

BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA,
OPCIÓN INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA

“Simulación Dinámica de un Vehículo Eléctrico Basado en Baterías y Supercapacitores”

Tesis presentada como requisito
para obtener el grado de:
Maestro en Ingeniería Electrónica

Presenta:

Lic. Felix Quirino Morales

Asesores:

Dr. Gerardo Mino Aguilar

Dr. Edgar Peralta Sánchez

Dr. José Fermi Guerrero Castellanos

Puebla, Pue. noviembre 2015

Agradecimientos

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología CONACyT por el apoyo económico otorgado durante mis estudios de posgrado.

A la Facultad de Ciencias de la Electrónica por el apoyo y facilidades recibidas durante mi estancia en la institución.

Al Laboratorio Avanzado de Potencia, Tracción Eléctrica y Modelado, por las facilidades otorgadas para la realización de este trabajo.

A mis asesores Dr. Gerardo, Dr. Edgar y Dr. Fermi por ser una columna importante en la culminación de esta etapa académica, por compartir sus conocimientos y sobre todo por su sincera amistad.

Dedicatoria

Este trabajo de tesis está dedicado a mi familia.

A mi madre Alicia por enseñarme a nunca desistir de mis objetivos, a ser dedicado sin importar los obstáculos que se presenten y por enseñarme a aprender de mis errores.

A mi abuela María por impulsarme a lograr siempre mis objetivos, a caminar con paso firme y enseñarme a ser humilde.

Gracias a las dos por su infinito amor, comprensión y sobre todo por su infinita sabiduría y dedicación.

Con amor y cariño a mi Gloria por el apoyo incondicional que me ha brindado todos estos años y por enseñarme a ser paciente y objetivo en todos los aspectos de la vida.

A mis hermanos por ser mis mejores amigos, preocuparse por mí y soportar juntos los malos momentos.

A mis compañeros de generación Soledad, Cesar, Gabriel, Hugo, Ronald, Erwin, Nubia, etc. por compartir a su lado estos últimos años, por los tiempos de distracción y por su apoyo incondicional en todo momento.

Resumen

En este trabajo de tesis se aborda la simulación dinámica de un vehículo eléctrico basado en baterías y supercapacitores desarrollado en Matlab-Simulink.

Para lograr el objetivo propuesto del presente trabajo se realiza la simulación del sistema de tracción eléctrica, conformado por dos motores de imán permanente de flujo axial, dos inversores tipo fuente de voltaje, dos sistemas de control de campo orientado, el modelo dinámico de un vehículo. Además, se simula el sistema de recuperación de energía que incluye un convertidor CD-CD interleaved de dos fases, el modelo de un módulo de supercapacitores y la estrategia de manejo de energía.

Para comprobar el funcionamiento del sistema de control, éste es programado en NI CompactRIO interconectado a una tarjeta dSPACE-1103, en el cual se ejecuta la simulación “Hardware in the Loop” del sistema de tracción eléctrica incorporado a la dinámica del vehículo. Al realizar la comprobación del sistema de control mediante HIL se determina la velocidad de respuesta del controlador, se detectan posibles fallos y es posible optimizar el algoritmo de control de ser necesario.

Abstract

In this thesis the dynamic simulation of electric vehicle based on battery and supercapacitors developed and realized in Matlab-Simulink is addressed.

To achieve the objective of the present work simulation electric drive system is performed, consisting of two permanent magnet motors axial flow type two voltage source inverters, two systems of field oriented control, the dynamic model of a vehicle. In addition, the energy recovery system including a DC-DC converter interleaved two-phase model module supercapacitors and energy management strategy is simulated.

To check the operation of the control system, it is programmed in NI CompactRIO interconnected to a dSPACE-1103 card, in which the hardware in the loop simulation system incorporated in the electric drive vehicle dynamics runs. When inspecting the control system via HIL speed controller response is determined, possible faults are detected and it is possible to optimize the control algorithm if necessary.

