será una instalación común en los hogares. Este equipamiento ocupa el mismo conector que el de nivel 1. Dependiendo del tipo de batería y la capacidad del circuito, un auto eléctrico puede ser cargado entre 3 y 8 horas, añadiendo cerca de 30 km por hora de carga, dependiendo del vehículo.

Cargadores de Nivel 3

Este nivel aún no ha sido implementado y corresponde a una opción de carga en corriente alterna más rápida. Operará a una tensión y corriente mayores que en el nivel 2, y

será instalado en lugares de carga pública. Este tipo de carga se realizará en menos de 30 minutos.

Carga rápida DC

Los equipamientos de carga rápida en corriente continua (480V) provee hasta 62.5kW a las baterías. Esta opción permite la carga en estaciones de servicio públicas. El tiempo de carga es menor a los 30 minutos para cargar la batería hasta el 80 % de la carga.

Conectores

Los equipamientos de carga y los vehículo no tienen un conector y un enchufe estándar. La mayoría de los fabricantes actuales siguen el estándar SAE J1772 para carga lenta (nivel 1 y 2). El conector para carga rápida DC aún no ha sido estandarizado. Para este tipo de carga la mayoría de los vehículos eléctricos usan el conector y empalme de la Tokyo Electric Power Company (TEPCO) que corresponde al estándar de facto para la industria japonesa. En el corto plazo, debido a la definición de la ACEA (European Automobile Manufacturer's Association) [1] de usar un distinto estándar (conector *Mennekes* para carga lenta y conector *Combo* para carga rápida), se espera la presencia distintos conectores de carga para los vehículos eléctricos provenientes de Europa.

2.3. Sistema de Propulsión

Los principales motores de corriente alterna que se usan en aplicaciones de tracción son los motores de inducción y los motores síncronos de imanes permanentes. A continuación se detallan los principios de funcionamiento y las características de estos.

2.3.1. Motor de Inducción

De acuerdo al análisis del mercado, la mayoría de las aplicaciones motrices industriales usan motores de inducción [2]. Las razones de esto son mayor robustez, confiabilidad, bajos precios y alta eficiencia en comparación a los otros tipos de motores. Sin embargo el uso de motores de inducción representa un desafío debido a su complejo modelo matemático, su comportamiento no lineal en la saturación y la variación de los parámetros eléctricos debido a la temperatura. Estos factores provocan que el control de los motores de inducción sea

un proceso complejo y conduce al uso de algoritmos de control de alto desempeño, como el control vectorial.

Los motores de inducción derivan su nombre de la forma en la que el campo magnético del rotor es creado. El campo magnético rotatorio del estator induce corriente en barras cortocircuitadas del rotor. A su vez estas corrientes produce el campo magnético del rotor que interactúa con el del estator produciendo torque, que corresponde al resultado mecánico útil de la máquina.

Las corrientes sinusoidales en las bobinas del estator crean un campo magnético rotatorio (velocidad síncrona). Este campo variable induce una corriente en los conductores de la jaula de ardilla, la que a su vez genera un campo magnético alrededor de las barras del rotor. Como consecuencia de las fuerzas derivadas de la interacción de los dos campos, se produce un torque sobre el rotor y comienza a rotar en la dirección del campo del estator.

Cuando el motor comienza a acelerar y aproximarse a la velocidad síncrona del campo magnético del estator, la velocidad relativa entre los campos decrece. Debido a esto disminuyen las corrientes que se inducen en los conductores del rotor y se reduce la energía convertida a torque. Esto causa que al aproximarse a la velocidad síncrona la producción de torque baje, y el motor alcanza un régimen permanente en el que el torque de la carga coincide con el torque de la máquina. Este punto corresponde a un equilibrio que depende de la carga instantánea del motor.

En resumen,

- Debido a que el mecanismo de inducción necesita una diferencia relativa entre los campos magnéticos del rotor y el estator, el motor de inducción rota a una velocidad cercana pero menor a la velocidad síncrona.
- El rotor no está excitado externamente. Esto implica que no son necesarias las escobillas y anillos rozantes. Esto disminuye los costos, las mantenciones y hace al motor más robusto.
- La producción de torque está definida por el ángulo que forman los campos magnéticos del estator y del rotor.

Las frecuencias del rotor y estator están ligadas por un parámetro denominado deslizamiento, expresado en tanto por uno como $s = (\omega_s - \omega_r)/\omega_s$. Donde ω_s es la velocidad angular

de sincronismo del estator y ω_r la velocidad angular del rotor.

La velocidad del rotor y de los flujos magnéticos del estator y rotor se observan en la figura 2.5.

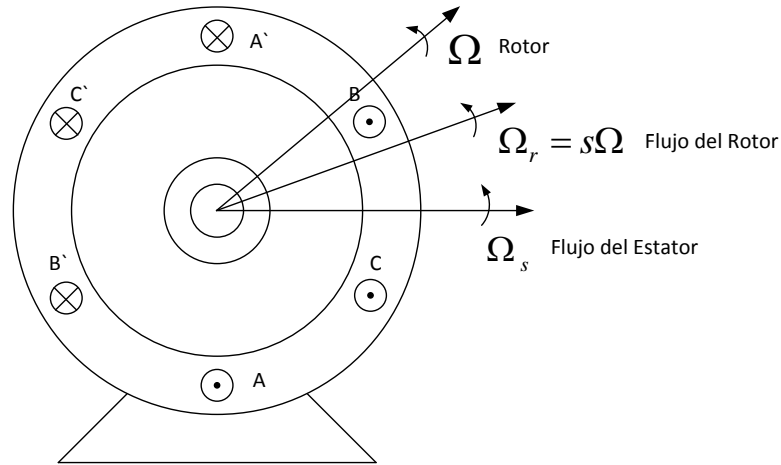


Figura 2.5: Corte Transversal Motor de Inducción

Usando el deslizamiento se tiene que las velocidades de los flujos y del rotor se relacionan como sigue,

$$\text{Flujo del Rotor(rad/seg): } \Omega_r = \omega_s/p$$

$$\text{Velocidad del Rotor(rad/seg): } \Omega_r = (1 - s)\omega_s/p$$

donde ω_s es la frecuencia de alimentación (rad/s) y p es el número de polos del estator.

Circuito equivalente

Las máquinas de inducción trifásica se pueden modelar como circuitos monofásicos simplificados si se considera su funcionamiento en torno al punto de operación [22].

Este circuito se observa en la figura 2.6:

En este circuito se observan cuatro bloques:

- Pérdidas activas y reactivas del estator, r_e y jX_e .
- Pérdidas por derivación, corrientes de fuga en el entrehierro y pérdidas de flujo magnético, r_p y jX_m respectivamente.
- Pérdidas activas y reactivas asociadas al rotor, $r_{r'}$ y $jX_{r'}$, hay que notar que están referidos al primario para omitir la modelación de un transformador.

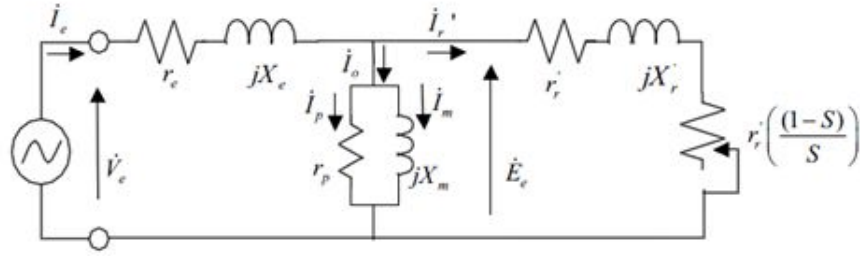


Figura 2.6: Circuito Equivalente de la Máquina de Inducción (referencia [22])

- Una resistencia en función del deslizamiento, que representa la transformación de energía eléctrica a mecánica en el estator. La potencia disipada por la resistencia es la potencia mecánica entregada.

Característica de Torque

El torque cumple con la siguiente relación:

$$\tau = \frac{P_{mec}}{\omega_{mec}}$$

Usando el equivalente monofásico se llega a la siguiente función:

$$\tau = \frac{3p}{4\pi f} \frac{\frac{V^2 R^2}{s}}{(R_1 + \frac{R_2}{s})^2 + (X_1 + X_2)^2}$$

Así la curva característica de Torque es la que se observa en la figura 2.7.

Determinación de los Parámetros del Circuito Equivalente

Para determinar los parámetros del circuito equivalente se realizan dos pruebas: la de rotor bloqueado y la de vacío.

Prueba de rotor bloqueado Esta prueba se realiza bloqueando mecánicamente el rotor. Se debe alimentar con un voltaje reducido hasta que la corriente sea igual a la nominal. Así se considera que no hay corriente circulando por la rama de derivación. El modelo para esta prueba se observa en la figura 2.8.

Con esta configuración los valores de los parámetros son los siguientes:

$$r_1 + r_2' = r_{eq} = \frac{P_{1\phi}}{I_1^2} [\Omega]$$

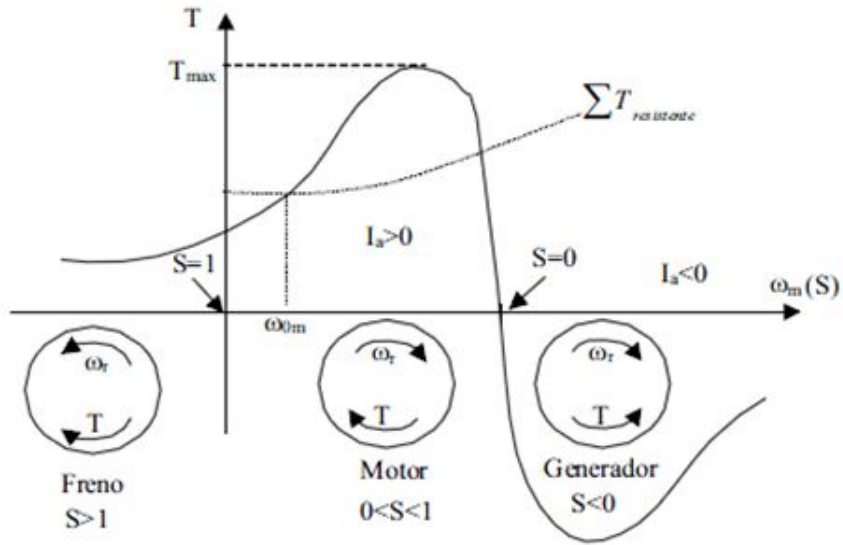


Figura 2.7: Característica de torque para la máquina de Inducción (referencia [22])

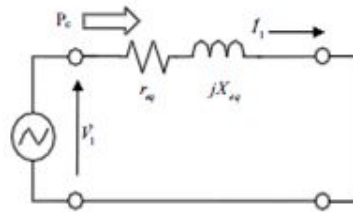


Figura 2.8: Modelo Equivalente para prueba de rotor bloqueado (referencia [22])

$$X_1 + X_2' = \frac{Q_{1\phi}}{I_1^2} = \frac{\sqrt{(V_{fn} I_1)^2 - P_{1\phi}^2}}{I_1^2} [\Omega]$$

Luego se considera que $X_1 = X_2'$ y que $r_1 = 2r_2'$.

Prueba de Circuito Abierto Esta prueba se realiza con el motor sin cargas, alimentándolo con voltaje y frecuencia nominal por lo que se llega a la velocidad nominal. Con esta configuración se asume que el deslizamiento es cero y para el rotor no hay potencia mecánica, así la corriente por el rotor se desprecia. Así toda la corriente pasa por la rama de derivación. El modelo obtenido se observa en la figura 2.9.

Los parámetros que se obtienen se desprenden de las siguientes ecuaciones.

$$r_0 = \frac{V_{fn}^2}{P_{1\phi}} [\Omega]$$

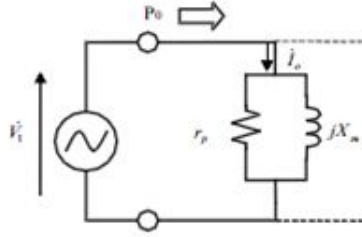


Figura 2.9: Modelo Equivalente para prueba en vacío (referencia [22])

$$X_0 = \frac{V_{fn}^2}{Q_{1\phi}} [\Omega] = \frac{V_{fn}^2}{\sqrt{(V_{fn}I_1)^2 - P_{1\phi}^2}} [\Omega]$$

2.3.2. Motor síncrono de imanes permanentes

Existen dos tipos de motores de flujo magnético permanente en el rotor. Los que tienen una bobina en el rotor, la que es alimentada desde el estator y los que usan imanes permanentes en el rotor. En el primer caso se usan escobillas para el contacto entre el rotor el estator lo que se traduce en pérdidas, más mantenciones y menos confiabilidad. En el segundo caso al reemplazar la estructura de polos y los embobinados en el rotor por imanes permanentes lo convierte en brushless.

Es posible fabricar motores síncronos de imanes permanentes brushless con cualquier número par de imanes. El uso de estos imanes permite un uso eficiente del espacio radial y al suprimir el uso de bobinas se evitan las pérdidas en el cobre. El desarrollo de materiales magnéticos avanzados ha permitido una importante reducción de las dimensiones del motor manteniendo una alta densidad de potencia. La figura 2.10 muestra un esquema simplificado de un motor síncrono trifásico de imanes permanentes con un par de polos.

El principio de funcionamiento se basa en que los imanes permanentes están fijos al eje de rotación creando un flujo magnético constante. Este flujo usualmente tienen una magnitud constante. Al energizar las bobinas del estator se crea un campo magnético rotatorio, el que es controlado a través de las corrientes del estator.

La interacción de los flujos del rotor y del estator producen un torque. Como el estator está fijo el rotor comienza a girar produciendo energía mecánica útil.

Es importante controlar el ángulo entre el campo magnético del rotor y del estator para producir el máximo torque y alcanzar una alta eficiencia en la conversión electromecánica.

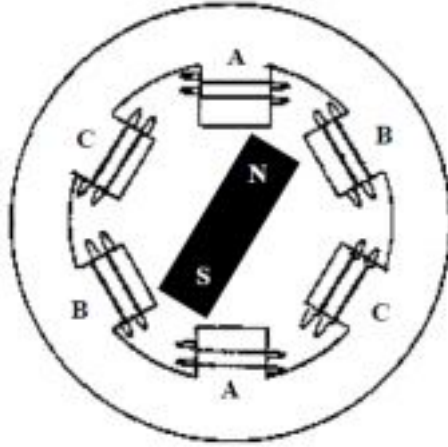


Figura 2.10: Motor Síncrono con un Par de Imanes (referencia [2])

Así también es importante que ambos campos roten a la misma frecuencia, de otra forma se tendrían torques positivos y negativos alternando rápidamente provocando una producción poco eficiente de torque, vibraciones, ruido y estrés mecánico. Para obtener la mayor producción de torque se debe tener un ángulo de 90° entre los campos, es por esto que se debe conocer la posición del rotor para generar de forma correcta el campo del estator.

2.4. Sistema de Control

La industria del control de motores es un sector fuerte y agresivo. Para mantenerse competitivo nuevos productos deben ceñirse a bastantes condiciones incluyendo reducción de costos, reducción en la potencia consumida, corrección del factor de potencia y reducción de la interferencia electromagnética. Para poder abordar estos desafíos son necesarios algoritmos de control avanzado.

2.4.1. Control Escalar de Motores de Inducción

En el control escalar también llamado V/Hz, la velocidad es controlada variando la magnitud del voltaje y la frecuencia de alimentación del motor de inducción manteniendo el flujo magnético en el entrehierro en régimen permanente. Este esquema de control se puede explicar con el circuito equivalente del motor de inducción el que se observa en la figura 2.6. De los supuestos que derivan del circuito equivalente (ver sección 2.3.1) se tiene que la corriente magnetizante que genera el flujo en el entrehierro es proporcional a la relación entre el voltaje

del estator y la frecuencia. La ecuación fasorial de esta corriente es la siguiente,

$$\vec{I}_m \cong \frac{\vec{V}_s}{j\omega L_m}$$

Si el motor está operando en su región magnéticamente lineal, la inductancia de magnetización es constante, así la ecuación fasorial puede ser escrita en términos de sus magnitudes como sigue,

$$I_m = \frac{\Omega_m}{L_m} \cong \frac{\vec{V}_s}{(2\pi f)L_m} \Rightarrow \Omega_m \propto \frac{V_s}{f}$$

donde V y Ω corresponden al voltaje y al flujo del estator. De esta ecuación se desprende que si la relación entre voltaje y frecuencia del estator se mantiene constante para cualquier cambio de frecuencia, el flujo se mantiene constante y así el torque es independiente de la frecuencia de alimentación.

Un perfil típico de control V/Hz se divide en tres rangos de velocidades [3]:

- Entre $0-f_c$ Hz no se puede despreciar la resistencia del estator y la caída de tensión en ésta debe ser compensada. En esta zona el perfil V/Hz no es lineal. La frecuencia de corte f_c debe ser calculada analíticamente considerando una resistencia del estator no nula.
- Entre f_c-f_{nom} Hz se sigue la relación lineal entre V/Hz , para obtener el voltaje nominal cuando se está en la frecuencia nominal. La pendiente representa el flujo en el entrehierro.
- Para frecuencias mayores a la frecuencia nominal no se puede satisfacer la relación lineal entre voltaje y frecuencia, debido a que el motor está diseñado para soportar hasta la tensión nominal y pueden verse comprometidas las aislaciones en las bobinas del estator. Debido a que en esta zona el voltaje se mantiene constante, el flujo en el entrehierro se verá inevitablemente reducido y así también disminuirá el torque.

Este perfil característico se observa en la figura 2.11.

2.4.2. Control por Orientación de flujo

Un control simple como la estrategia V/f tiene limitaciones en el desempeño [2]. Para obtener un mejor desempeño dinámico, se debe aplicar una estrategia de control más compleja

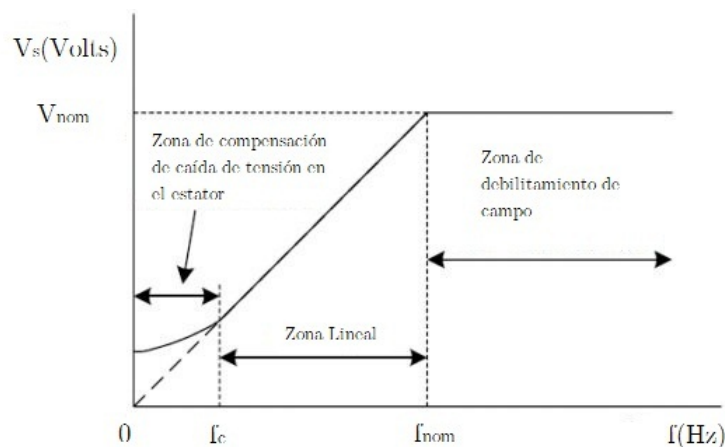


Figura 2.11: Perfil V/Hz característico (referencia [3])

para controlar el motor de inducción. Se deben usar transformadas matemáticas para poder desacoplar la generación de torque y las funciones de magnetización. Este control desacoplado del torque y de la magnetización es llamado control por orientación de flujo o FOC (del inglés Field Oriented Control).

Para entender el objetivo de la técnica de control de flujo se debe realizar un resumen del motor DC de excitación independiente. Estos motores se caracterizan por proveer una rápida aceleración y desaceleración la que los hace especialmente útiles en aplicaciones de tracción [16]. En estos motores se pueden ajustar el torque y la magnetización de forma independiente. La magnitud de la corriente de excitación de campo rige el valor del flujo magnético. El conmutador del rotor juega un rol importante en la producción de torque. El conmutador está en contacto con las escobillas, y la construcción mecánica está diseñada para conmutar las bobinas que están mecánicamente alineadas para producir el torque máximo. Esta característica hace que la producción de torque esté siempre cerca del óptimo. Todo esto implica que la clave es que la corriente en las bobinas sean manejadas para que el flujo producido por las bobinas del rotor sea ortogonal al del estator.

El objetivo del FOC es ser capaz de controlar de forma separada la producción de torque y las componentes del flujo magnetizante. La técnica busca, en un sentido, imitar la operación del motor DC.

El control por orientación de flujo consiste en controlar las corrientes del estator representadas con un vector complejo. Las máquinas controladas por orientación de flujo necesitan dos constantes como referencias de entrada, la componente de torque (alineada con el eje

q) y la componente de magnetización (alineada con el eje d). Como FOC está basado en proyecciones, la estrategia de control maneja variables eléctricas instantáneas. Esto lleva a que este control sea preciso en cualquier operación (régimen transitorio o permanente).

La relación entre el Torque(M) y la corriente en cuadratura (i_{Sq}) es la siguiente:

$$M \propto \Omega_R i_{Sq}$$

donde al mantener Ω_R , que corresponde al flujo del rotor, constante se tiene un control lineal del torque.

2.4.3. Definición del vector espacial y transformadas

Las tensiones trifásicas, las corrientes y los flujos en los motores asíncronos pueden ser analizados mediante vectores espaciales complejos. En lo que se refiere a las corrientes el vector espacial puede ser definidos como sigue. Asumiendo que i_a , i_b e i_c son las corrientes instantáneas en las fases del estator, luego el vector complejo de la corriente del estator está definido por:

$$i_s = i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c$$

donde $\alpha = e^{j2/3\pi}$ y $\alpha^2 = e^{j4/3\pi}$ corresponden a los operadores espaciales. Todo esto se puede resumir en el diagrama 2.12.