Contenido

| | |
|--|------------|
| AGRADECIMIENTOS | I |
| DEDICATORIA | I |
| RESUMEN | II |
| ABSTRACT | III |
| CONTENIDO | IV |
| ÍNDICE DE FIGURAS | VII |
| ÍNDICE DE TABLAS | X |
| CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN Y ESTADO DEL ARTE | 1 |
| 1.1 INTRODUCCIÓN | 2 |
| 1.2 HISTORIA DEL VEHÍCULO ELÉCTRICO | 3 |
| 1.3 PRIMEROS PASOS DEL VE | 6 |
| 1.3.1 EL INICIO DE LOS VE MODERNOS Y SU IMPLANTACIÓN ALREDEDOR DEL MUNDO | 6 |
| 1.4 TIPOS DE VEHÍCULOS ELÉCTRICOS | 8 |
| 1.4.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS VEHÍCULOS ELÉCTRICOS (VE) | 9 |
| 1.4.2 VEHÍCULO HÍBRIDO EN SERIE | 9 |
| 1.4.3 VEHÍCULO HÍBRIDO EN PARALELO | 10 |
| 1.4.4 VEHÍCULO HÍBRIDO MIXTO | 10 |
| 1.5 OBJETIVO DE LA TESIS | 12 |
| 1.5.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS | 12 |
| 1.6 JUSTIFICACIÓN | 12 |
| 1.7 ESTADO DEL ARTE | 13 |
| ESTRUCTURA DE LA TESIS | 14 |
| CAPÍTULO 2 DISEÑO DEL SISTEMA DE TRACCIÓN ELÉCTRICA | 15 |
| 2.1 INTRODUCCIÓN | 16 |

| | |
|---|-----------|
| 2.2 INVERSOR | 16 |
| 2.2.1 MODELO PROMEDIO DEL INVERSOR | 17 |
| 2.2.1.1 Simulación del inversor | 18 |
| 2.3 MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES DE FLUJO AXIAL | 19 |
| 2.3.1 TRANSFORMACIÓN DEL MARCO $abc \rightarrow \alpha\beta 0$ | 19 |
| 2.3.2 TRANSFORMACIÓN DEL MARCO ABC \rightarrow DQ0 | 21 |
| 2.3.3 MODELO DE LA MSIPFA | 23 |
| 2.3.4 CONTROL POR CAMPO ORIENTADO (FOC FIELD ORIENTED CONTROL) | 29 |
| 2.3.4.1 Diseño de los controladores de la MSIP | 30 |
| 2.3.4.2 Simulación de la MSIPFA con FOC | 31 |
| 2.4 FUERZAS QUE ACTÚAN SOBRE EL MOVIMIENTO DE UN VEHÍCULO | 36 |
| 2.4.1 RESISTENCIA A LA RODADURA | 37 |
| 2.4.2 RESISTENCIA AERODINÁMICA | 39 |
| 2.4.3 RESISTENCIA A LA PENDIENTE | 40 |
| 2.5 ECUACIÓN DINÁMICA DEL VEHÍCULO | 40 |
| 2.5.1 RELACIÓN ENTRE LA VELOCIDAD DEL VEHÍCULO Y EL SISTEMA DE TRACCIÓN ELÉCTRICA | 41 |
| 2.6 SIMULACIÓN DEL STE ACOPLADO AL MODELO DINÁMICO DEL AUTO | 43 |
| 2.6.1 SIMULACIÓN DEL STE APLICANDO EL NEDC | 45 |