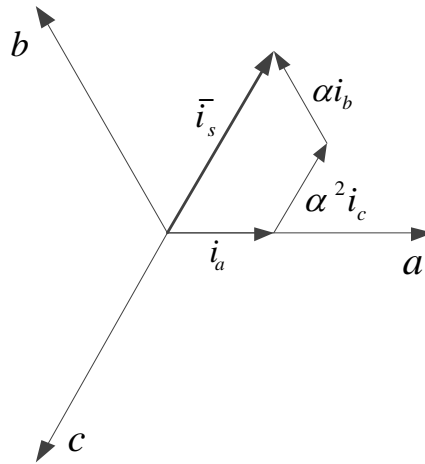


Figura 2.12: Vector de Corrientes en el Estator y Coordenadas ABC

Donde (a,b,c) son los ejes del sistema trifásicos. Este vector espacial de corriente muestra el sistema trifásico sinusoidal. Este sistema debe ser transformado en un sistema de dos ejes invariantes en el tiempo. Esta transformación puede ser separada en dos pasos.

- (a,b,c) a (α,β) mediante la Transformación de Clarke
- (α,β) a (d,q) mediante la transformación de Park

2.4.4. Transformada de Clarke

El vector espacial puede ser expresado en otro sistema de referencia con dos ejes ortogonales (α, β). Asumiendo que el eje α y el a son correspondientes, se puede observar en el diagrama vectorial de la figura 2.13.

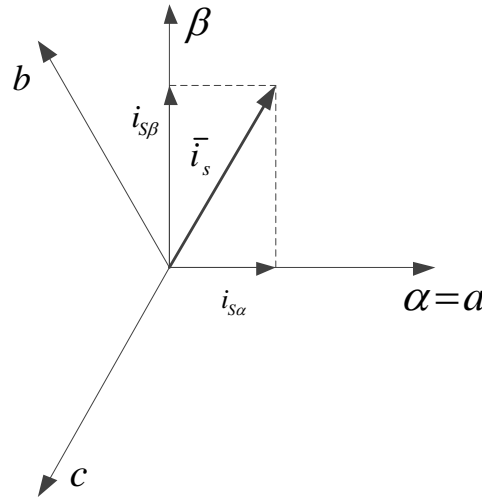


Figura 2.13: Coordenadas $\alpha \beta$

La transformación que modifica el sistema trifásico al sistema de dos ejes ortogonales (α, β) es la siguiente:

$$i_{s\alpha} = i_{sa}$$

$$i_{s\beta} = \frac{2i_{sb} + i_{sa}}{\sqrt{3}}$$

Así se obtiene un sistema bidimensional que aun depende del tiempo y la velocidad.

2.4.5. Transformada de Park

Esta corresponde a la transformada más importante del FOC. Esta proyección modifica el sistema ortogonal de dos fases (α, β) a un sistema rotatorio dq. Si se considera que el eje d está alineado con el flujo del rotor. El siguiente esquema muestra la relación entre los dos sistemas.

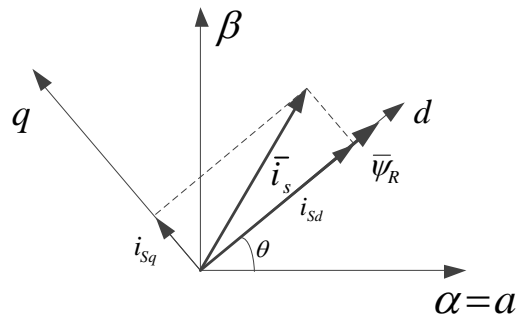


Figura 2.14: Coordenadas DQ

Donde θ corresponde a la posición del flujo de rotor. Las componentes de torque y de flujo están determinados por las siguientes ecuaciones:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos(\theta) + i_{s\beta} \sin(\theta)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin(\theta) + i_{s\beta} \cos(\theta)$$

Estas componentes dependen de las componentes del vector de corrientes (α, β) y en la posición del flujo del rotor. Si se conoce la posición del flujo del rotor las componentes d,q se vuelven constantes.

2.4.6. Esquema básico del control por orientación de flujo

El diagrama de la figura 2.15 resume el esquema básico del control de torque por orientación de flujo.

Se miden las corrientes de dos fases. Estas corrientes, en el sistema espacial, son transformadas al sistema $\alpha\beta$ mediante la transformada de Clarke. Luego estas son llevadas al sistema rotatorio dq mediante la transformación de Park. Las componentes i_{sd} e i_{sq} son comparadas con las referencias i_{sdref} e i_{sqref} . Al comparar las corrientes con las referencias se obtienen

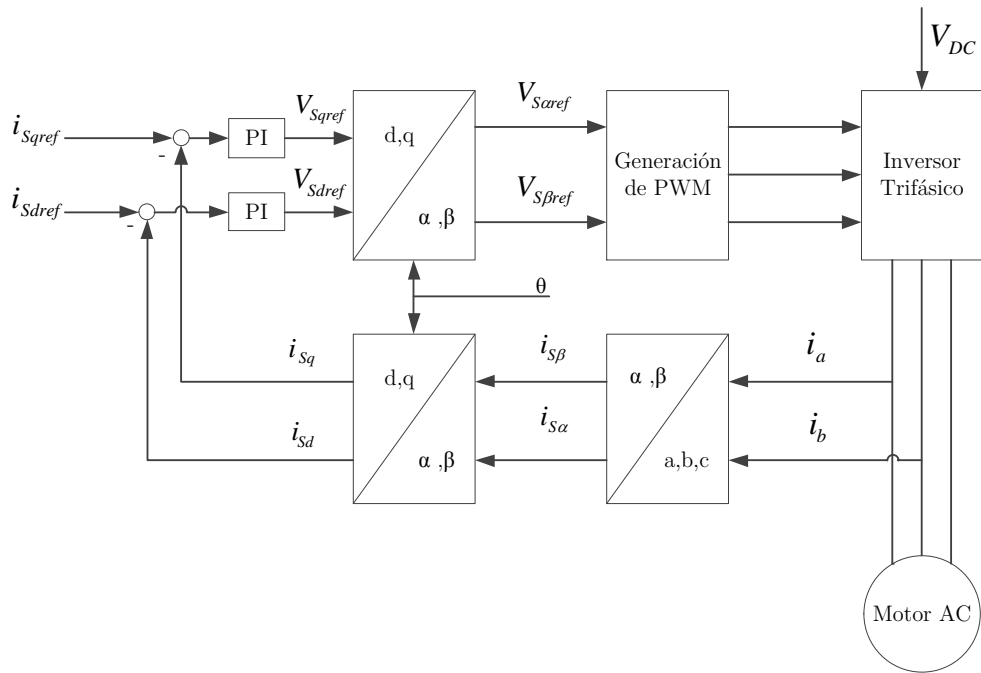


Figura 2.15: Esquema Básico FOC

las tensiones en el sistema de referencia rotatorio, las que son llevadas al sistema ortogonal de Clarke por la transformada inversa de Park. Estas tensiones $V_{\alpha ref}$ y $V_{\beta ref}$ corresponden a las entradas de la modelación vectorial.

La posición del flujo magnético es el núcleo del control por orientación de flujo. De hecho si existe un error en esta variable, el flujo del rotor no estará alineado con el eje d y las componentes de torque y de flujo en el estator serán incorrectas. La forma en que se calcula la posición del flujo depende de la máquina que se usa y si el control es directo o indirecto (se usa un sensor de velocidad y/o posición). Al ser éste el único módulo que depende de la máquina y los sensores que tenga, la estrategia de control FOC es de gran portabilidad para las máquinas AC.

2.4.7. Modulación Vectorial

Para poder generar tensiones en la salida de un inversor se pueden controlar los disparos de los interruptores asociados a cada una de las fases. Existen varias formas de controlar por pulsos la conmutación de los interruptores en donde las más importantes son la modulación

sinusoidal, modulación sinusoidal con inyección de tercera armónica, modulación delta y vectorial. En esta sección se profundiza la modulación vectorial que corresponde a la técnica de mayor desempeño y eficiencia ([24], [11]).

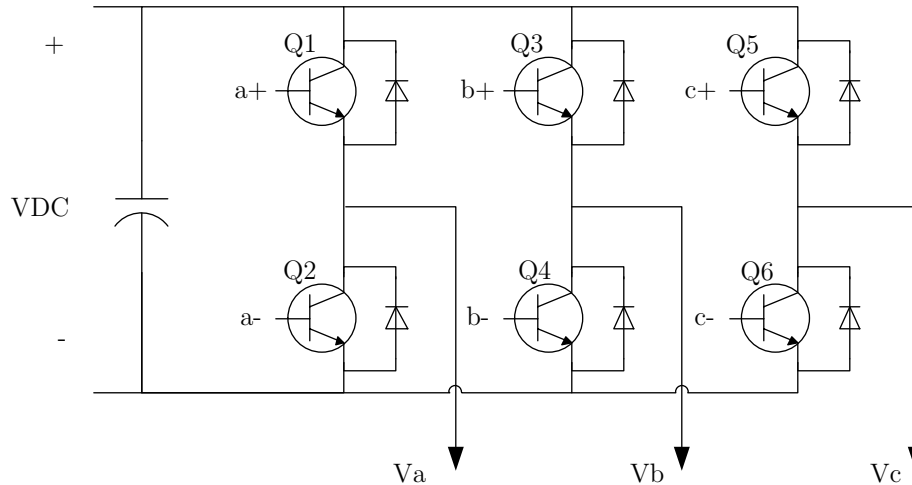


Figura 2.16: Topología Inversor Mononivel de Tres Ramas

La modulación vectorial (también llamada SVPWM, del inglés Space Vector Pulse Width Modulation) se refiere a una secuencia de conmutación de los semiconductores superiores de un inversor de tensión trifásico, como el de la figura 2.16. Es usada para el control de motores AC de inducción y motores síncronos de imanes permanentes. Este esquema de conmutación para estos dispositivos de potencia genera corrientes pseudo-sinusoidales desfasadas en 120° en el estator.

Para el inversor trifásico mononivel se tiene que existe solo 8 combinaciones de los interruptores superiores, los interruptores de una misma rama del puente no deben cerrarse ni abrirse simultáneamente ya que se produciría cortocircuito entre terminales de la fuente continua [5].

Las combinaciones y las resultantes tensiones de salida fase neutro y fase fase, para una tensión DC se muestran en la tabla 2.4. Debido a que existen solo 8 combinaciones posibles de los semiconductores de potencia. Los voltajes tienen valores discretos que se observan en la tabla 2.4.

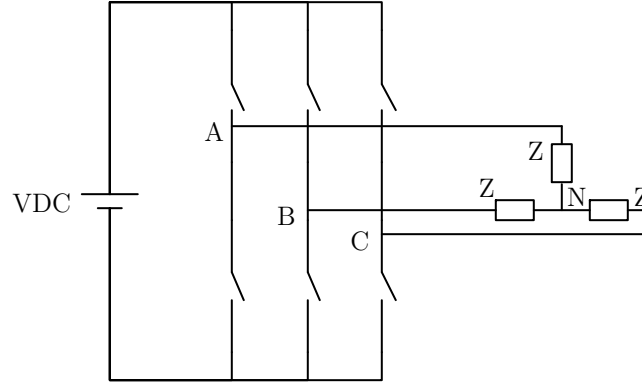


Figura 2.17: Puentes Inversor

c	b	a	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	Vector
0	0	0	0	0	0	0	0	0	O_0
0	0	1	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$	U_0
0	1	0	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0	U_{120}
0	1	1	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$	U_{60}
1	0	0	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	U_{240}
1	0	1	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0	U_{300}
1	1	0	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}	U_{180}
1	1	1	0	0	0	0	0	0	O_{111}

Tabla 2.4: Estados de los Interruptores, Tensiones Instantáneas en el Inversor y Vectores Espaciales

A cada una de estas combinaciones se le asigna un vector, que corresponde a la última columna de la tabla 2.4. Los ocho vectores espaciales se observan en la figura 2.18.

El vector de salida se obtiene de una combinación de patrones de conmutación de los vectores espaciales. Como se observa en la figura 2.19, el vector de salida se obtiene sumando los vectores espaciales ponderados por el tiempo de permanencia de cada estado. Este vector hará un giro completo al pasar por los 6 sectores.

$$\vec{U} = \frac{1}{T_s} [\vec{U}_x \cdot t_x + \vec{U}_y \cdot t_y + \vec{U}_0 \cdot t_0]$$

$$T_s = t_x + t_y + t_z$$

donde,

t_x : tiempo de permanencia en x .

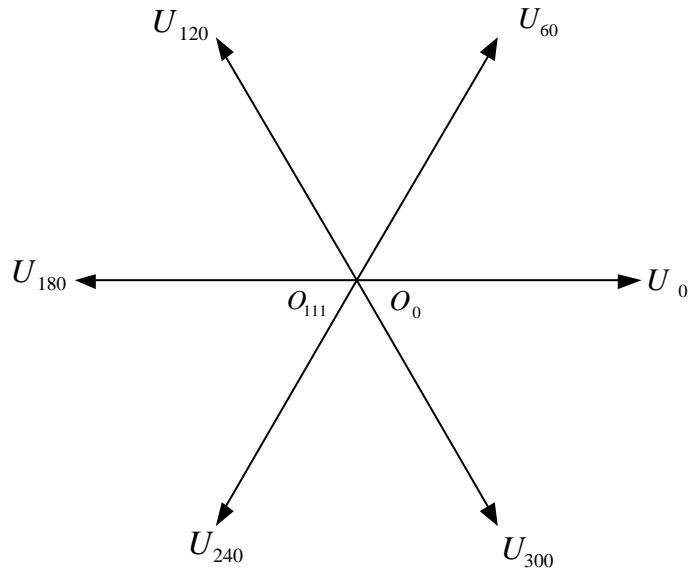


Figura 2.18: Representación de los Vectores Espaciales

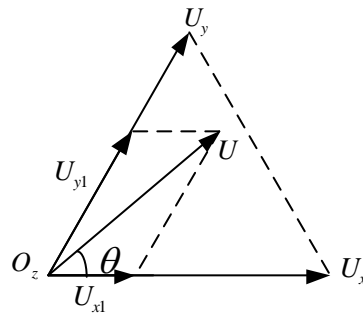


Figura 2.19: Definición del Vector Espacial

t_y : tiempo de permanencia en y .

t_z : tiempo de permanencia en z .

T_s : tiempo de permanencia en el sector.

Capítulo 3

Sistema de Tracción Eléctrica

Se diseñó el sistema eléctrico de tracción que reemplazará al sistema del motor de combustión interna que tenía el auto originalmente. Las piezas y partes que deben ser removidas para dar espacio al nuevo sistema de tracción son las siguientes:

- Motor de Combustión Interna, incluye motor de partida, alternador, carburador, filtro de aire, aceite, de combustible, etc.
- Sistema de Escape de gases, incluye catalizador, silenciadores.
- Sistema de Alimentación de combustible, bomba de combustible y estanque.
- Sistema de Refrigeración, incluyendo radiador, ventilador, etc.

Estas piezas se observan en la figura 3.1 y pueden ser revisadas de forma completa refiriéndose al manual de despiece en [4].

En el sistema de tracción eléctrica a implementar se pueden diferenciar, por su funcionalidad, varios bloques. Un esquema general de estos bloques se observa en la figura 3.2.

En este esquema se observan los distintos módulos que conforman el sistema de tracción junto con las interacciones que se tienen entre ellos. Más adelante se describirá cada uno de los módulos en detalles pero primero se realizará una explicación general.

El banco de baterías es el encargado de acumular la energía para el sistema de tracción y todos los sistemas auxiliares. Para poder tener una autonomía importante sin aumentar demasiado el peso del vehículo se optó por usar tecnología LiFeYPO_4 , que tiene una alta densidad energética, logrando tener un banco de 19.8kWH de capacidad con un peso cercano a los 250kg. La tensión del banco debe ser elevada para poder alimentar el motor, por lo que es de 330VDC nominal.

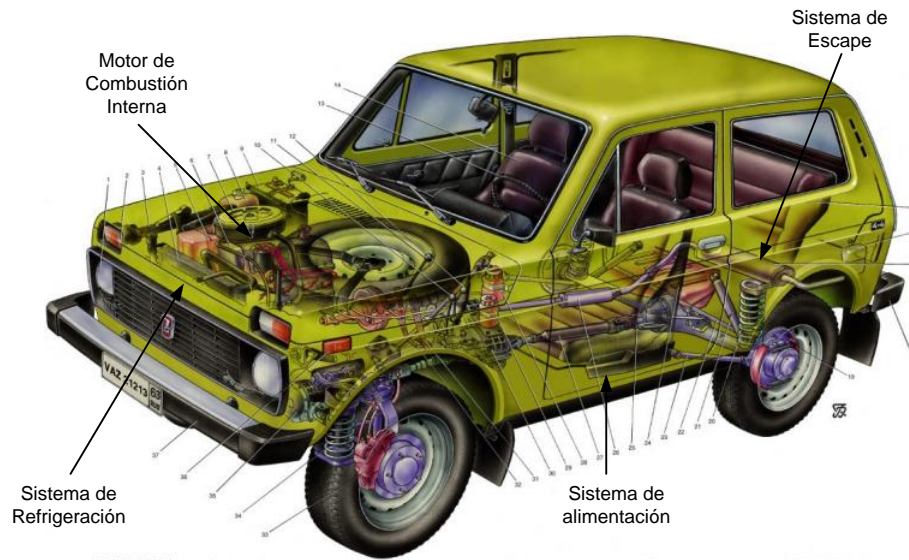


Figura 3.1: Sistemas relacionados con sistema de tracción de combustión interna

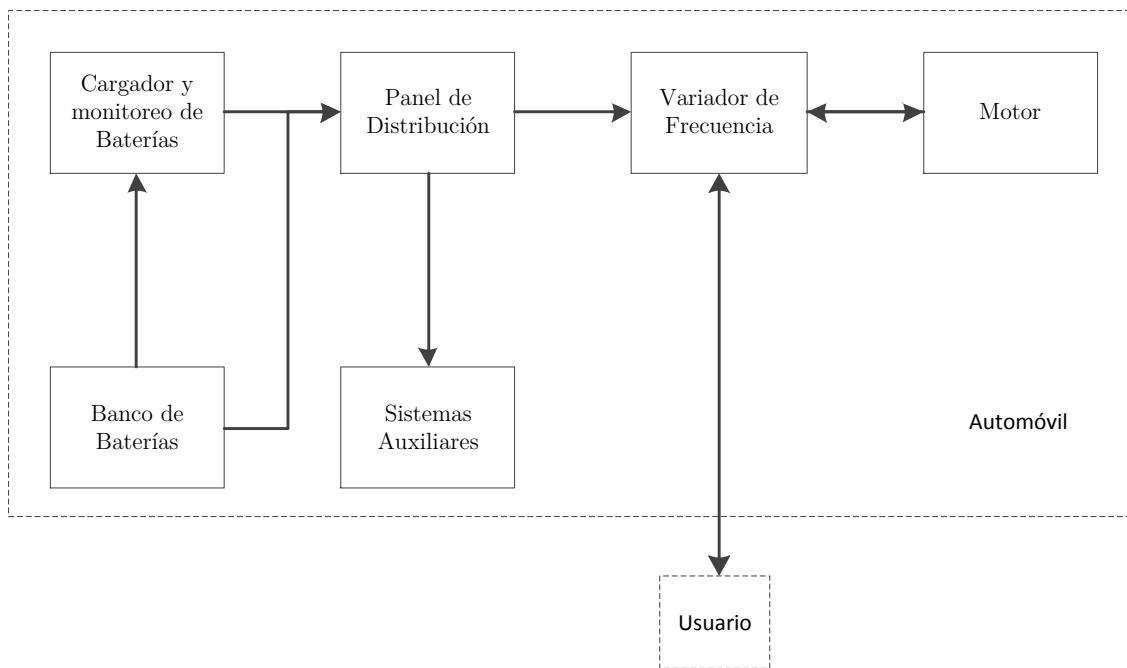


Figura 3.2: Esquema Básico Sistema de Tracción

El sistema de carga y monitoreo de baterías controla el proceso de carga de baterías. Se debe usar un cargador que sea capaz de cargar a la tensión del banco de baterías, y que

entregue una corriente que no demore más de 10 horas el proceso de carga. El sistema de monitoreo se comunica con los BMS distribuidos en las celdas y puede desconectar el proceso de carga en caso de algún problema.

El panel de distribución se conforma de barras y protecciones para distribuir la energía a los distintos módulos. Así también incorpora un conversor DC/DC para poder transformar la energía del banco de baterías a los 12VDC que ocupan los sistemas auxiliares y el control central.

Los sistemas auxiliares (S.S.A.A.) corresponden a los sistemas eléctricos que tiene el auto en su condición original, como las luces y la radio. Además se incluye en este sistema una bomba de vacío para los frenos que suple el vacío que antes generaba el motor de combustión interna, el que garantiza el correcto funcionamiento de los frenos servo asistidos.

El variador de frecuencia convierte la corriente continua que entregan las baterías a corriente alterna trifásica con la que opera el motor de inducción. Incorpora algoritmos de control de velocidad al recibir la señal del acelerador. Además su procesador es el encargado de recibir la información del acelerador y de desplegar información hacia el usuario.

Finalmente, el motor es el que convierte la energía eléctrica en energía motriz. Para tener un buen desempeño y eficiencia se eligió un motor de inducción trifásico de 42Hp nominales, capaz de alcanzar un peak de 91HP.

El esquema detallado de las conexiones de cada uno de los módulos, se observa en la figura 3.3.

En las secciones siguientes se explica de forma detallada cada uno de los módulos y se especifican los componentes usados en ellos.

3.1. Banco de Baterías

El primer módulo corresponde al banco de baterías. Para poder alimentar el motor que opera en una tensión nominal de 250V trifásicos se debe tener un banco que tenga una tensión elevada para poder abastecer al motor de un rango de voltajes en el que esté operacional, se escogió un banco de 330V. El banco también determina la autonomía que tendrá el vehículo, la que está definida por la capacidad del banco, para tener una autonomía cercana a los 70km. se escogen celdas de 60Ah, por lo que la capacidad del banco es de 19.8kWh. La tecnología usada para poder tener un banco de estas dimensiones sin aumentar demasiado

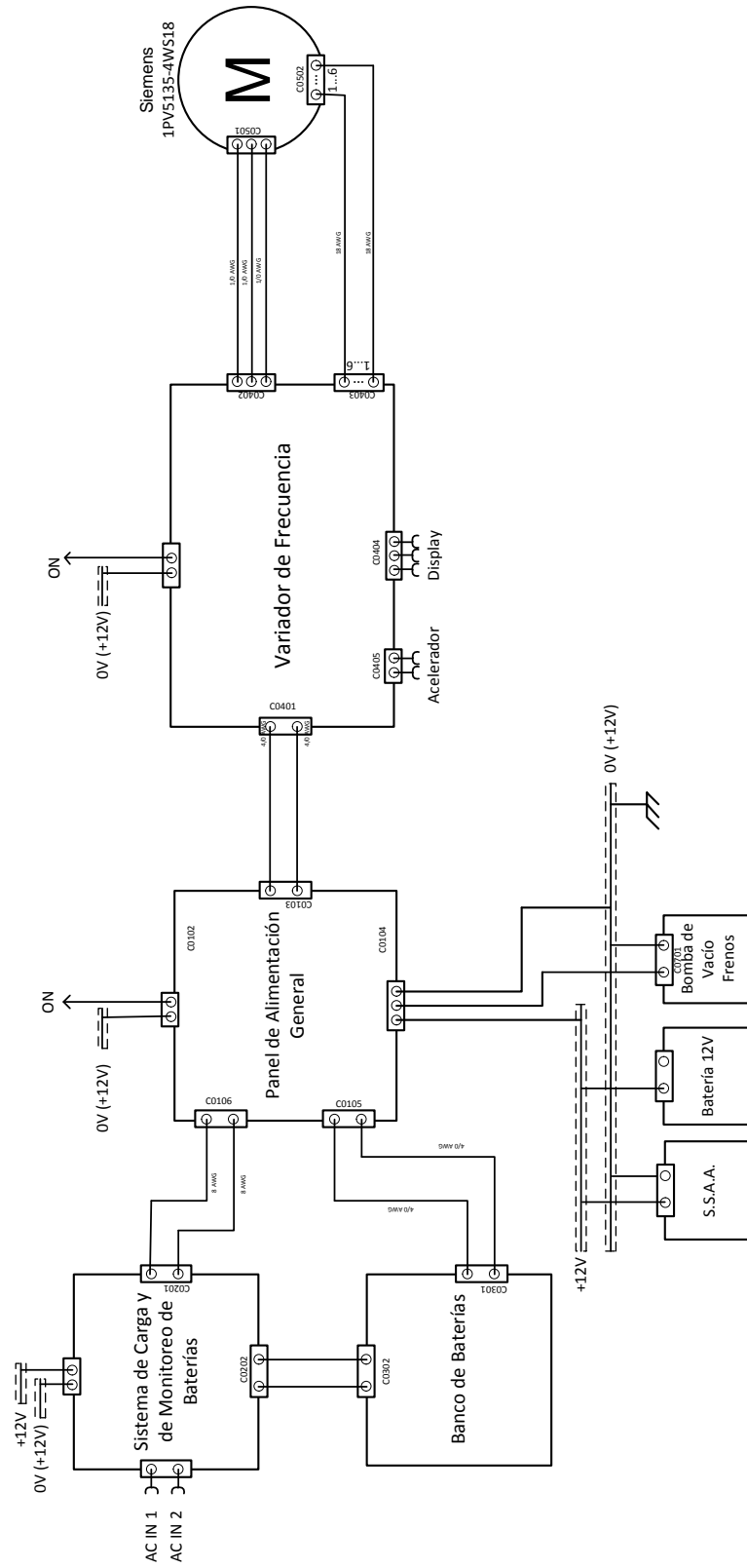


Figura 3.3: Esquema de Conexiones Sistema de Tracción Eléctrica

el peso del vehículo es LiFeYPO_4 , con una densidad de 94Wh/kg por lo que el banco pesa cerca de 250kg. Al usar esta tecnología se debe monitorear la tensión y temperatura de cada celda por lo que se incorpora un sistema BMS distribuido.

El banco de baterías estará compuesto por 100 Celdas de 3.3V y 60Ah marca Winston Batteries (ex Thundersky), con lo que se tendrá un banco de 19.8KWh nominales. Las características nominales de cada una de estas celdas se observa en la siguiente tabla.

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	≥ 3000 veces $80\text{DOD}\%$ (profundidad de descarga) ó ≥ 5000 veces $70\text{DOD}\%$
Temperatura de Resistencia de la Carcasa	$\leq 200^\circ\text{C}$
Temperatura de Operación	$-45^\circ \sim 85^\circ\text{C}$
Rango de Auto descarga	$\leq 3\%$ mensual
Peso	$2.3\text{kg} \pm 50\text{g}$

Tabla 3.1: Especificaciones Celdas LiFeYPO_4 Winston Batteries

Cada una de estas celdas se observa en la figura 3.4



Figura 3.4: Celda Thundersky (referencia [23])

Otra característica importante corresponde a la curva de descarga de cada una de las celdas. Este gráfico se observa en 3.5. Es importante notar que la descarga de la batería en

ningún caso es lineal al voltaje. Esta tabla será usada como *look up table* para estimar la tensión del banco de baterías

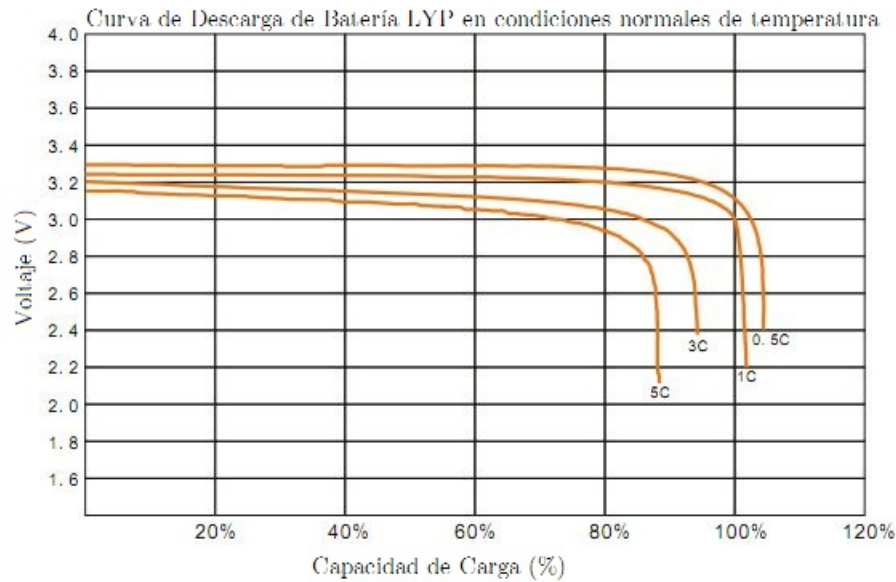


Figura 3.5: Curva de descarga (referencia [23])

El esquema de instalación de baterías se observa en el diagrama de la figura 3.6.

3.2. Sistema de Manejo de Baterías EV Power

Las baterías con química LiFeYPO₄ necesitan un constante monitoreo de su tensión para evitar ser dañadas. Debido a su simpleza y robustez el sistema de manejo de baterías a usar corresponde al de la empresa australiana EV Power. Esta corresponde a una pequeña placa sobre cada celda que monitorea la tensión de esta para evitar fallas en la celda. Esta electrónica deriva la corriente de carga cuando se supera la tensión nominal de la celda. Así también actúa en caso de superar la temperatura de operación. Permite la operación sin fallas del banco de baterías, entrega el *feedback* necesario para el usuario y controla el proceso de carga. El sistema consiste en una unidad de control central y en un circuito que se instala en los bornes de cada una de las celdas de ion litio. El módulo instalado sobre una celda se puede observar en la figura 3.7 y el circuito de control central en la figura 3.8

Los módulos para cada una de las celdas pueden actuar como balanceadores de voltaje *stand-alone* o pueden estar encadenados al unir sus terminales, estos serán un circuito cerrado en caso de que se esté dentro de los límites de operación y en caso de falla será un circuito abierto. Este cable de control puede ser usado para controlar la carga, cargadores y usar la

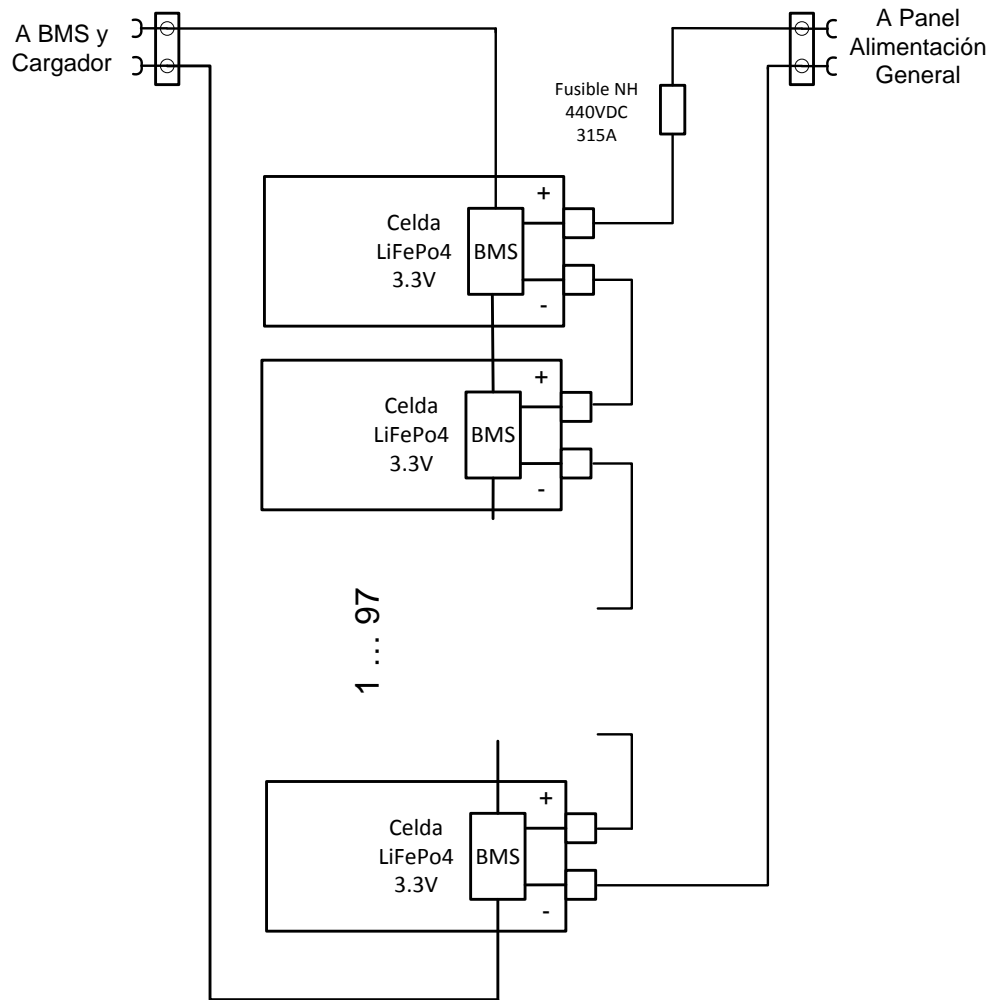


Figura 3.6: Esquema de Instalación Banco de Baterías

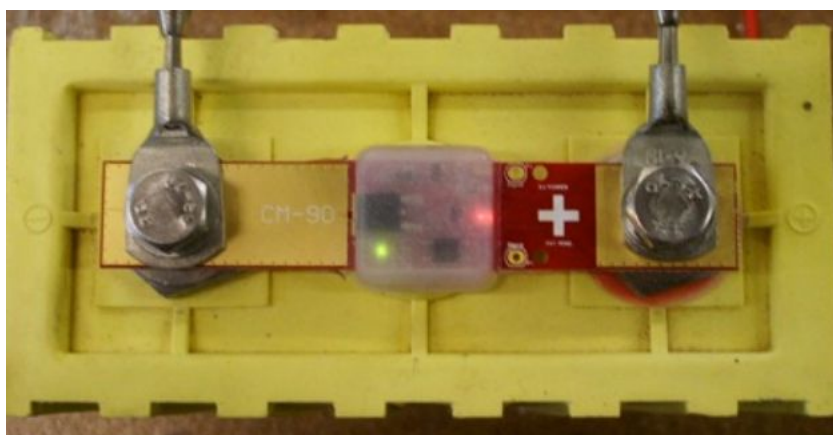


Figura 3.7: Módulo BMS (referencia [10])

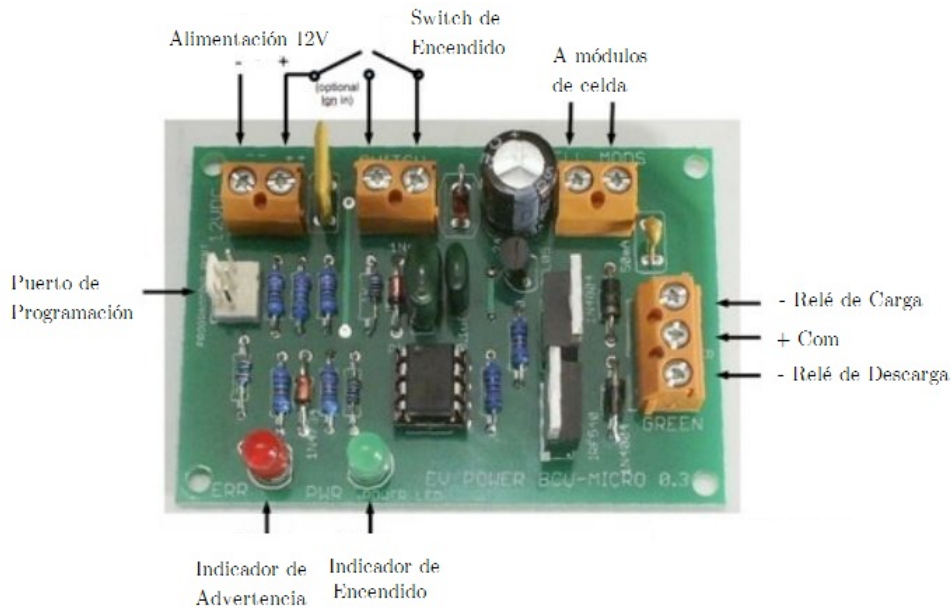


Figura 3.8: Circuito de Control central (referencia [9])

unidad de control central para el monitoreo. Estos módulos derivan su celda en caso de que exista un voltaje mayor a $3.65V$. Esto permite que las celdas que están desbalanceadas no sean cargadas.

La unidad de control central monitorea el estado del banco por medio del cable encadenado y maneja un relé que desconecta el cargador en caso de detectar algún inconveniente en el cable de control que une todos los módulos balanceadores de celda.

3.3. Cargador Manzanita PFC-20M

Para rectificar la tensión de la red y poder cargar el banco de baterías de $330VDC$ se eligió el cargador de baterías Manzanita PFC-20. Este cargador de baterías permite cargar un banco de baterías con voltajes entre 12 y $450VDC$. Al usar la química $LiFeYPO_4$, por recomendación del fabricante [9] se debe cargar a una tensión de 365 volts para el banco de baterías especificado, por lo que se encuentra en el rango del voltaje de carga. Junto con permitir un ajuste en el voltaje de salida, también permite ajustar la corriente de entrada del cargador para evitar sobrecargas en redes de baja potencia, esta corriente puede ser de hasta 20A. La tensión de entrada puede ser entre 100 y $240V$ monofásicos con una frecuencia entre 40 y $80Hz$.

Una de las características importantes de este tipo de cargador es que el factor de potencia

está corregido alcanzando un valor sobre 0.9 y una eficiencia en el mismo rango.

Las principales características del cargador se observan en la tabla 3.2.

Modelo	Manzanita Micro PFC 20
Rango del Voltaje de Entrada	100-240V AC 40-80Hz
Rango del Voltaje de Salida	12 a 450VDC \pm 1V
Potencia de salida	Hasta 4.8kW
Temperatura de Operación	-28.8°C a 48.8°C
Peso	8.2kg

Tabla 3.2: Especificaciones Cargador de Baterías Manzanita PFC20

El panel de control del cargador se observa en la figura 3.9.

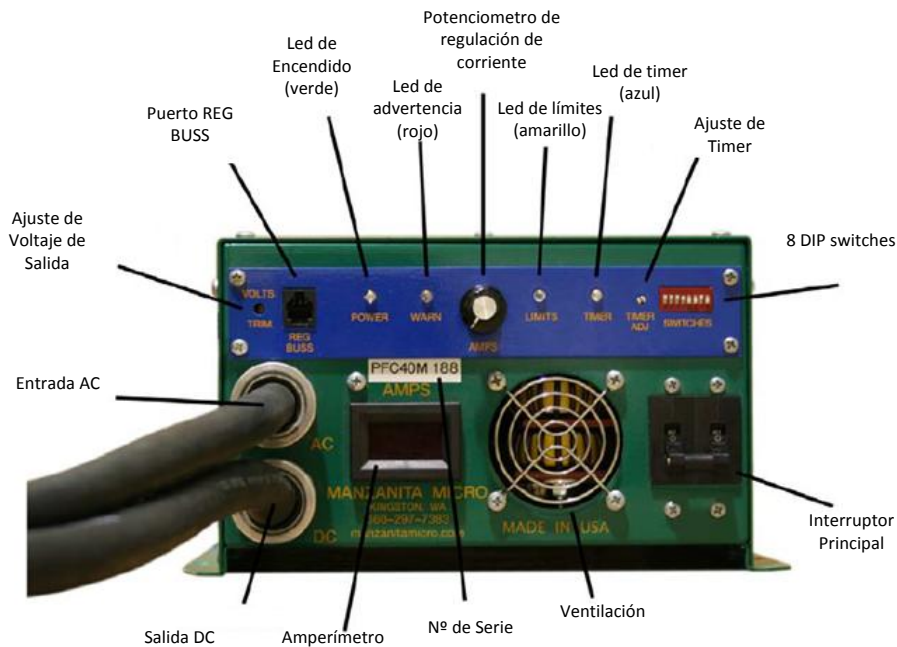


Figura 3.9: Panel de Control Cargador (referencia [15])

- **Ajuste de Voltaje:** Limita el voltaje máximo que puede alcanzar el banco de baterías antes de limitar la corriente.
- **Reg Buss:** Comunicación digital con BMS. En este caso particular esta característica no será usado debido a que el BMS elegido es análogo
- **Leds:** Indican el estado en el que se encuentra el cargador. Señala si el cargador se encuentra encendido, si existe alguna advertencia, si está configurado el timer o si el

cargador se encuentra en su límite de corriente o de tensión.

- **Potenciómetro de Control de Corriente:** Se usa para limitar la corriente máxima de salida del cargador. Así es posible cargar en redes domiciliarias con protecciones de corrientes nominales menores a los 20A de corriente de salida nominal del cargador.
- **Ajuste de Timer:** Permite ajustar el tiempo en que el cargador se encuentra en voltaje constante al final de un ciclo de carga. Esto es de especial utilidad para el balanceo de voltajes en las celdas del banco. El interruptor tiene 16 posiciones, cada una agrega 15 minutos a este tiempo.
- **Dip Switch:** Comanda varias funciones dependiendo si el respectivo interruptor se encuentra prendido o apagado, estas funciones son
 1. Timer empieza cuando se alcanza el voltaje máximo de carga. Este switch debe estar prendido para que el balance de los voltajes en las celdas sea automático.
 2. Timer empieza cuando se prende el cargador. Este switch debe estar apagado, para que en caso de que las baterías se encuentren más descargadas, se cumpla la curvas mayor inyección de corriente y así la carga es más rápida.
 3. Timer empieza con señal del Reg Bus. A pesar de no utilizar control por Reg Bus por recomendación del fabricante este switch deber estar encendido.
 4. Timer empieza con cambio de estado del Reg Bus. Al igual que en el ítem anterior este switch debe estar encendido.
 5. Detector de bajo voltaje en el banco de baterías. No se usará esta característica por lo que el switch debe estar apagado.
 6. Ecuación para baterías AGM. Al no usarse este tipo de baterías este switch debe estar apagado.
 7. El cargador se apaga cuando se alcanza el voltaje máximo. Para el correcto balance de las celdas este switch debe estar apagado.
 8. Función de auto *reset*. Resetea el cargador en caso de que se alcance un voltaje predefinido. No se usará esta característica por lo que este switch debe estar apagado.

- **Interruptor Principal:** corresponde a un interruptor termo magnético de 20A, el que interrumpirá la alimentación del cargador en caso de que exista un cortocircuito o una sobre corriente. También permite la desconexión manual.
- **Amperímetro:** el cargador incluye un medidor de la corriente alterna que entra al cargador, así se puede verificar en que momento del ciclo de carga se encuentra el cargador.