CAPÍTULO 3 DISEÑO DEL SISTEMA DE RECUPERACIÓN DE ENERGÍA **49**

| | |
|--|-----------|
| 3.1 INTRODUCCIÓN | 50 |
| 3.2 ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA EN SISTEMAS ELÉCTRICOS | 50 |
| 3.3 UN BREVE VISTAZO A LOS SUPERCAPACITORES | 51 |
| 3.3.1 MODELO DEL SUPERCAPACITOR | 52 |
| 3.3.2 DIMENSIONAMIENTO DEL MÓDULO SC | 53 |
| 3.4 CONVERTIDORES CD-CD | 55 |
| 3.4.1 CONVERTIDOR REDUCTOR (BUCK CONVERTER) | 56 |
| 3.4.2 CONVERTIDOR ELEVADOR (BOOST CONVERTER) | 58 |
| 3.4.3 CONVERTIDOR DE MEDIO PUENTE BIDIRECCIONAL | 60 |
| 3.4.4 MODELO PROMEDIO DEL CONVERTIDOR | 61 |
| 3.5 ALGORITMO DE MANEJO DE ENERGÍA | 65 |
| 3.5.1 DISEÑO DE LOS LAZOS DE CONTROL DEL CONVERTIDOR DE MEDIO PUENTE | 67 |
| 3.5.2 ALGORITMOS DE CONTROL DEL SRE | 71 |
| 3.6 SIMULACIÓN DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL | 73 |

| | |
|---|------------|
| <u>CAPÍTULO 4 VERIFICACIÓN DE LA SIMULACIÓN MEDIANTE LA TÉCNICA HARDWARE IN THE LOOP</u> | 77 |
| 4.1 INTRODUCCIÓN | 78 |
| 4.2 CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA DSPACE | 79 |
| 4.2.1 DESCRIPCIÓN GENERAL DE LA TARJETA DS1103 | 80 |
| 4.2.2 CONEXIÓN ENTRE LA TARJETA DS1103 Y LA INTERFAZ DE POTENCIA | 81 |
| 4.2.3 DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE | 81 |
| 4.3 SIMULACIÓN HIL | 82 |
| 4.3.1 PANEL DE INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL CONTROLDESK® | 83 |
| 4.4 CARACTERÍSTICAS DE SISTEMA EMBEBIDO COMPACTRIO® | 84 |
| 4.4.1 ARQUITECTURA COMPACTRIO® | 84 |
| 4.4.1.1 El controlador de tiempo real | 84 |
| 4.4.1.2 El chasis embebido reconfigurable que contiene la FPGA | 85 |
| 4.4.1.3 Los módulos de E/S intercambiables en caliente | 85 |
| 4.5 PROGRAMACIÓN DEL CONTROL DE CAMPO ORIENTADO EN LABVIEW® | 85 |
| 4.6 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN HIL | 86 |
| | |
| <u>CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO</u> | 92 |
| | |
| 5.1 CONCLUSIONES | 93 |
| 5.2 TRABAJOS FUTUROS | 93 |
| | |
| <u>BIBLIOGRAFÍA</u> | 95 |
| | |
| <u>ANEXOS</u> | 103 |
| | |
| <u>ANEXO A1 PANEL DE CONEXIONES</u> | 104 |
| <u>ANEXO A2 HOJAS DE DATOS DE LOS SISTEMAS UTILIZADOS</u> | 110 |