El diagrama de conexiones del sistema de monitoreo de baterías y del cargador es el siguiente.

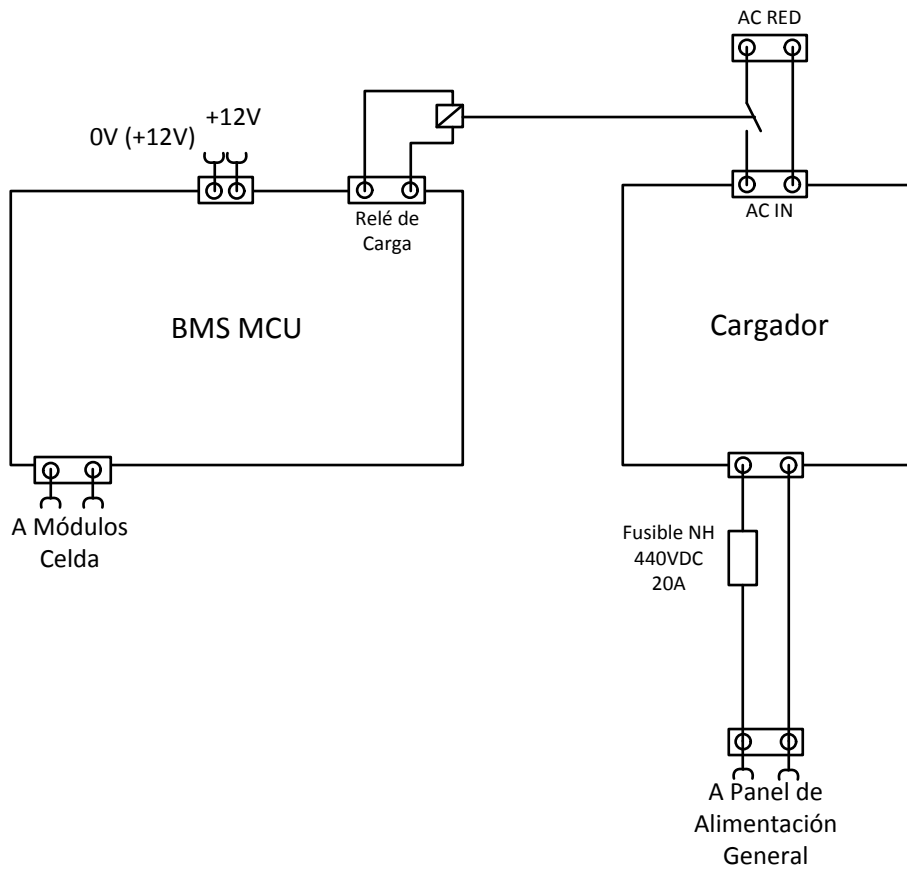


Figura 3.10: Esquema de conexiones del cargador y del BMS

Por recomendación del fabricante ([15]) se incluye un fusible de 20 A en la salida del cargador.

3.4. Panel de Alimentación General

Consiste básicamente en las conexiones entre los distintos módulos y la inclusión del convertor DC-DC, que alimentará los sistemas auxiliares del auto y a su vez carga la batería de 12V. La inclusión de esta batería es para satisfacer altas demandas en caso de que sea necesaria más corriente de salida, funciona como un *buffer*.

El convertor DC-DC que se usará corresponde al modelo DLS-240-45 de la empresa estadounidense Iota Engineering. Sus especificaciones se encuentran en la tabla 3.3.

Modelo	IOTA DLS-220-45
Voltaje de Entrada	260-340VDC
Voltaje de Salida sin carga	13.6VDC \pm 1V
Error en el voltaje de salida sin carga	Hasta 7%
Voltaje de Salida con carga	13.4VDC \pm 1V
Máxima Potencia de Salida en Régimen	600W \pm 1V
<i>Ripple</i> y ruido	< 50mVRMS
Eficiencia	80%
Máxima Corriente de In-rush	27A
Protección de Corto Circuito	Sí
Protección de sobrecarga	Sobre el 100%
Protección térmica	Sí%
Temperatura de Operación	0° a 40°C
Dimensiones	25.4cm \times 16.5cm \times 8.6cm
Peso	2.5kg

Tabla 3.3: Especificaciones convertor DC-DC

El convertor se puede observar en la figura 3.11

El diagrama de conexiones del Panel de Alimentación general se observa en la figura 3.12

3.5. Variador de Frecuencia

El inversor y el control del motor de tracción fueron diseñados como parte de esta memoria. Es por esto que sus detalles y especificaciones se encuentran en el capítulo 4.



Figura 3.11: Conversor DC-DC (referencia [13])

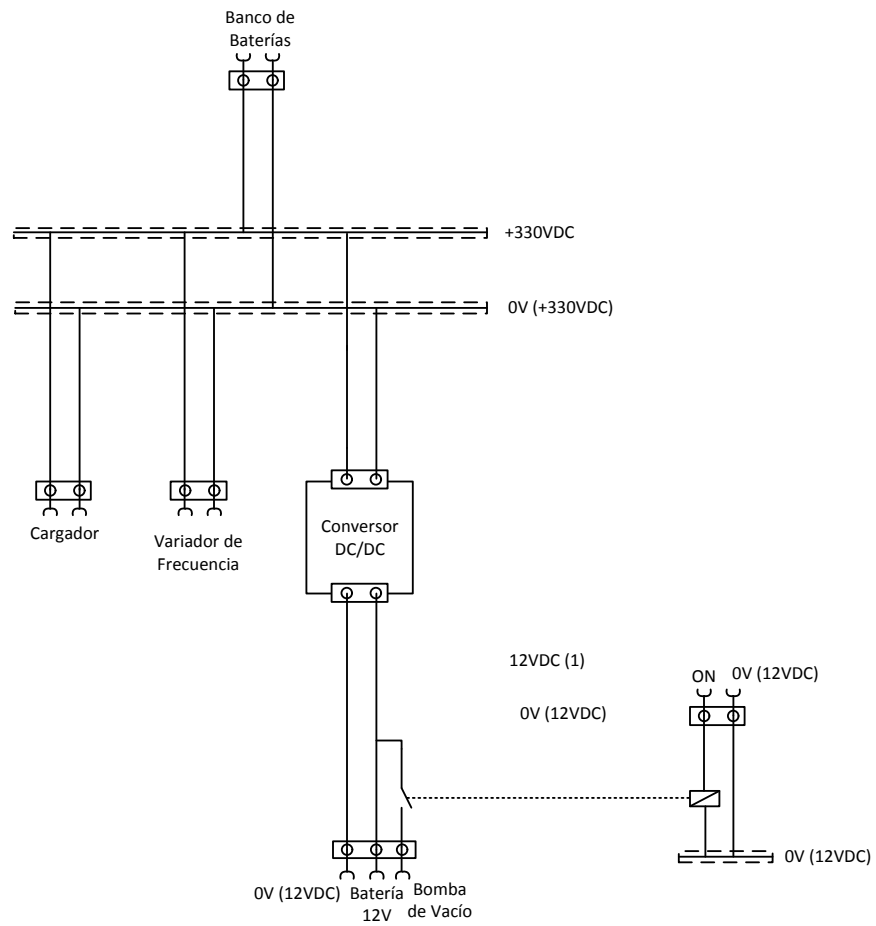


Figura 3.12: Esquema de Conexiones Panel de Alimentación General

3.6. Motor de Inducción Trifásico Siemens

El motor corresponde al modelo 1PV5133-4WS20 W11 diseñado por Siemens para la camioneta eléctrica Ford Ranger EV que se produjo desde el año 1998 al 2002. Corresponde a un motor de inducción trifásico, refrigerado por agua, de 6 polos que también cuenta con un conector de 6 pines el que entrega las lecturas de los sensores de temperatura, de posición y de velocidad. Puede llegar hasta las $13.000rpm$. El motor adquirido se observa en 3.13.

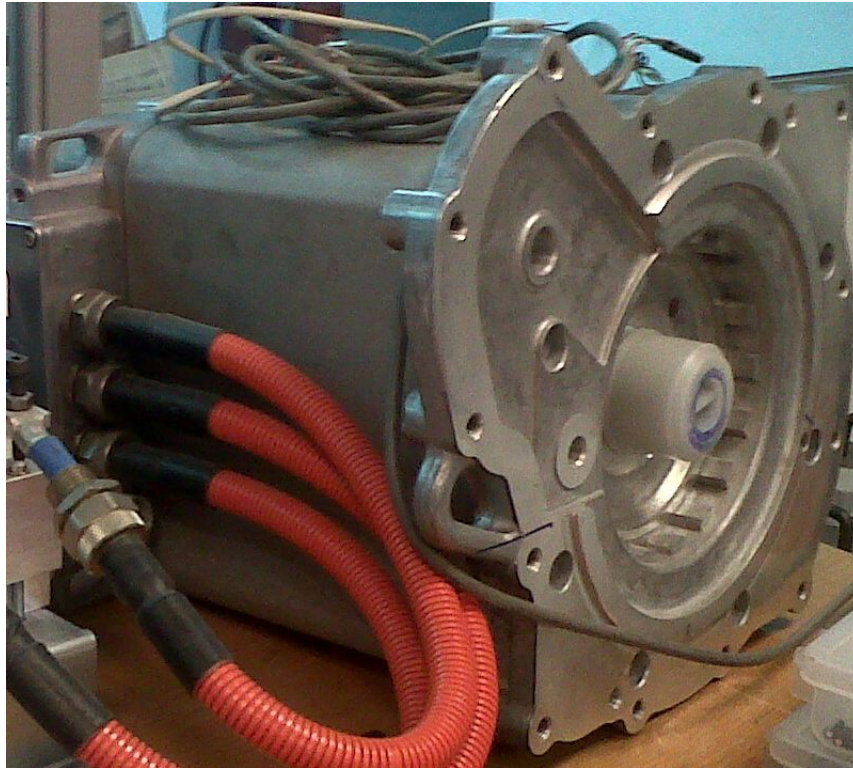


Figura 3.13: Motor eléctrico Siemens 1PV5133-4WS20

Sus características generales de potencia son $33kW$ en régimen nominal y puede alcanzar un peak de $67kW$, estos valores expresados en HP corresponden a $42HP$ y $90HP$ de peak. El gráfico con la potencia para las distintas revoluciones se encuentra a continuación.

Puede alcanzar un torque máximo cercano a los $200Nm$, torque que se alcanza en las partidas para luego ir disminuyendo lo que se ajusta perfectamente con la demanda de torque que tiene un automóvil, esto convierte al motor eléctrico en el motor ideal para aplicaciones automotrices. Al tener esta curva de torque y al lograr un alto rango de revoluciones, llegando en este motor sobre las 10.000 revoluciones por minuto, se puede prescindir de un caja de cambios. Cuando se usa un motor de combustión interna que alcanza su peak de torque

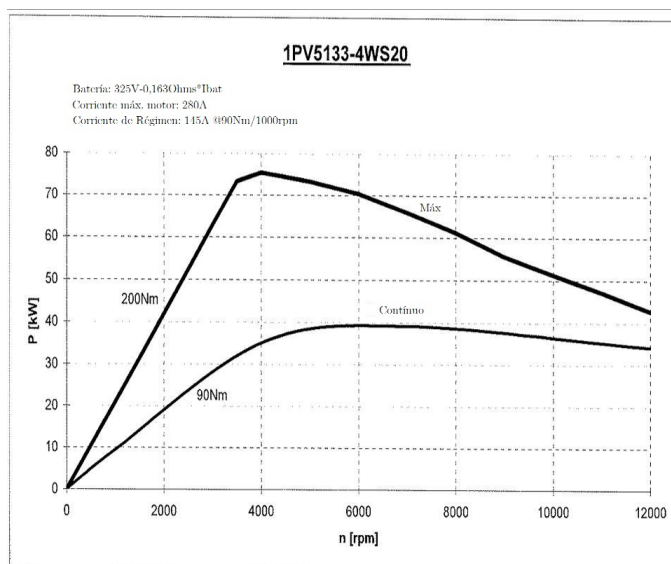


Figura 3.14: Potencia del motor a distintas revoluciones

sobre las 4500rpm es imprescindible el uso de una caja de cambios para así poder tener el torque necesario en las partidas y poder tener las revoluciones necesarias cuando se necesita velocidad y no tanto torque. A continuación se muestra la curva de torque de un motor de la misma familia que el 1PV5133-4WS20 (figura 3.3), que ilustra lo descrito anteriormente, también se muestra la curva de torque y potencia de un motor de combustión interna (figura 3.16).

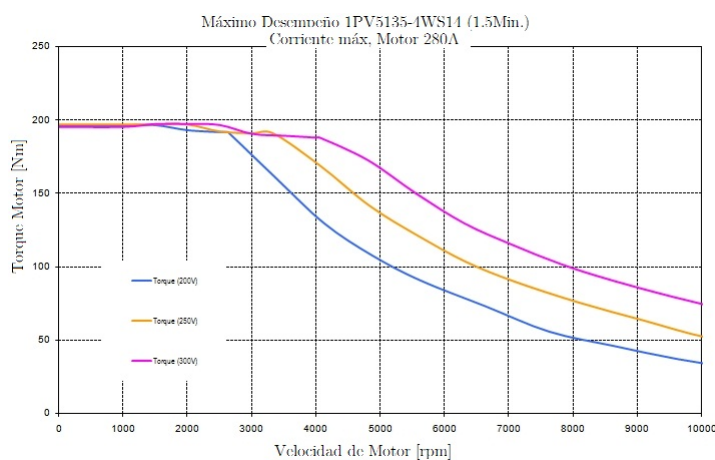


Figura 3.15: Torque de motor eléctrico a distintas revoluciones

Su peso es de 77kg lo que lo convierte en un motor de alta densidad de potencia en comparación a motores eléctricos industriales de esta potencia con pesos superiores a los 200kg debido a sus carcasas. Así también corresponde a un peso muy por debajo de un

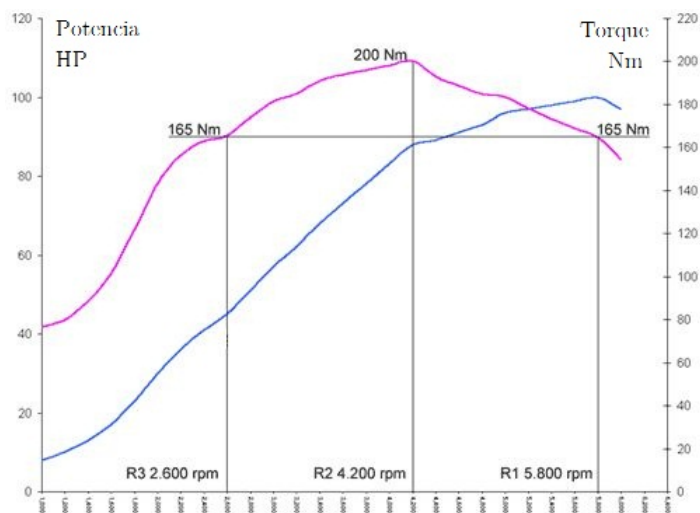


Figura 3.16: Potencia y Torque de motor de combustión interna a distintas revoluciones

motor de combustión interna para este rango de potencia, que puede alcanzar un peso de hasta $200kg$.

Capítulo 4

Variador de Frecuencia

Como parte de este trabajo de título se desarrolló el control del variador de frecuencia que alimenta al motor. Para realizar esto se adquirió un módulo de potencia que incluye sensores de corriente, voltaje y temperatura. El trabajo que se desarrolló consistió en el diseño de circuitos para el control y la programación de los esquemas de control, así también se diseñó el circuito de pre carga para evitar peaks de corriente al alimentar los condensadores del módulo de potencia.

El esquema que detalla las distintas conexiones del módulo del variador de frecuencia se observa en la figura 4.1,

En las secciones que siguen se detalla el módulo de potencia adquirido y el sistema de control.

4.1. Módulo de Potencia: Inversor Trifásico Mononivel POWEREX POW-R-PAK PP300T060

Corresponde a un ensamblaje configurable de IGBT que puede ser usado como convertidor DC-AC, chopper, fuente de poder, UPS o inversor para el control de motores u otras aplicaciones de electrónica de potencia. Los semiconductores de potencia están montados sobre un disipador. Estos IGBT tienen compuertas de baja conducción y pérdidas para tener una operación de alta eficiencia.

Este módulo tiene las siguientes características:

- Disipador
- Barra de entrada de corriente continua laminada de baja inductancia

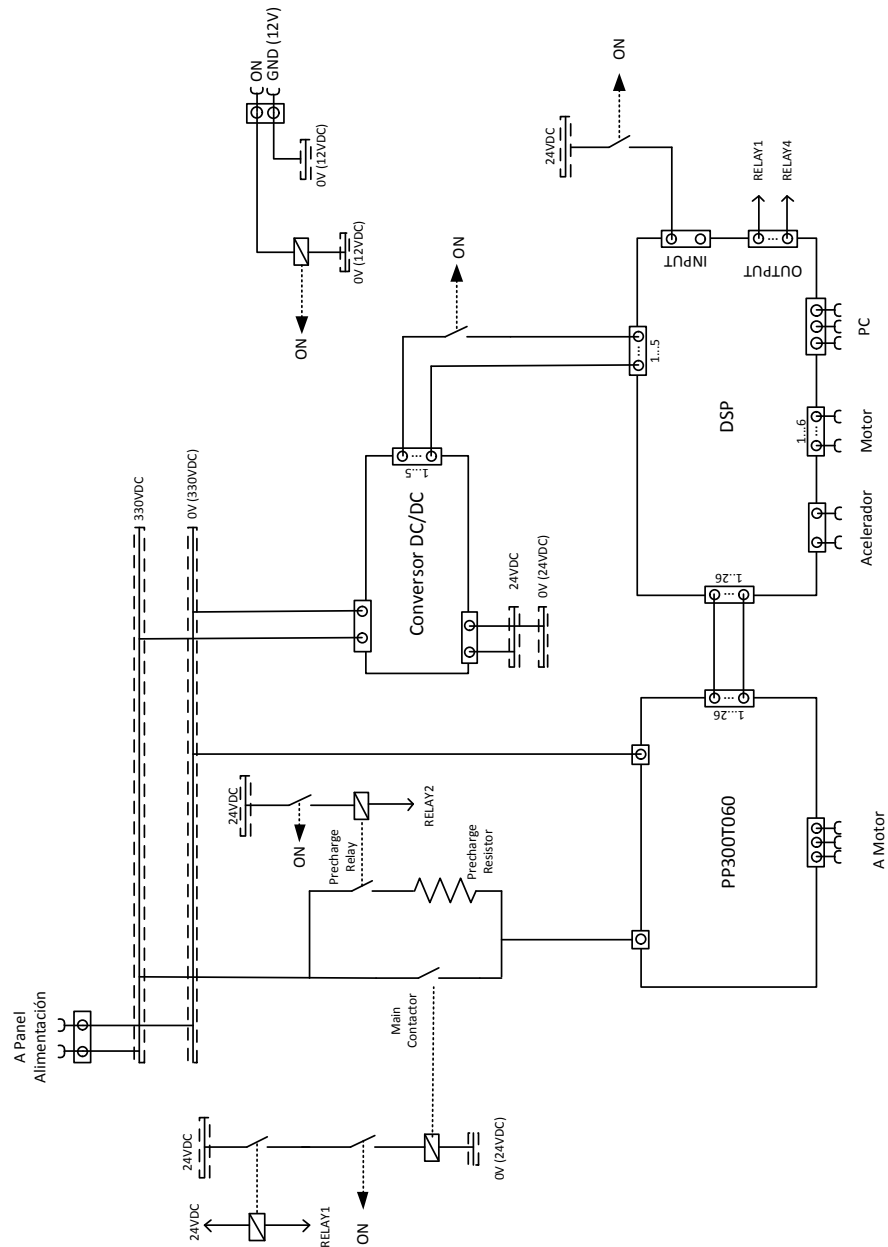


Figura 4.1: Esquema Módulo del Variador de Frecuencia

- Interfaz con compuertas aisladas ópticamente
- Alimentación de circuitos de disparo aislados
- Puede operar con frecuencias de conmutación sobre los 20kHz.

- Detección y protección contra corto circuitos, sobre corrientes, sobre voltajes, y altas temperaturas.
- Tensión máxima de la barra de continua: $400VDC$
- Corriente de Colector en régimen : $300A$
- Temperatura de operación : -25° a $+85^{\circ}$

El diagrama esquemático del inversor es el siguiente.

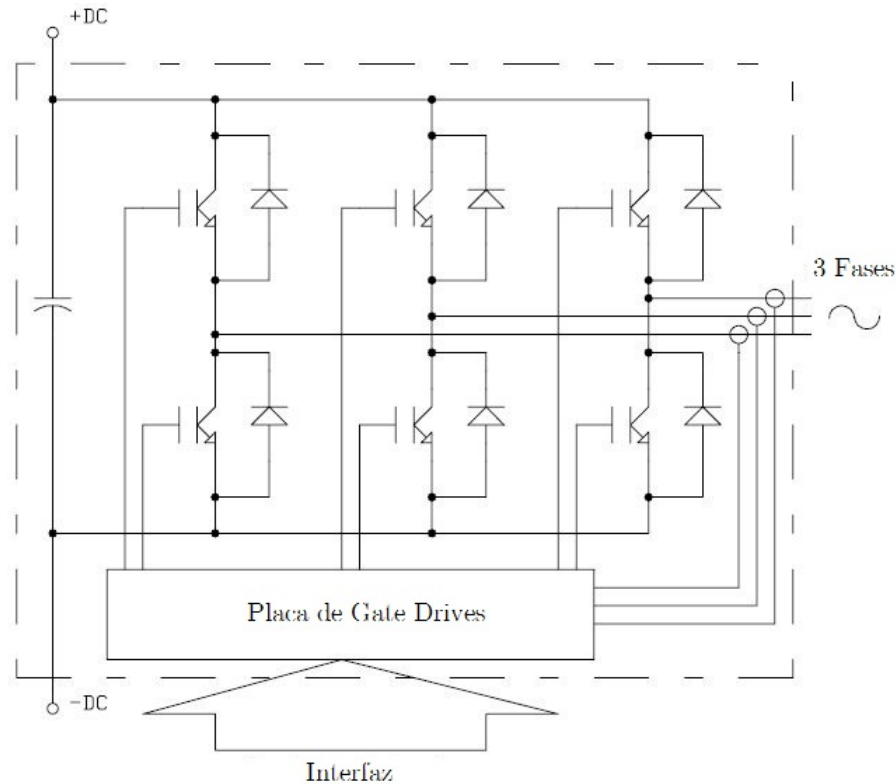


Figura 4.2: Esquema Módulo del Variador de Frecuencia PP300T060

La interfaz con el sistema control y monitoreo corresponde a un conector de 26 pines. Las señales de cada uno de estos pines se observa en la tabla 4.1.

4.2. Interfaz de Control

Debido a la gran cantidad de operaciones que implementa el algoritmo de control de velocidad es necesario usar un *Digital Signal Processor* (DSP). El modelo escogido debido a sus características de velocidad ($150MHz$) y álgebra de punto flotante es el TMS320F28335

de Texas Instruments. Todo esto permite realizar una gran cantidad de cálculos por segundo y con una gran precisión. Las características detalladas de este procesador se encuentran en la referencia [19].

Se deben implementar circuitos que sirvan de interfaz entre el DSP, el inversor PP300T060, el motor y el usuario. La descripción de estos circuitos se encuentra en la sección que sigue.

4.2.1. Circuitos Electrónicos

Para cumplir las distintas funciones necesarias para poder controlar el inversor PP300T060 se diseñaron dos placas. La primera corresponde a un conversor DC-DC que transforma la tensión del banco de baterías a las bajas tensiones para la alimentación de los circuitos de control. La figura 4.3 muestra la forma en la que son distribuidas las distintas funciones en los circuitos eléctricos.

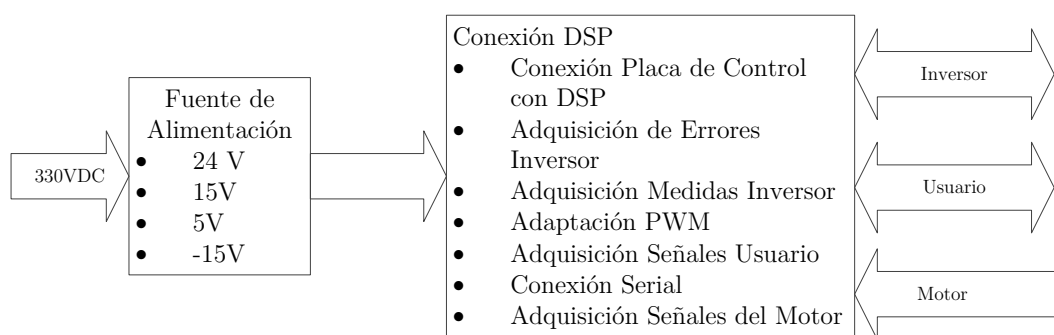


Figura 4.3: Diagrama de funciones de los circuitos de control

El detalle de cada una de estas placas y de las funciones que desempeñan se encuentran en las secciones que siguen.

Fuente de Alimentación

Para alimentar los circuitos de control se debe reducir la tensión del banco de baterías. Esto se realiza con dos fuentes de alimentación comerciales de la marca estadounidense TDK-Lambda Americas Inc. La primera de ellas corresponde a una fuente de 24V, y 40W con una eficiencia sobre el 80 %. La segunda corresponde a una fuente de tres salidas, +15, -15 y 5V de 15W. Ambas tienen un voltaje de entrada entre 100 a 375VDC. Por recomendación del

fabricante la entrada de cada una de las fuentes está protegida con un fusible de 3.15A para la fuente de 40W y uno de 2A para la fuente de 15V. La placa diseñada se observa en la figura 4.4.

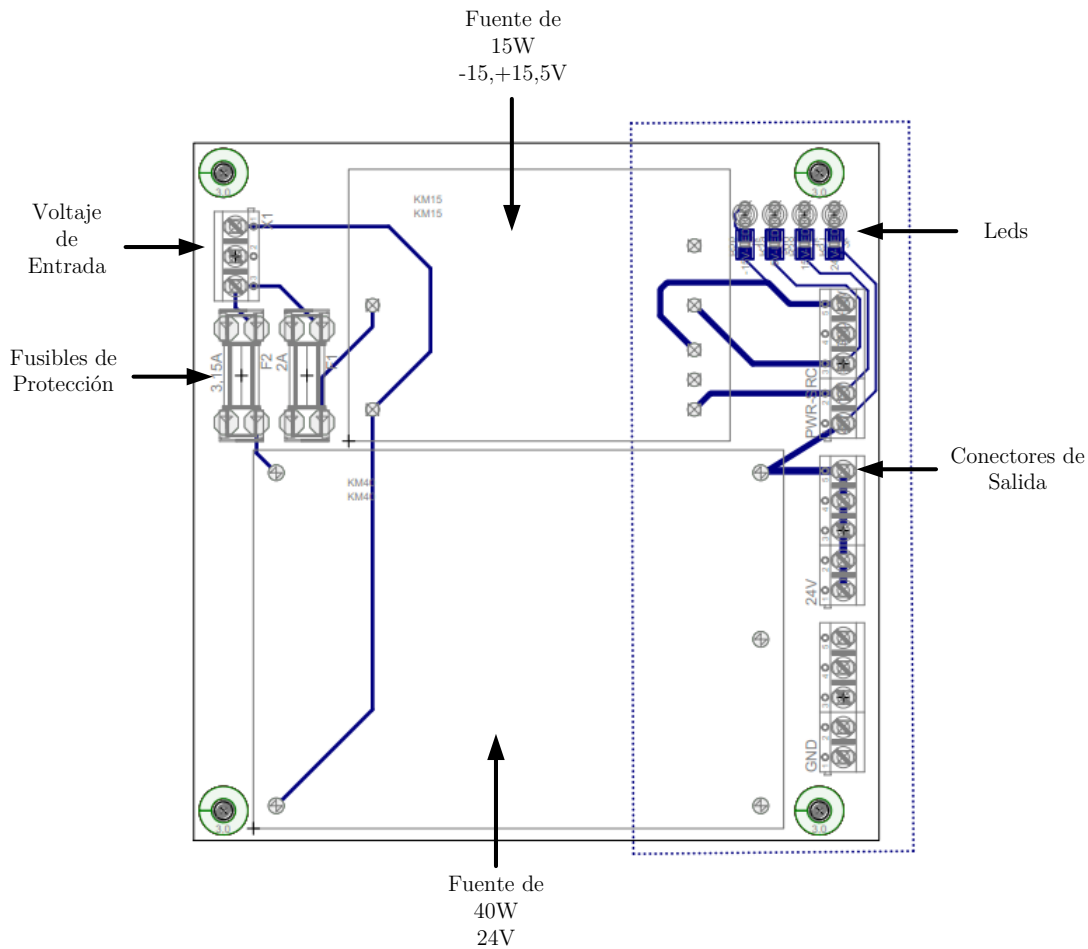


Figura 4.4: Circuito Fuente de Alimentación

Conexión Placa de Control

Este circuito adapta las entradas y salidas de la placa de control del DSP al inversor, al usuario y al motor. Esta placa cumple las siguientes funciones:

- Conexión DSP
- Conexión Placa de Control con DSP
- Adquisición de Errores Inversor

- Adquisición Medidas Inversor
- Adaptación PWM
- Adquisición Señales Usuario
- Conexión Serial
- Conexión Pantalla de Información
- Control Conectores
- Adquisición Señales del Motor

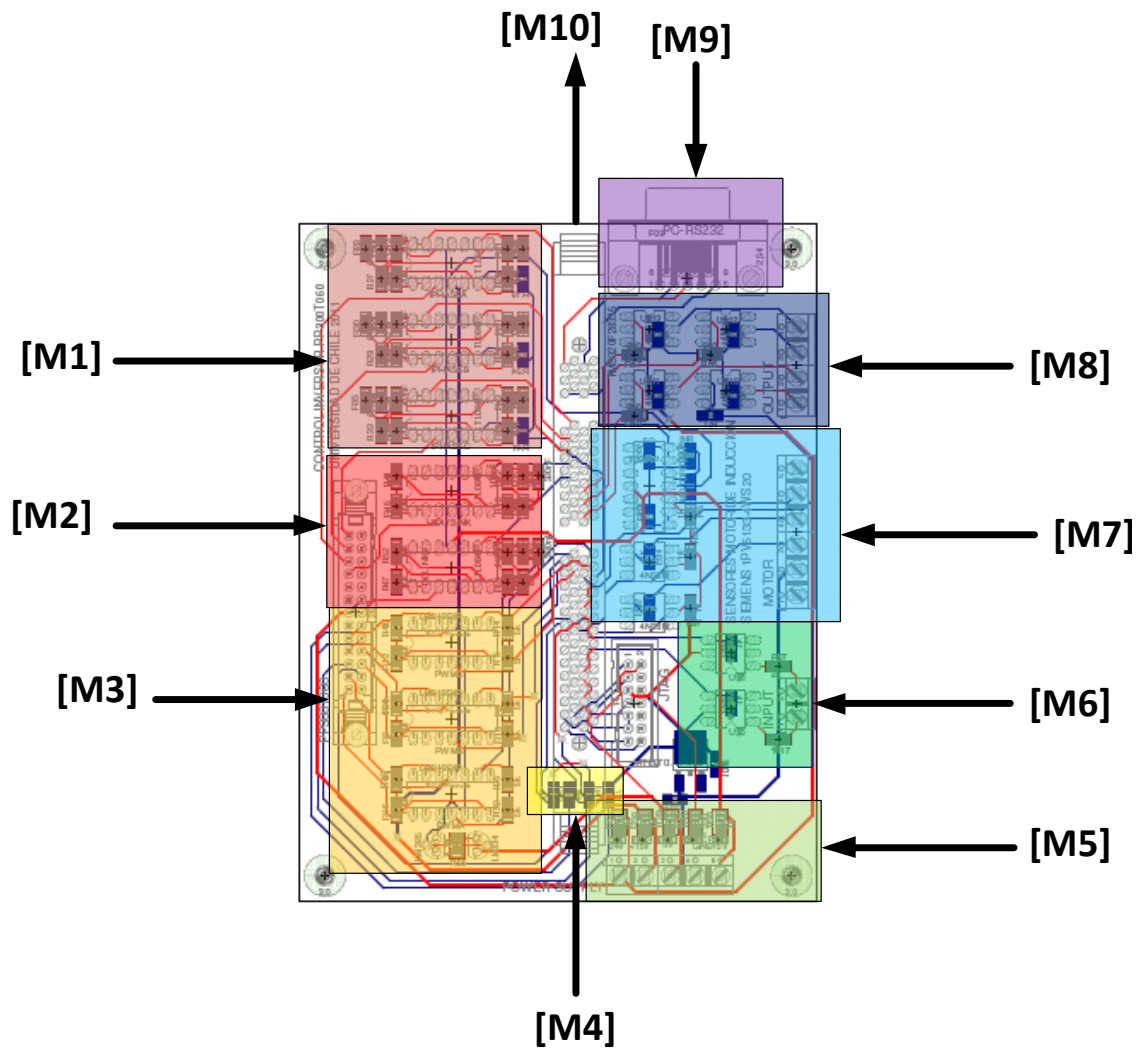
La distribución de cada uno de estos módulos se observa en la figura 4.5.

El detalle de los módulos es el siguiente:

- **Adquisición de Errores Inversor** El inversor PP300T060 tiene configuración de colector abierto para reportar errores. Así el módulo inversor en condiciones normales de operación tienen estas señales aterrizadas. En caso de existir un error la señal es flotante y es levantada a $3.3V$, que corresponde a la tensión de entrada del DSP, a través de una resistencia *pull up*.
- **Adquisición Medidas de corriente del Inversor:** el inversor entrega medidas de la corriente instantánea en cada una de las fases. Estas medidas son entregadas en tensiones proporcionales a la corriente. El rango de voltaje es entre $-10, 10V$ estando en $\pm 8V$ la corriente instantánea máxima ($600A$). Esto se puede observar en el gráfico de la figura 4.6.

Las entradas análogo-digital de la DSP ControlCard deben ser entre $0 - 3V$. Para adaptar y aislar estas señales se usan cuatro bloques con los amplificadores operacionales TL064D. Estos bloques se observan en el siguiente esquemático.

El primer circuito corresponde a un seguidor de voltaje. Este se usa para tener una impedancia infinita de entrada y así no afectar la medición. Luego, con un sumador inversor, la señal se divide a la mitad y se le suma una referencia de $5V$, así la señal queda comprendida entre -0 y $-10V$. Al pasar por un amplificador inversor que divide la señal, ésta queda comprendida en el rango que puede leer el DSP ($0 - 3V$).



[Principal] – Conexión DSP Controlcard y JTAG
[M1] – Adquisición Corrientes de Fase
[M2] – Adquisición Voltaje Continuo y Temperatura en Disipador
[M3] – Amplificación PWM
[M4] – Adquisición de señales de error
[M5] – Alimentación
[M6] – INPUT
[M7] – Adquisición Sensores de Motor
[M8] – OUTPUT
[M9] – Conector DB9 para Comunicación Serial

Figura 4.5: Módulos Placa de Control

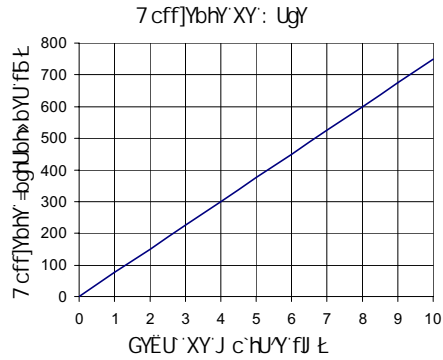


Figura 4.6: Medida de tensión entregada para las distintas corrientes instantáneas

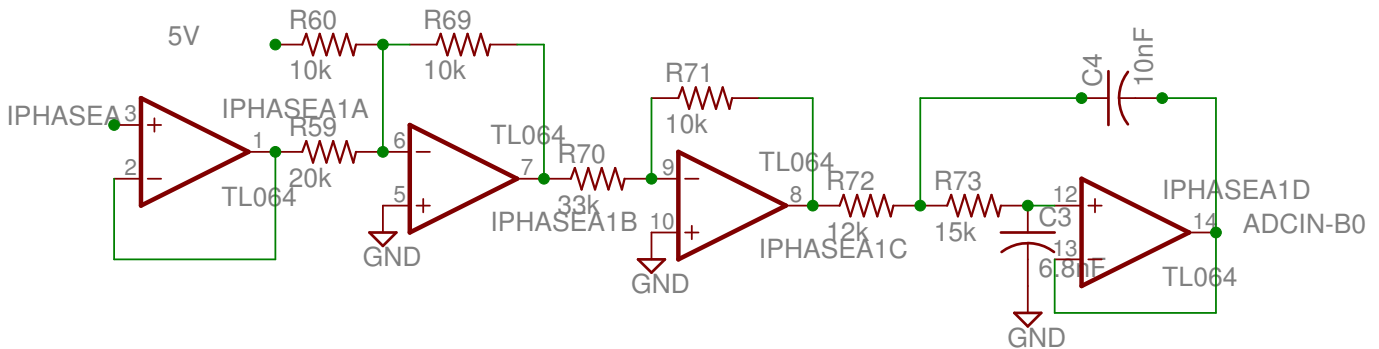


Figura 4.7: Circuito de Adaptación Medidas de Corriente del Inversor

Finalmente se filtra con un pasa bajos para atenuar el ripple debido a la conmutación de los IGBTs. Debido a que estamos interesados sólo en la fundamental se usa un pasa bajos con frecuencia de corte del doble de la fundamental. Para las velocidades que se pretenden alcanzar, y considerando el número de polos, es suficiente con 500Hz , por lo que se implementa un filtro pasa bajos de Bessel de dos polos con topología Sallen-Key, para no volver a invertir la señal, con frecuencia de corte de 1kHz . Este filtro evita las altas frecuencias y al ser de dos polos no incorpora retrasos importantes. La ganancia y la fase se observan en el gráfico de la figura 4.8.

- Adquisición Medidas de Tensión en el bus de continua y temperatura en el disipador:** los circuitos usados para la adaptación de estas señales son muy similares al caso de las corrientes de fase. En estos casos la interfaz del módulo inversor entrega una tensión entre 0 y 10V. El voltaje del bus de continua y la temperatura del disipador se traducen a los valores de tensión que se observan en el gráfico de la figura 4.9.

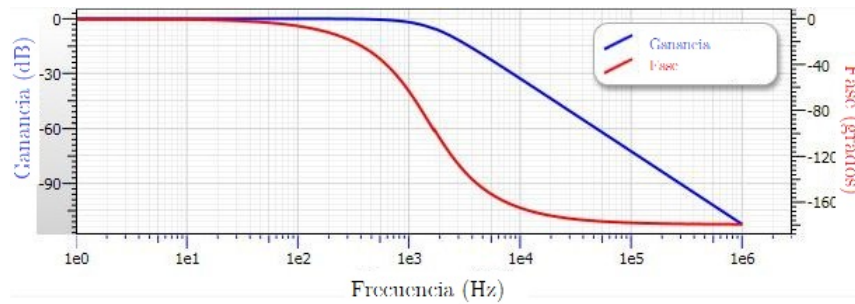


Figura 4.8: Ganancia y fase del filtro de corrientes

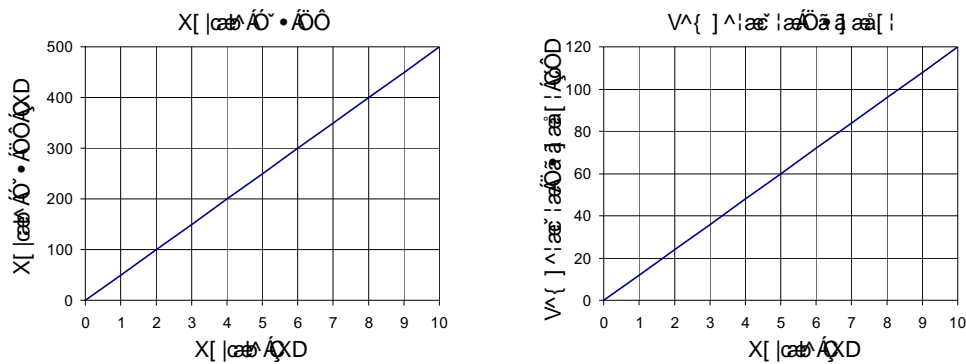


Figura 4.9: Medida de tensión entregada para la tensión en el bus de continua y para la temperatura en el disipador

Para adaptar estas tensiones se usa un circuito de tres bloques. El primer bloque corresponde a un seguidor de tensión para tener una impedancia de entrada infinita. Luego se usa un amplificador inversor para escalar el voltaje. Finalmente se tiene un filtro pasa bajo de baja frecuencia de corte, debido a que los cambios en estos valores no serán rápidos y no están sujetos al ruido de las conmutaciones de los IGBTs. Este corresponde a un filtro *Butterworth* con topología *Multiple Feedback* con frecuencia de corte 50Hz que vuelve a invertir la señal para dejarla en los valores requeridos.

El diagrama esquemático se observa en la figura 4.10,

Y la ganancia y fase del filtro se observan en la figura 4.11,

- Adaptación PWM:** Para poder controlar el disparo de los semiconductores del inversor se deben usar pulsos de 0V (LOW) y de 15V (HIGH). Los pulsos que entrega el DSP son de 0V (LOW) y de 3.3V (HIGH). Para levantar la tensión de los pulsos se usa un comparador de alta velocidad (LM319) el que contrasta la salida PWM del DSP,

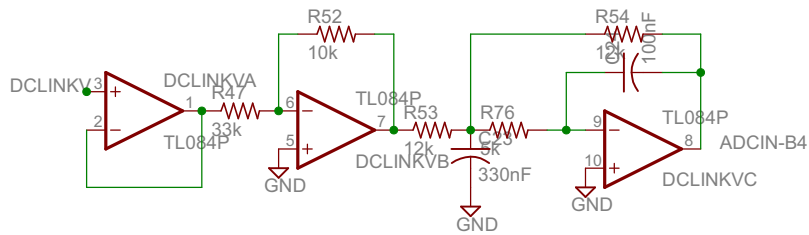


Figura 4.10: Circuito de Adaptación Medidas de voltaje y temperatura del Inversor

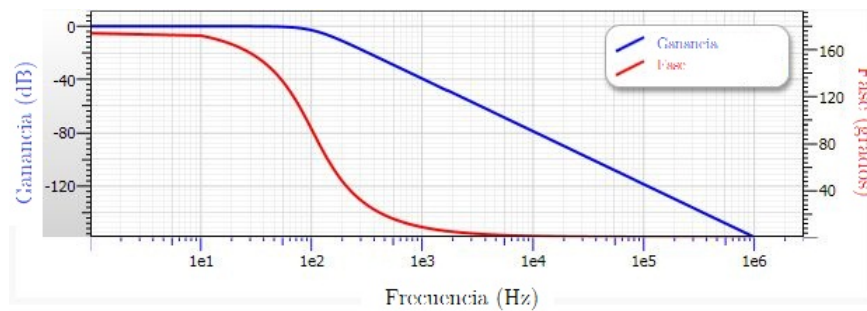


Figura 4.11: Ganancia y fase del filtro de voltaje y temperatura

con una referencia de $1.5V$. Al tener una tensión de entrada mayor que la referencia, la salida del OPAMP será la tensión de alimentación del LM319 ($15V$). Este circuito se observa en la figura 4.12.

Se usan además dos resistencias, una en la entrada conectada a tierra para evitar conmutaciones no deseadas al iniciar el DSP ya que al iniciarse tiene una configuración de alta impedancia(referencia [21]). La segunda resistencia es una resistencia pull-up para que la tensión en la salida efectivamente sean los $15V$ con los que se alimenta el LM319.

- Comunicación con Usuario

La comunicación con el usuario es mediante el protocolo RS232. La conexión del Hardware del DSP es directa debido a que tiene pines dedicados para esta función.

- INPUT

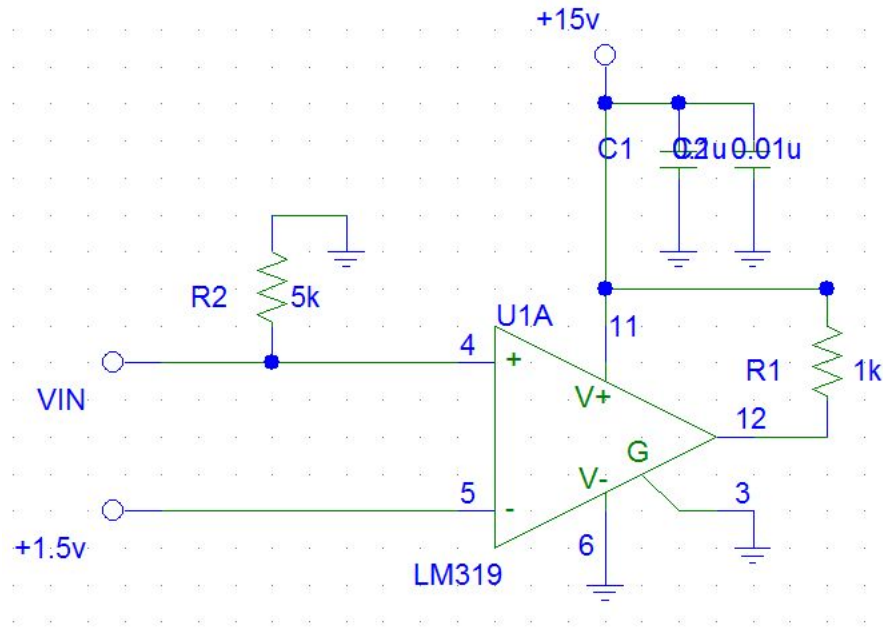


Figura 4.12: Comparador para levantar tensión de PWM

Para recibir señales de input se optó por recibir señales de 24V y 0V. El DSP debe recibir señales de 0 ó 3V para las entradas de los input pins. Para escalar estas señales se usó un opto acoplador con salida transistor con la siguiente configuración. Se tienen solo dos circuitos de entrada que se observan en .

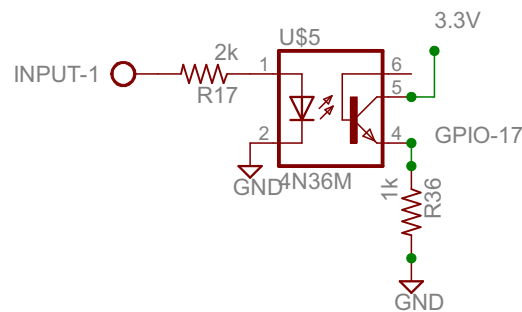


Figura 4.13: Reducción de tensión INPUTS

■ OUTPUT

Las señales de salida del DSP son para propósito general. Así se optó por tener salidas de 24V para poder accionar Relés. Se usó un circuito similar al de las entradas, usando el opto acoplador 4N26, el que al estar alimentado el OUTPUT está aterrizado y al

estar low queda en 24V. Se tienen 4 circuitos de salida, cada uno de ellos se observa en 4.12.

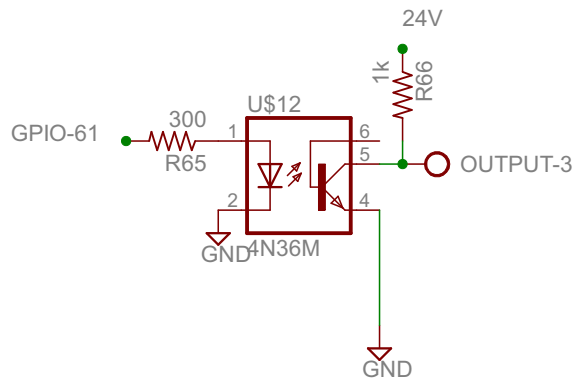


Figura 4.14: Amplificación OUTPUTS

- Adquisición Señales del Motor

El motor tiene tres sensores en su interior. Dos sensores hall en cuadratura, uno para la posición y uno para la velocidad y un sensor de temperatura. Los sensores de posición y velocidad generan un tren de pulsos (0 – 5V) los que son reducidos a la tensión del DSP con opto acopladores con el circuito de la figura 4.15,

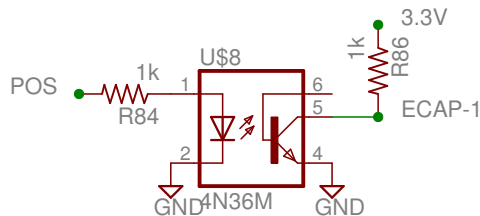


Figura 4.15: Circuito Adquisición de señales de velocidad y posición

El sensor utilizado para medir la temperatura, Philips KTY84, actúa variando su resistencia dependiendo de la temperatura. Su resistencia es determinada por la temperatura con la tabla que se observa en la figura

4.16.

Se debe ajustar un voltaje de entrada para un canal análogo digital que lea un voltaje

AMBIENT TEMPERATURE		TEMP. COEFF.	KTY84/130				KTY84/150			
(°C)	(°F)	(%/K)	RESISTANCE (Ω)			TEMP. ERROR (K)	RESISTANCE (Ω)			TEMP. ERROR (K)
			MIN.	TYP.	MAX.		MIN.	TYP.	MAX.	
-40	-40	0.84	340	359	379	±6.48	332	359	386	±8.85
-30	-22	0.83	370	391	411	±6.36	362	391	419	±8.76
-20	-4	0.82	403	424	446	±6.26	394	424	455	±8.7
-10	14	0.80	437	460	483	±6.16	428	460	492	±8.65
0	32	0.79	474	498	522	±6.07	464	498	532	±8.61
10	50	0.77	514	538	563	±5.98	503	538	574	±8.58
20	68	0.75	555	581	607	±5.89	544	581	618	±8.55
25	77	0.74	577	603	629	±5.84	565	603	641	±8.54
30	86	0.73	599	626	652	±5.79	587	626	665	±8.53
40	104	0.71	645	672	700	±5.69	632	672	713	±8.5
50	122	0.70	694	722	750	±5.59	679	722	764	±8.46
60	140	0.68	744	773	801	±5.47	729	773	817	±8.42
70	158	0.66	797	826	855	±5.34	781	826	872	±8.37
80	176	0.64	852	882	912	±5.21	835	882	929	±8.31
90	194	0.63	910	940	970	±5.06	891	940	989	±8.25
100	212	0.61	970	1000	1030	±4.9	950	1000	1050	±8.17
110	230	0.60	1029	1062	1096	±5.31	1007	1062	1117	±8.66
120	248	0.58	1089	1127	1164	±5.73	1067	1127	1187	±9.17
130	266	0.57	1152	1194	1235	±6.17	1128	1194	1259	±9.69
140	284	0.55	1216	1262	1309	±6.63	1191	1262	1334	±10.24
150	302	0.54	1282	1334	1385	±7.1	1256	1334	1412	±10.8
160	320	0.53	1350	1407	1463	±7.59	1322	1407	1492	±11.37
170	338	0.52	1420	1482	1544	±8.1	1391	1482	1574	±11.96
180	356	0.51	1492	1560	1628	±8.62	1461	1560	1659	±12.58
190	374	0.49	1566	1640	1714	±9.15	1533	1640	1747	±13.2
200	392	0.48	1641	1722	1803	±9.71	1607	1722	1837	±13.85
210	410	0.47	1719	1807	1894	±10.28	1683	1807	1931	±14.51
220	428	0.46	1798	1893	1988	±10.87	1760	1893	2026	±15.19
230	446	0.45	1879	1982	2085	±11.47	1839	1982	2125	±15.88
240	464	0.44	1962	2073	2184	±12.09	1920	2073	2226	±16.59
250	482	0.44	2046	2166	2286	±12.73	2003	2166	2329	±17.32
260	500	0.42	2132	2261	2390	±13.44	2087	2261	2436	±18.15
270	518	0.41	2219	2357	2496	±14.44	2172	2357	2543	±19.36
280	536	0.38	2304	2452	2600	±15.94	2255	2452	2650	±21.21
290	554	0.34	2384	2542	2700	±18.26	2333	2542	2751	±24.14
300	572	0.29	2456	2624	2791	±22.12	2404	2624	2844	±29.05

Figura 4.16: Tabla de resistencia en función de la temperatura del sensor (referencia [18])

relacionado con la temperatura. Así se usa el siguiente circuito de dos bloques. El primer bloque corresponde a un seguidor de voltaje y el segundo a un filtro pasa bajo.

- JTAG

Para poder programar el DSP y para realizar Debuggeo y modificación de variables en la operación se usa el puerto JTAG con la conexión a los pines que recomienda el fabricante.

- DSP

Se usa un conector DIM100 de Molex para poder conectar la TMS320F28335 Control-

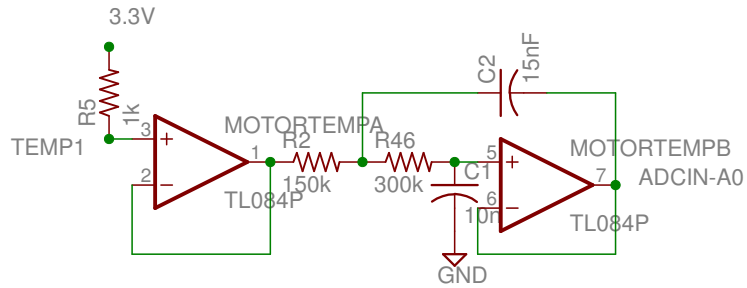


Figura 4.17: Circuito Adaptación Temperatura de Motor

Card. La disposición de los pines de entrada y salida para esta tarjeta se encuentra en la referencia [20].

4.3. Esquemas de Control Implementados

Se trabajó en la implementación de los dos algoritmos de control de velocidad descritos en las secciones 2.4.2 y 2.4.7 el control escalar o V/f y el Control por Orientación de Flujo.

4.3.1. Control Escalar V/Hz

Se implementó el control V/Hz de lazo abierto. El programa principal ejecuta secuencia que se describe en los siguientes párrafos antes de esperar las distintas interrupciones que pueden ocurrir.

En primer lugar se inicializan los periféricos del DSP. Los periféricos que se inicializan en este programa corresponden a las salidas PWM, las entradas análogo ditalas, los *GPIO* (*General Pin Input Output*) y la salida serial.

Luego se inicializan todas las *MACROS* que realizan las distintas funciones para el control del motor. Estas *MACROS* están incluidos en las librerías de control de motores de Texas Instruments. Estas librerías son de código abierto y se obtienen al descargar el entorno de programación ControlSuite de TI. En particular para el control V/Hz las *MACROS* que deben inicializarse son las siguientes,

- Generador de Rampas
- Perfil V/Hz

- Modulador Vectorial (*SVPWM*)

Al terminar las inicializaciones de las *MACROS* se habilitan las interrupciones que se usarán en el programa. Se habilitan las interrupciones Serial y PWM. Cada una de estas interrupciones se describen con detalle en las siguientes secciones.

Finalmente el programa queda en un *loop* infinito que envía cada *5ms* por la salida serial las variables de monitoreo y espera las interrupciones antes mencionadas.

En la figura 4.18 se muestra el diagrama de flujo de la inicialización del programa y en la figura 4.19 el ciclo de monitoreo en espera de las interrupciones.

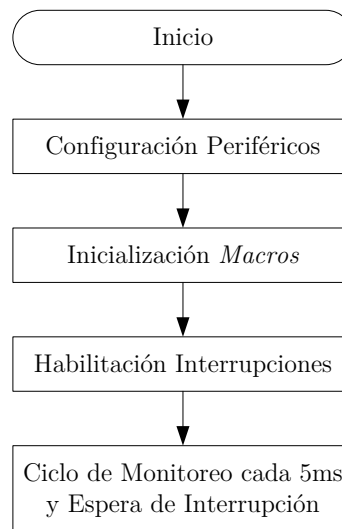


Figura 4.18: Diagrama de Flujo Programa principal

Interrupción Serial

La interrupción serial es programada para la recibir información desde un computador. El computador puede entregar las señales de control para el motor, como la referencia de velocidad, la marcha y la señal del freno. La interrupción es ejecutada al recibir un dato por la entrada serial y ajusta los distintos parámetros como respuesta. Las instrucciones que recibe y las respectivas acciones que se ejecutan al recibir cada una de las instrucciones se observa en el diagrama de flujo de la figura 4.20.

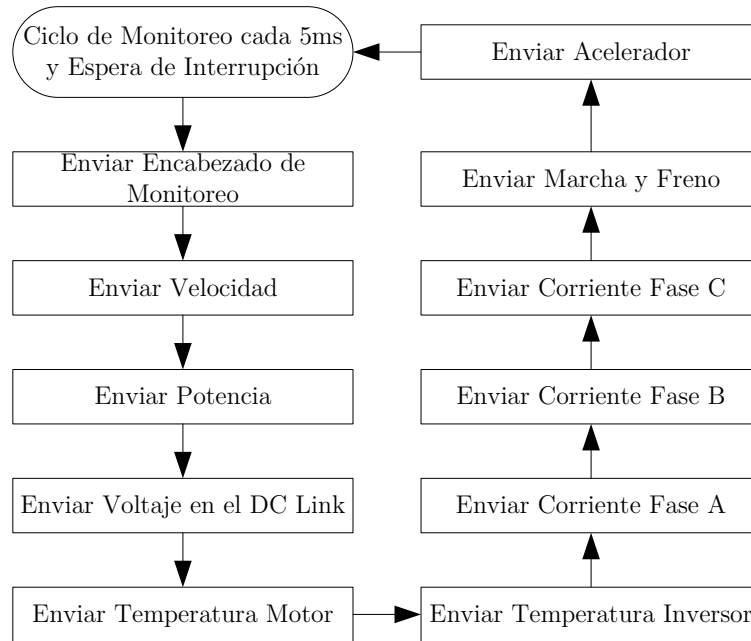


Figura 4.19: Diagrama de Flujo Ciclo de Monitoreo

Interrupción PWM Control Escalar V/Hz

En esta interrupción que es programada por ciclos de CPU para ser de 20kHz, se realiza la estrategia de control para determinar el estado que tendrán los pulsos PWM, ya sea UP or DOWN, hasta la siguiente interrupción de medio ciclo PWM. El diagrama de flujo de esta interrupción se observa en la figura 4.21.

En primer lugar se realiza la configuración de la referencia de velocidad, esta configuración corresponde a la asignación del signo de la referencia de velocidad dependiendo del flag de marcha. En caso de ser marcha directa la velocidad es positiva, si es reversa es negativa y si es neutro es nula. La referencia de velocidad es el input de la Macro Generadora de Rampas que evita cambios bruscos entre las distintas entradas, así se suavizan los cambios de velocidad dependiendo de las referencias que se tuvieron en los ciclos anteriores. La referencia de velocidad luego de pasar por la rampa entra a la MACRO del perfil V/Hz programado la cual define cuál será la tensión y la frecuencia del motor. Como se explicó en la sección 2.4.2 esta curva no es lineal y en ella se pueden diferenciar 4 zonas.

Para velocidades muy pequeñas no se alimenta el motor para evitar un voltaje a muy baja frecuencia que puede causar un calentamiento excesivo del motor. Cuando se alcanza

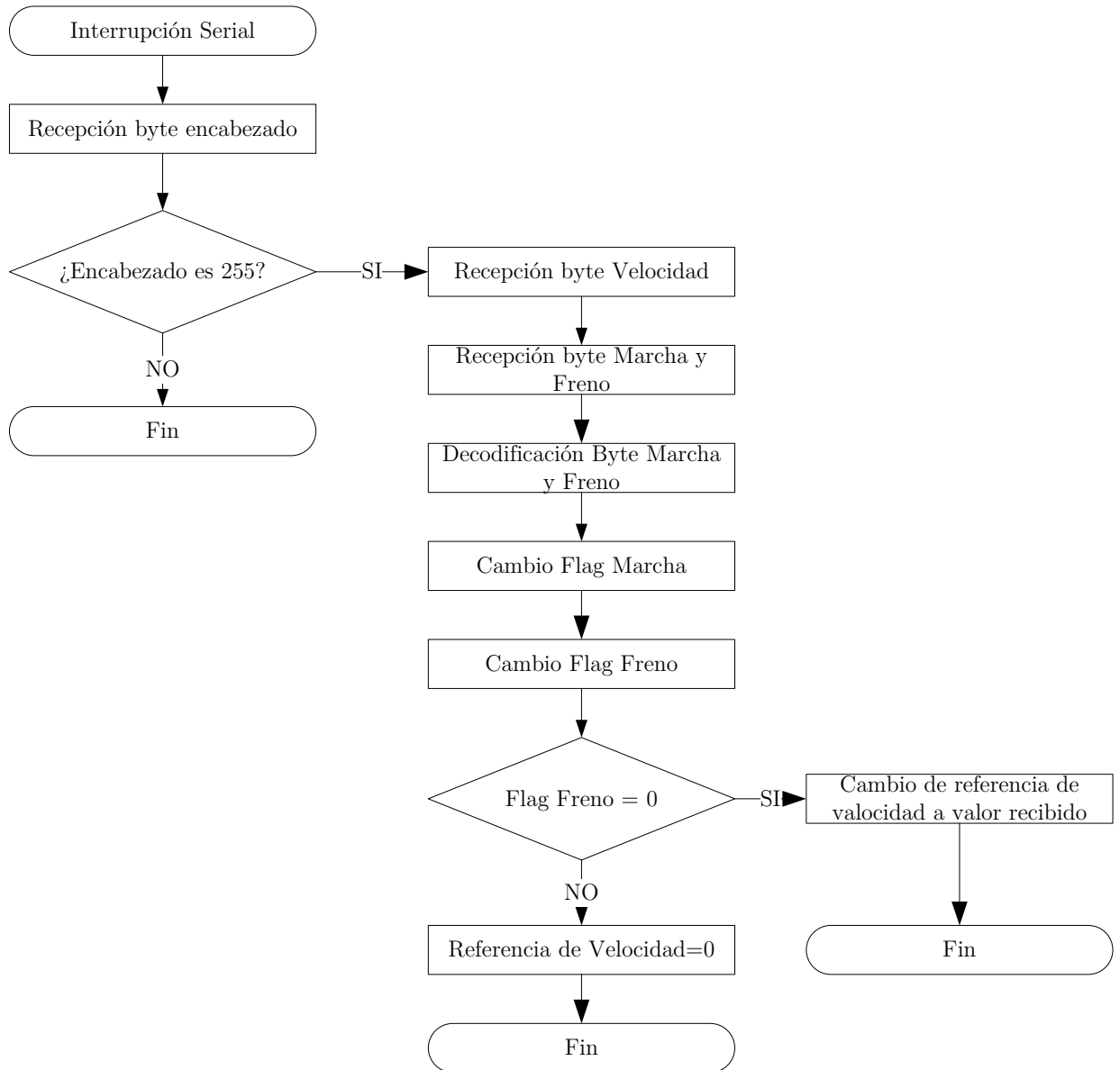


Figura 4.20: Diagrama de Flujo Interrupción Serial

una velocidad mínima, la tensión se levanta a un valor mínimo de alimentación del motor o no se tendría el torque necesario para poder mover el motor debido a que la baja de tensión que provoca la resistencia del estator, esta región es llamada de *boost* [7]. Al alcanzar una frecuencia predefinida comienza la zona lineal de la curva hasta llegar a la tensión y frecuencia nominal. Luego la frecuencia sigue aumentando hasta llegar a dos veces la frecuencia nominal sin aumentar la tensión del motor, esta zona es llamada de debilitamiento del campo [7]. El perfil se puede observar en la figura 4.22

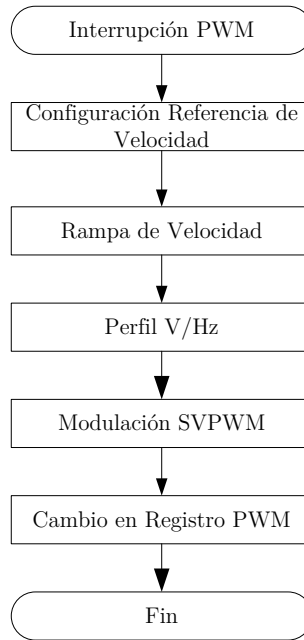


Figura 4.21: Diagrama de Flujo Interrupción PWM para Esquema V/Hz

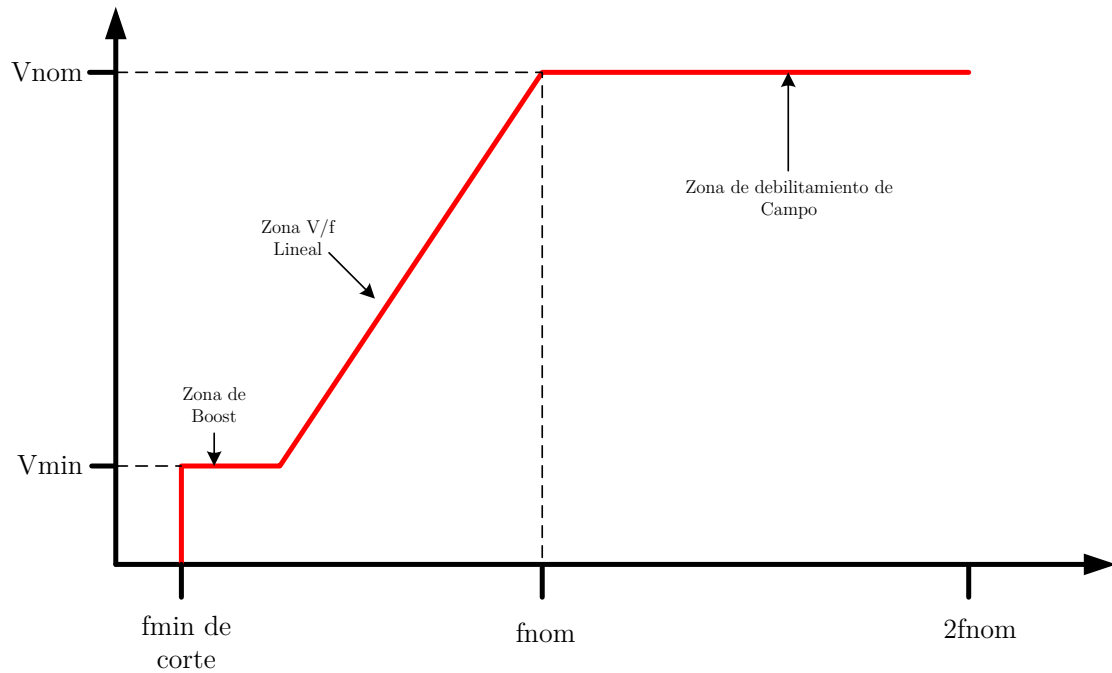


Figura 4.22: Perfil V/Hz implementado

Finalmente se ejecutan los módulos PWM con los valores calculados en el módulo SVGEN. Así se configuran los estados de los pines de salida EPWM1, EPWM2, EPWM3 tanto A como

B, que siempre están opuestos para evitar cortocircuitos. Estos valores se mantendrán hasta la próxima interrupción PWM.

4.3.2. Control por Orientación de Flujo

Como se explicó previamente en la sección 2.4.7 este control permite variar la velocidad controlando la corriente de cuadratura de la máquina, la que es proporcional al torque, lo que permite tener un control de aceleración más preciso.

El programa de control sigue la misma estructura que el caso anterior explicado en la sección 4.3.1. Los cambios que se realizan corresponden a las *Macros* a inicializar y a la interrupción PWM.

Se inicializan las siguiente *Macros*:

- Generador de Rampas
- Estimador de Flujo Motor de Inducción
- Estimador de velocidad Motor de Inducción
- Reguladores PID corriente de cuadratura, directa y velocidad
- Calculador Voltaje de Fase
- Transformadas de Clarke, Park y antitransformada de Park
- Modulador Vectorial (*SVPWM*)

Interrupción PWM Control por Orientación de Flujo *Sensorless*

En primer lugar se realiza la obtención de la corriente instánea en dos de las fases. Es importante recordar que sólo se necesita la corriente de dos fases debido a que se asume un sistema trifásico equilibrado. A las corrientes instantáneas se les aplica la transformada de Clarke, la que como se explicó en la sección 2.4.7 corresponde a un sistema que aún depende del tiempo.

Para desacoplar las corrientes del tiempo se aplica la transformada de Clarke sobre estas corrientes. Para poder aplicar esta transformada es necesario tener el ángulo del flujo magnético. Este ángulo es obtenido de la siguiente forma:

- **Se estiman los voltajes del motor en el sistema de Clarke.** Para esto se usa la *Macro* Calculador de Voltaje de Fase, cuyas entradas corresponden a la tensión en la barra de continua y las salidas del Modulador Vectorial (*SVPWM*) del ciclo anterior.
- **Se estima el ángulo del flujo magnético.** Para esto se usa la *Macro* Estimador de Flujo Motor de Inducción, cuyas entradas corresponden a la tensión en el sistema de Clarke estimadas por el Calculador de Voltaje de Fase y las corrientes de Clarke.

Usando las salidas del estimador de flujo y las corrientes de Clarke se puede estimar la velocidad usando la *Macro* Estimador de velocidad Motor de Inducción. Esta velocidad estimada del rotor es comparada con un regulador PID con la referencia de velocidad del usuario. La salida del regulador PID corresponde a la corriente de cuadratura que tiene que tener el sistema para seguir la referencia de velocidad.

Los valores medidos de corrientes en cuadratura y directa obtenidos con la transformada de Park son comparadas con un control PID con la corriente de cuadratura calculada comparando las velocidades y la referencia de la corriente directa está predefinida. De estos reguladores PID se obtienen las tensiones de Park necesarias para la operación deseada del motor. A estos voltajes se les aplica la antitransformada de Park la cual necesita, al igual que la transformada de Park, el ángulo del flujo. El resultado de la antitransformada corresponde a las tensiones en el sistema de Clarke que se usan para generar los PWM con la *Macro* Modulador Vectorial (*SVPWM*).

El diagrama de bloques del esquema de control se observa en la figura 4.23 y el diagrama de flujo de la interrupción en la figura 4.24.

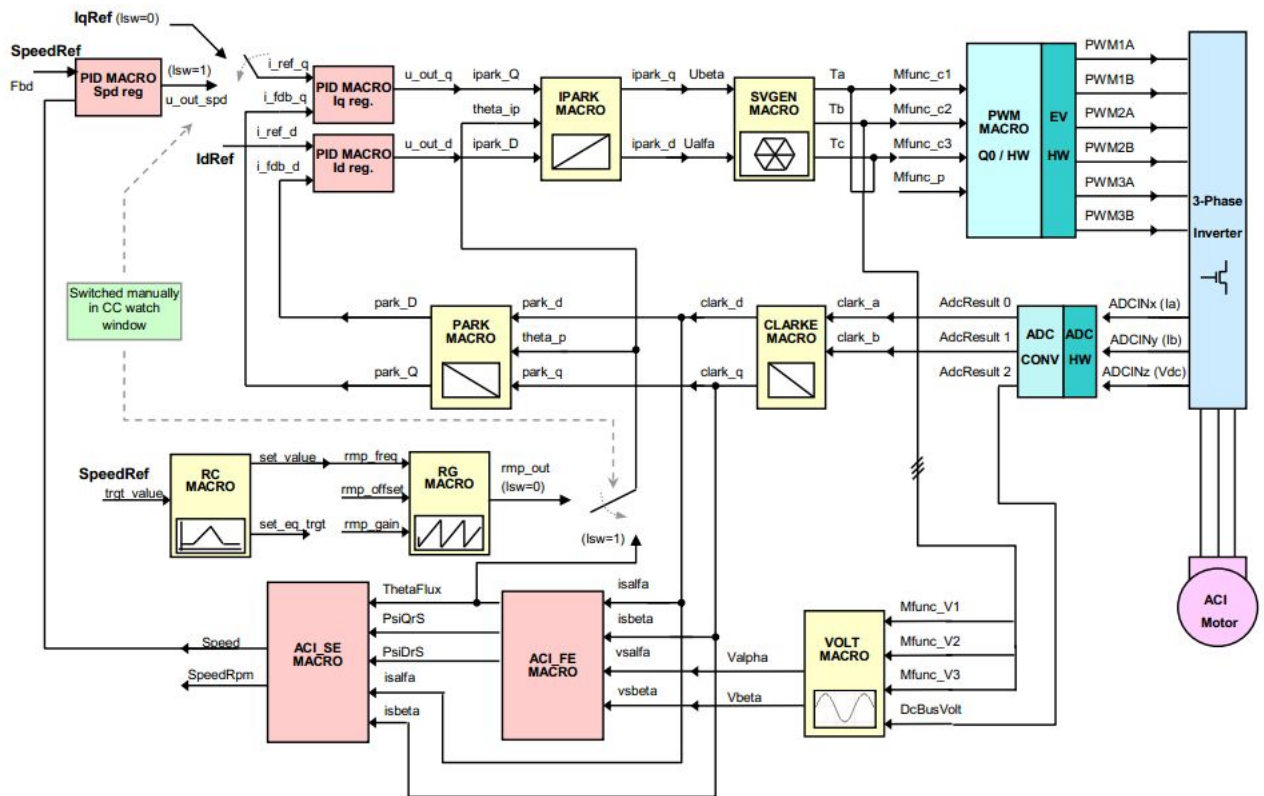


Figura 4.23: Diagrama de Bloques del esquema de Control por Orientación de Flujo (referencia [2])

Pin	Señal	Descripción
1	Shield	Corresponde a la tierra digital
2	PWM A-	Pulso que controla la salida negativa de IGBT de la fase A (0 ó 15V)
3	Error fase A	Salida de colector abierto. En caso de corto circuito o sobre corriente en esta fase la señal es flotante, si no está aterrizada
4	PWM A+	Pulso que controla la salida positiva de IGBT de la fase A (0 ó 15V)
5	PWM B-	Pulso que controla la salida negativa de IGBT de la fase B (0 ó 15V)
6	Error fase B	Salida de colector abierto. En caso de corto circuito o sobre corriente en esta fase la señal es flotante, si no está aterrizada
7	PWM B+	Pulso que controla la salida positiva de IGBT de la fase B (0 ó 15V)
8	PWM C-	Pulso que controla la salida negativa de IGBT de la fase C (0 ó 15V)
9	Error fase C	Salida de colector abierto. En caso de corto circuito o sobre corriente en esta fase la señal es flotante, si no está aterrizada
10	PWM C+	Pulso que controla la salida positiva de IGBT de la fase C (0 ó 15V)
11	Sobre temperatura	Salida de colector abierto. En caso de sobre temperatura (sobre 85°) la señal es flotante, si no está aterrizada
12	NC	No Conectado
13	Tensión de la barra de continua	Señal análoga que entrega un voltaje entre 0-10V dependiendo de la tensión en la entrada de corriente continua. Se puede observar la relación entre la tensión y el voltaje de esta señal en la figura 4.9
14	Alimentación de 24VDC	Alimentación de la electrónica del módulo de potencia. Se puede alimentar con 24V desregulados o con 15V regulados. No se deben conectar ambas entradas a la vez.
15	Alimentación de 24VDC	Alimentación de la electrónica del módulo de potencia
16	Alimentación de 15VDC	Alimentación de la electrónica del módulo de potencia
17	Alimentación de 15VDC	Alimentación de la electrónica del módulo de potencia
18	GND	Corresponde a la tierra de la fuente de alimentación
19	GND	Corresponde a la tierra de la fuente de alimentación
20	Temperatura Disipador	Señal análoga que entrega un voltaje entre 0-10V dependiendo de la temperatura en el disipador. Se puede observar la relación entre la temperatura y el voltaje de esta señal en la figura 4.9
21	GND	Corresponde a la tierra ligada a la señal del pin 22
22	I fase A	Señal análoga que entrega un voltaje entre -10 y 10V dependiendo de la corriente en la fase A. Se puede observar esta relación en la figura 4.6
23	GND	Corresponde a la tierra ligada a la señal del pin 24
24	I fase B	Señal análoga que entrega un voltaje entre -10 y 10V dependiendo de la corriente en la fase B. Se puede observar esta relación en la figura 4.6
25	GND	Corresponde a la tierra ligada a la señal del pin 26
26	I fase C	Señal análoga que entrega un voltaje entre -10 y 10V dependiendo de la corriente en la fase C. Se puede observar esta relación en la figura 4.6

Tabla 4.1: Señales Interfaz Módulo de Potencia

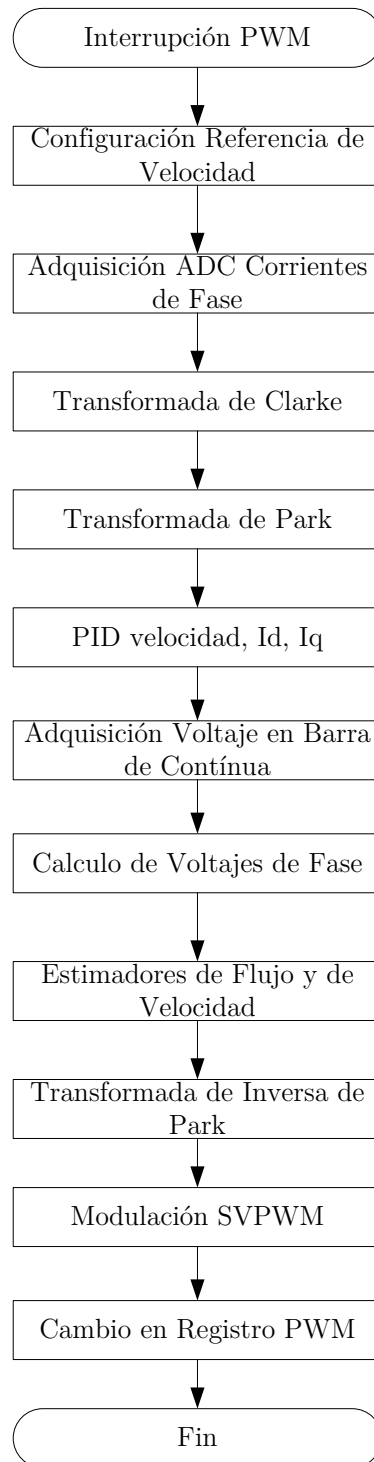


Figura 4.24: Diagrama de Flujo Interrupción PWM para Esquema por Orientación de Flujo

Capítulo 5

Validación en el laboratorio

Con el objetivo de poder comprobar el funcionamiento del variador de frecuencia diseñado se realizaron varias pruebas en laboratorio. Debido a que al momento de las pruebas no se encontraba montado el motor en el auto, se usó un motor de inducción acoplado mecánicamente a un generador de corriente continua de excitación independiente, alimentando una carga resistiva para simular la carga mecánica a la que estará sometido el motor en el auto. El motor de inducción que se usará en la prueba es de menor potencia que el que se usará en la conversión pero sirve para comprobar el funcionamiento del variador de frecuencia con distintos torques resistivos.

El esquema de control del variador de frecuencia utilizado para estas pruebas corresponde al control escalar o V/Hz .

Para tener el nivel de tensión continua y una capacidad de potencia adecuada se usó un Variac junto con un rectificador, esto permite tener un comportamiento similar al de las baterías.

Los equipos usados en las pruebas son los siguientes,

1. Variac Trifásico

- $380VAC$ en la entrada
- salida regulable de hasta $500VAC$ trifásicos
- potencia máxima del equipo es $10MVA$

2. Rectificador trifásico de onda completa

3. Variador de Frecuencia

- voltaje de entrada máxima $400VDC$
- corriente de salida máxima de $300A$
- El programa de control implementa el algoritmo V/Hz para el control de velocidad.

4. Motor de inducción trifásica

- Conectada en delta.
- Voltaje de entrada de $380Vff$
- corriente máxima de salida $17,5A$
- Potencia máxima de salida $10.5HP$
- Velocidad Nominal $1450RPM$

5. Generador de corriente continua

- Voltaje de Salida $230VDC$
- Corriente máxima de salida $25A$
- Potencia máxima de salida $5.8kW$
- Velocidad Nominal $1450RPM$

6. Fuente de Alimentación

7. Cargas Resistivas

8. Multímetros digitales

9. Multímetros de tenaza

10. Tacómetro

11. Voltímetro Análogo

12. Cables y conectores varios

Las pruebas realizadas se describen en las siguientes secciones,

5.1. Obtención de los Parámetros del Circuito Equivalente de la Máquina de Inducción

Como se explicó en la sección 2.3.1 para determinar los parámetros del circuito equivalente de la máquina de inducción se realizan las pruebas en vacío y la de rotor bloqueado. Para la realización de estas pruebas el motor se conecta en delta y se miden voltajes fase-fase, corrientes de línea, potencia aparente, potencia activa y factor de potencia. Los resultados de las pruebas se encuentran en la tabla

Prueba	En vacío	Rotor Bloqueado
Potencia Activa [kW]	0.055	1.24
Potencia Aparente [kVA]	0.36	2.63
Voltaje de Línea [V]	224.3	151
Corriente de Línea [I]	1.61	17.5
Factor de Potencia	0.16	0.47
Potencia Reactiva [kVAr]	0.345	2.321
Velocidad del Rotor [RPM]	1498	0

Tabla 5.1: Mediciones Prueba en Vacío y Prueba de Rotor Bloqueado

La potencia reactiva fue obtenido usando la siguiente ecuación:

$$Q = |S| \sin(\cos^{-1}(FP))$$

Con estos datos se obtienen los siguientes parámetros:

$$r_0 = \frac{V_0^2}{P_0} = 914.74[\Omega]$$

$$X_0 = \frac{V_0^2}{Q_0} = \frac{V_0^2}{\sqrt{(V_0 I_0)^2 - P_0^2}} = 145.84[\Omega]$$

$$r_1 + r_2 = \frac{V_{rb}}{I_{rb}^2} = 4.049[\Omega]$$

$$X_1 + X_2 = \frac{Q_{rb}}{I_{rb}^2} = \frac{\sqrt{(V_{rb} I_{rb})^2 - P_{rb}^2}}{I_{rb}^2} = 7.58[\Omega]$$

La resistencia del enrollado del estator se mide con un multímetro en los bornes de éste. El valor de este es:

$$r_1 = 2.1[\Omega]$$

Además se puede asumir que $X_1 = X_2$, esto es debido a los valores típicos para los parámetros del circuito equivalente de una máquina de inducción cumplen esto. Así se tiene que:

$$r_1 = 2.1[\Omega]$$

$$r_2 = 1.949[\Omega]$$

$$X_1 = X_2 = 3.79[\Omega]$$

5.2. Característica del Motor con Carga

El objetivo de esta actividad es caracterizar la respuesta de la máquina de inducción con carga usando como fuente de alimentación el variador de frecuencia operando en la frecuencia nominal de la máquina. El voltaje entre fases será menor que el nominal de la máquina debido a que el variador de frecuencia fue diseñado para operar el motor Siemens 1PV5133-4WS20 W11 ,cuyo voltaje nominal entre fases es $250V$, en conjunto con un banco de baterías con tensión nominal de $330VDC$.

Para caracterizar la operación con carga se obtendrán los gráficos de torque, factor de potencia y la eficiencia en función del deslizamiento. Para simular la carga mecánica se usa un generador de corriente continua con distintas resistencias eléctricas en el estator. Se verifica que ambas máquinas giren para el mismo lado. El diagrama de conexiones es el siguiente:

Una fotografía del montaje en la que se señalan los distintos equipos se observa en la figura 5.2.

Los datos obtenidos en el motor de inducción se encuentran en la tabla 5.2.

Motor de Inducción	Prueba 1	Prueba 2	Prueba 3	Prueba 4
Potencia Aparente [kVA]	0.164	0.27	0.424	0.8
Potencia Activa [kW]	0.098	0.225	0.3	0.6
Voltaje de Línea [V]	134	126.3	125.5	122.8
Voltaje de fase [V]	210	200	200	200
Corriente de Línea[A]	1.24	2.24	3.42	6.52
Factor de Potencia	0.6	0.76	0.8	0.69
Velocidad[RPM]	1484.5	1459	1426.9	1310

Tabla 5.2: Mediciones Prueba con Carga del Motor de Inducción

En el rectificador se obtienen los valores de la tabla 5.3

Finalmente los datos obtenidos en el generador de continua se observan en 5.4,

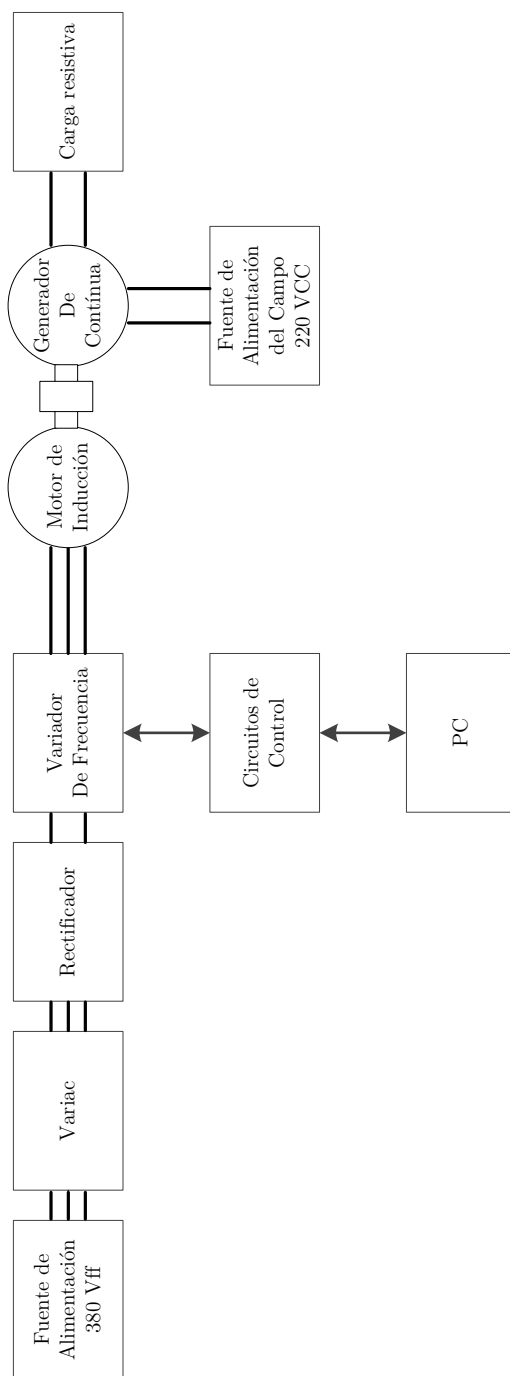


Figura 5.1: Diagrama de conexiones para realizar prueba con carga

Así es posible calcular el Torque en la máquina de inducción y en la máquina de continua considerando la relación entre la potencia mecánica y la velocidad del eje rotatorio. Así tam-

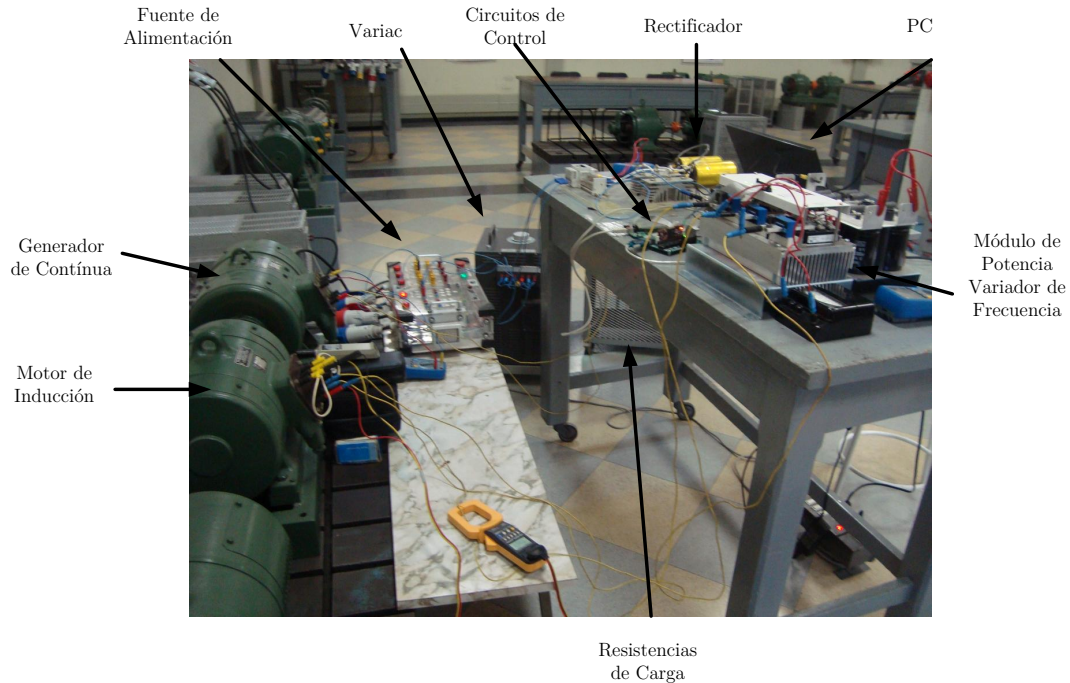


Figura 5.2: Fotografía del Montaje para Realizar la Prueba con Carga

Rectificador	Prueba 1	Prueba 2	Prueba 3	Prueba 4
Voltaje en el DC Link [V]	323	317	312.9	308.4
Corriente Continua [A]	1.34	1.99	3.21	5.6

Tabla 5.3: Mediciones Prueba con Carga en la salida del rectificador

Generador de Corriente Continua	Prueba 1	Prueba 2	Prueba 3	Prueba 4
Voltaje de Armadura[V]	265	259	251.5	227.6
Corriente de Armadura[A]	0.3	1.56	2.72	4.48
Corriente de Campo[A]	0.99	0.98	0.98	0.94

Tabla 5.4: Mediciones Prueba con Carga en el Generador de Corriente Continua

bién se obtiene una curva del torque teórico de la máquina de inducción usando la fórmula de la sección 2.3.1 y los parámetros obtenidos en 5.1. La curva obtenida corresponde a la que se observa en la figura 5.3

El resultado del torque en la máquina de inducción es bastante similar al obtenido con el circuito equivalente. Las medidas obtenidas se ajustan a la curva típica de un motor de inducción en la zona en que la velocidad del rotor es cercana a la síncrona. A medida que aumenta el deslizamiento aumenta el torque hasta llegar al peak luego disminuye progresivamente hasta que la velocidad del rotor es nula. Es importante considerar que los resultados

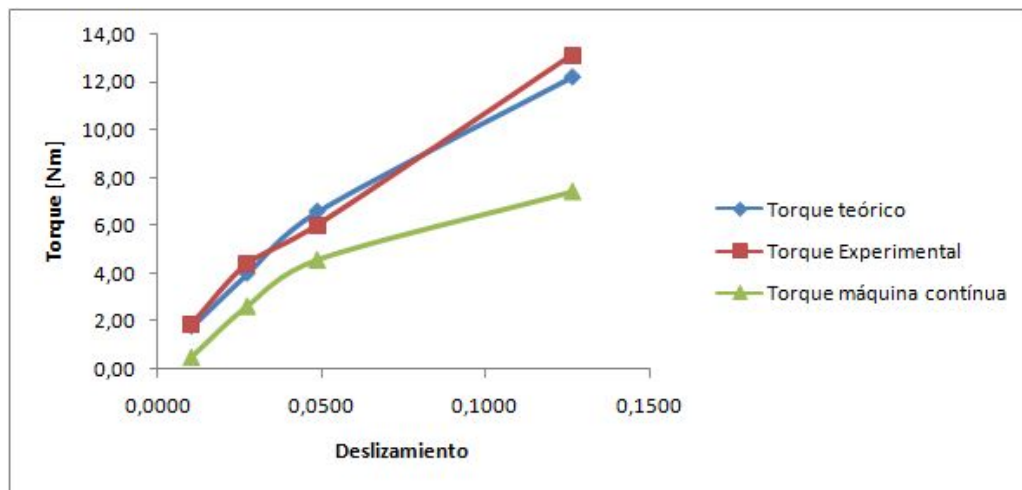


Figura 5.3: Curva de Torque con los resultados teórico y experimentales

obtenidos no se encuentran ajustados a las características nominales de la máquina debido a que se está alimentando con un voltaje reducido, por lo que no se efectuaron medidas con cargas mayores para no sacar a la máquina de una zona segura de operación. Se observa como el torque en la máquina de continua es menor que en la máquina de inducción lo que se debe a la pérdida de potencia tanto eléctrica como mecánica. Sin embargo sigue la forma del torque en la máquina de inducción.

Otra medida importante corresponde a la corriente del estator que corresponde a la corriente que entrega el variador de frecuencia. Se compara la curva obtenida con la curva teórica basada en el circuito equivalente. Se observa como teóricamente la curva es menor que la experimental lo que se debe a que la curva teórica no considera la corriente de magnetización ya que sólo considera la corriente que se convierte en potencia activa. Sin embargo la diferencia es pequeña y sostenida. Lo importante de destacar es cómo el variador de frecuencia es capaz de entregar la corriente que necesita el sistema para cada una de las cargas utilizadas. El gráfico obtenido se observa en la figura 5.4

5.3. Prueba de Velocidad en Vacío

Para poder verificar el funcionamiento del variador de frecuencia entregando las distintas frecuencias y voltajes que corresponden al perfil de la curva del control escalar V/Hz que se observa en el capítulo cuatro, se realizó la prueba de velocidades en vacío del motor de inducción. Se entregaron distintas referencias de velocidades y se procedió a medir las

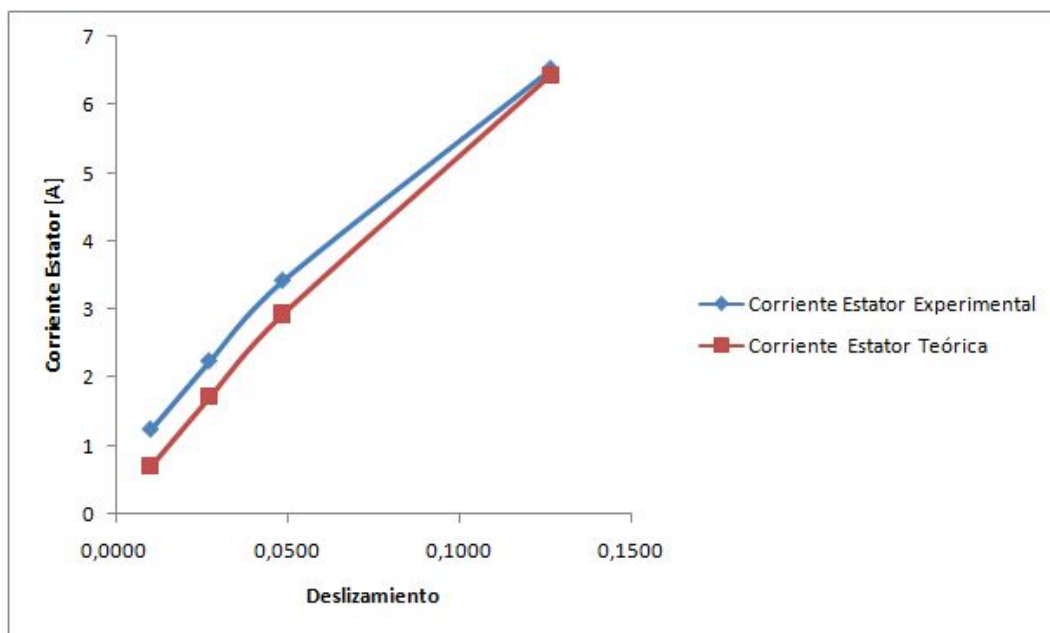


Figura 5.4: Curva de Corriente con los resultados teórico y experimentales

variables eléctricas de entrada y salida del variador de frecuencia. Las mediciones se observan en la tabla 5.5

Frecuencia de Referencia[Hz]	Velocidad de Referencia [RPM]	Voltaje entrada [Vcc]	Corriente continua de entrada [A]	Voltaje de salida [Vff]	Corriente de línea [A]	Velocidad del rotor [RPM]
0	0	329.1	0.37	0	0.01	0
8	240	326	0.44	80	1.8	179
10	300	328.5	0.22	80	1	298
15	450	327.2	0.46	80	0.7	445
20	600	325.29	0.3	80	0.73	595.6
25	750	326.8	0.57	100	0.81	745.8
30	900	326.3	0.6	130	0.84	895.9
35	1050	325.3	0.65	150	0.86	1045.7
40	1200	325.6	0.7	170	0.89	1195.7
45	1350	324.8	0.74	200	0.91	1345.1
50	1500	324.1	0.78	220	0.9	1494.4

Tabla 5.5: Mediciones Prueba de velocidad en vacío

Al graficar la tensión entre fases con respecto a la velocidad síncrona del variador de frecuencia se tiene el gráfico que se observa en la figura 5.5.

Este gráfico muestra como la curva implementada en el programa de control (figura 4.22) es correctamente seguida por el variador de frecuencia. Se observa una zona en la que el

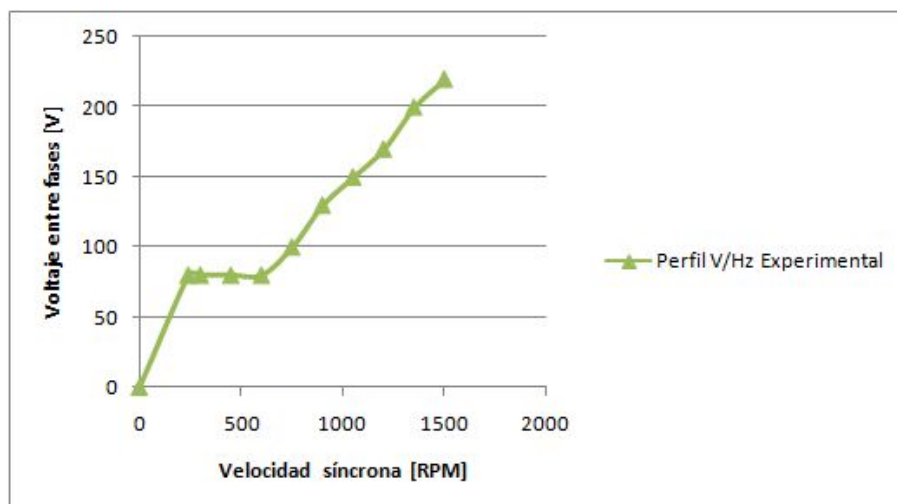


Figura 5.5: Perfil V/Hz experimental

motor no es alimentado debido a que la velocidad de referencia es muy baja. Luego una zona de *Boost* para compensar la baja de tensión producida por la resistencia no despreciable del estator en baja frecuencia y alcanzar torques importantes en las partidas. Al pasar una frecuencia mínima comienza la zona lineal en la que el flujo en el entrehierro es mantenido constante hasta alcanzar los valores nominales. Debido a que el variador de frecuencia no fue diseñado para este motor no se alcanza la tensión nominal del motor. La última zona que corresponde a la de debilitamiento del campo no se alcanzó debido a que por la seguridad de las piezas mecánicas de este motor, este no debe ser llevado a una velocidad superior a la nominal.

Capítulo 6

Conclusiones

Se realizó una revisión bibliográfica en la que se expusieron las distintas tecnologías que se ocupan en la fabricación de autos eléctricos. Se describen también los principales métodos de control usados en el control de motores de inducción. El resultado de este trabajo fue el diseño de la integración de los equipos y sistemas que se necesitan para implementar la conversión a auto eléctrico de un vehículo todoterreno con las características del Lada Niva. También se caracterizaron y detallaron los equipos necesarios para llevar a cabo esto. También se desarrolló el control del motor de inducción usando un módulo de potencia comercial y un procesador DSP.

Los equipos especificados para la conversión responden a la necesidad de fabricar un auto eléctrico capaz de tener un desempeño similar al de un vehículo convencional.

El motor elegido corresponde a un motor de inducción trifásico Siemens de 250V, 42HP nominales y capaz de alcanzar peaks de 90 HP. Tiene la capacidad de llegar hasta las 13.000RPM y sus características de torque y potencia, que se pueden observar en las figuras 3.14 y 3.15, lo hacen ideal para aplicaciones automotrices. Otra característica importante es su bajo peso, sólo 77 kg., que corresponde aproximadamente a la mitad del peso de un motor de combustión interna con similares características de torque y potencia.

Para lograr una autonomía de 70 km sin aumentar en forma considerable el peso del vehículo, se diseñó un banco de baterías de Ion Litio de química LiFeYPO₄ marca Thundersky. Su densidad energética es sobre los 90Wh/kg por lo que se tiene un banco de 19.8kWh que pesa 250kg. También es importante notar que debido a las características propias de este tipo de baterías, el banco es capaz de entregar una corriente peak que sobrepasa con creces la demanda del sistema de tracción.

El tiempo de carga también es una de las variables claves en los vehículos eléctricos. Por esto el cargador elegido permite cargar directamente el banco de baterías de 330V inyectándole una corriente máxima de 20A. La corriente máxima puede ser limitada por lo que lo hace ideal para ser cargado en redes de baja tensión. Usando este cargador se tendrá un tiempo de carga de aproximadamente 4 horas.

Para poder controlar el motor de inducción se desarrolló un variador de frecuencia basándose en el módulo de potencia Powerex PP300T060. Este módulo es capaz de entregar 300 A por fase por lo que se podrá manejar el motor de inducción en todo su rango de operación. Los circuitos de control fueron diseñados para usar un procesador DSP TMS320F28335 de Texas Instruments para programar estrategias de control del motor de inducción.

Se implementaron dos estrategias de control. La primera de ellas corresponde al control escalar que fue implementado exitosamente al ser validado por las pruebas realizadas en el Laboratorio de Conversión de Energía. Las pruebas mostraron un correcto seguimiento del perfil de voltaje y frecuencia, y el funcionamiento del variador de frecuencia con distintas cargas mecánicas sobre el eje del motor de inducción. Para simular la carga mecánica en el eje se usó un generador de corriente continua conectado a un conjunto de resistencias. Este control tiene una mala respuesta en bajas velocidades y altas corrientes en los transitorios. La estrategia que corrige esto corresponde al control por orientación de flujo. No se pudieron realizar pruebas con la implementación de esta estrategia debido a problemas en la adquisición de las corrientes instantáneas por parte del procesador.

6.1. Trabajo Futuro

Se está trabajando en la adquisición de los equipos especificados. Al encontrarse disponible se procederá con la instalación y las pruebas necesarias para verificar el correcto funcionamiento del vehículo eléctrico.

Sería conveniente realizar un rediseño de los circuitos de control, usando fuentes aisladas para la adquisición de datos y así prevenir el ruido proveniente de los disparos de los IGBT. Así se tendría una mejor adquisición de señales y podría implementarse de forma exitosa la estrategia de control por orientación de flujo. También se puede implementar un filtro digital que pueda entregar un resultado sin tanto ruido.

Se puede mejorar el sistema de monitoreo al programar una interfaz amigable con el

usuario en el que se desplieguen los datos que entrega el inversor. La estimación de la carga de baterías puede ser implementado usando algoritmos más complejos ya que en este momento sólo se usa una curva de la carga en función del voltaje lo que corresponde a una mala aproximación debido a que existen muchas variables involucradas.

Un control central que se comunique con todos los equipos del sistema también podría ser un aporte importante. Se podrían monitorear muchas más variables y sería la base de un sistema más modular y digital pensando en proyectos futuros en los que se puede implementar más de un motor por automóvil.

Referencias

- [1] ACEA, Bruselas. *ACEA position and recommendations for the standardisation of the charging of electrically-chargeable vehicles*, Septiembre 2011.
- [2] B. Akin and M. Bhardwaj. *Sensorless Field Oriented Control of 3-Phase Induction Motors*. Texas Instruments, 2010.
- [3] B. Akin and N. Garg. *Scalar Control of 3-Phase Induction Motors*. Texas Instruments, 2010.
- [4] AutoVAZ, Togliatti, Rusia. *Illustration Album VAZ-21213, VAZ-21214*, 2001.
- [5] A. Aycaguer. *Sistemas Conversores DC-AC: Inversor de tensión, Apuntes del curso EM722: Electrónica de Potencia*. Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2010.
- [6] E. Bianchi. *Elementos de Electroquímica: Electrólisis y Acumuladores Reversibles*. Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2010.
- [7] S. Bowling. *How to Turn an AC Induction Motor Into a DC Motor (A Matter of Perspective)*. Microchip Technology, Inc.
- [8] V. Castaneda. *Lufke I: Auto reciclado con tracción eléctrica para la ciudad de Santiago de Chile*. Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Santiago, Chile, 2005.
- [9] EV Power Australia. *BMS-MCU-EV2 Master Control Unit Installation*.
- [10] EV Power Australia. *EV Power LFP Battery Balancing Module Data Sheet*.

- [11] D. C. S. D. Group. *Space Vector Generator With Quadrature Control*. Texas Instruments, 2010.
- [12] R. L. Hirsch. *Peaking of Oil Production*. U.S. DOE National Energy Technology Laboratory, 2006.
- [13] IOTA Engineering. *DLS-240-55*.
- [14] J. L. James Larminie, editor. *Electric Vehicle Technology Explained*. John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
- [15] Manzanita Micro LLC. *Manzanita Micro PFC-20 Owner's Manual*, 2011.
- [16] N. Morales, R. Palma, J. Romo, and A. Valdenegro. *Máquinas Eléctricas*. Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 1991.
- [17] K. Morrow, D. Karner, and J. Francfort. *Plug-in Hybrid Electric Vehicle Charging Infrastructure Review*. U.S. Department of Energy Vehicle Technologies Program - Advanced Vehicle Testing Activity, 2008.
- [18] Philips Semiconductors. *KTY84-1 series Silicon temperature sensors*.
- [19] Texas Instruments. *TMS320F28335 Data Manual*.
- [20] Texas Instruments C200 Group. *F28335 controlCARD [R1.0] DIMM100 pin-out*.
- [21] A. R. Vargas. *Diseño e implementación de un prototipo de inversor trifásico orientado a redes de distribución*. Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Santiago, Chile, 2010.
- [22] L. Vargas. *Apuntes EL42C: Conversión Electromécanica de la Energía*. Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2003.
- [23] Winston Batteries, Shenzhen, Guangdong, P.R.C. *WB-LYP100AHA Data Sheet*.
- [24] Z. Yu, A. Mohammed, and I. Panahi. A review of three pwm techniques. In *Proceedings of the American Control Conference*, 1997.

- [25] L. Zhou, J. Watts, M. Sase, and A. Miyata. *Charging ahead: Battery Electric Vehicles and the Transformation of an Industry*, 2010.