Índice de figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1.1. Uno de los primeros vehículos eléctricos. | 2 |
| Figura 1.2. Línea del tiempo de los Vehículos Eléctricos. | 5 |
| Figura 1.3. Muestra del programa “e-mobility Berlin” | 6 |
| Figura 1.4. Mapa distribución de VE alrededor del mundo. | 8 |
| Figura 1.5. Esquema de funcionamiento de los diferentes tipos de vehículos eléctricos. | 11 |
| Figura 2.1. Diagrama conceptual del sistema de tracción eléctrica en un vehículo eléctrico. | 16 |
| Figura 2.2. Diagrama de bloques del modelo del inversor. | 17 |
| Figura 2.3. Diagrama de simulación del modelo del inversor. | 18 |
| Figura 2.4. a) Señales de entrada (d_a , d_b , y d_c) b) Señales de salida del inversor (voltajes de fase). | 19 |
| Figura 2.5. Diagrama de los devanados de una MSIP. | 20 |
| Figura 2.6. Diagrama vectorial de la transformación $abc \rightarrow \alpha\beta 0$. | 20 |
| Figura 2.7. Diagrama vectorial de la transformación $abc \rightarrow dq0$. | 22 |
| Figura 2.8. Circuitos equivalentes de la MSIP. | 26 |
| Figura 2.9. Diagrama de fuerzas que actúan en el rotor de la MSIPFA. | 27 |
| Figura 2.10. Diagrama fasorial de la MSIPFA y diagrama a bloques del control de campo orientado en región de flujo constante. | 29 |
| Figura 2.11. Diagrama de bloques de la MSIPFA. | 31 |
| Figura 2.12. Diagrama de bloques de la MSIPAF con controladores PI en cascada a) Control del eje q, b) Control del eje d. | 31 |
| Figura 2.13. Diagrama de simulación del control de velocidad de la MSIPFA. | 33 |
| Figura 2.14. Diagrama de simulación, bloque de control por campo orientado para la MSIPFA. | 33 |
| Figura 2.15. Gráfica de la velocidad de la MSIPFA. | 33 |
| Figura 2.16. Acercamiento al sobretiro del controlador en el momento en que la velocidad de la MSIPFA alcanza la velocidad de referencia. | 34 |
| Figura 2.17. Nivel de voltaje en el bus de CD. | 34 |
| Figura 2.18. Nivel de corriente en el bus de CD. | 35 |
| Figura 2.19. Nivel de voltaje en la Fase A del inversor. | 35 |
| Figura 2.20. Nivel de corriente en la fase A del inversor. | 36 |
| Figura 2.21. Par generado por la MSIPFA durante la aceleración. | 36 |
| Figura 2.22. Fuerzas que actúan sobre el auto. | 37 |
| Figura 2.23. Fuerzas que actúan sobre la llanta en movimiento. | 38 |
| Figura 2.24. Fricción por la forma del vehículo. | 39 |
| Figura 2.25. Esquema del STE de un vehículo. | 42 |
| Figura 2.26. Relación entre velocidad lineal y velocidad angular de la llanta. | 43 |

| | |
|--|----|
| Figura 2.27. Simulación del STE acoplado a la dinámica del auto. | 44 |
| Figura 2.28. Composición del bloque STE. | 44 |
| Figura 2.29. Perfil de velocidad ciclo de manejo NEDC. | 46 |
| Figura 2.30. Comportamiento del bus de CD aplicando NEDC. | 46 |
| Figura 2.31. Comportamiento en corriente del bus de CD aplicando NEDC. | 47 |
| Figura 2.32. SOC del módulo de baterías aplicando NEDC. | 47 |
| Figura 3.1. Esquema del sistema de recuperación eléctrica. | 50 |
| Figura 3.2. Dispositivos de almacenamiento de energía [57]. | 51 |
| Figura 3.3. Diagrama de conexión de los módulos de Maxwell. | 54 |
| Figura 3.4. Convertidores CD-CD, a) Convertidor reductor, b) Convertidor elevador. | 55 |
| Figura 3.5. Topología del convertidor reductor. | 56 |
| Figura 3.6. Estados de operación, a) interruptor cerrado, b) interruptor abierto. | 57 |
| Figura 3.7. Comportamiento del voltaje ocasionado por el estado del interruptor. | 57 |
| Figura 3.8. Topología del convertidor elevador. | 59 |
| Figura 3.9. Estados de operación del convertidor elevador, a) interruptor cerrado, b) interruptor abierto. | 59 |
| Figura 3.10. Comportamiento del voltaje en el inductor. | 60 |
| Figura 3.11. Topología del convertidor de medio puente. | 61 |
| Figura 3.12. Modelo promedio del convertidor de medio puente. | 62 |
| Figura 3.13. Modelo del convertidor operando en modo reductor. | 62 |
| Figura 3.14. Modelo del convertidor operando como elevador. | 63 |
| Figura 3.15. Diagrama de la simulación del convertidor interleaved. | 63 |
| Figura 3.16. Comportamiento del convertidor en el modo reductor (Buck mode). | 64 |
| Figura 3.17. Comportamiento del convertidor en el modo elevador (boost mode). | 65 |
| Figura 3.18. Diagrama del SRE considerada para el control. | 66 |
| Figura 3.19. Lazos de control de corriente para el supercapacitor y la batería. | 68 |
| Figura 3.20. Lazos de control de corriente utilizados en la simulación. | 69 |
| Figura 3.21. Diagrama a bloques de un sistema de segundo orden. | 69 |
| Figura 3.22. Diagrama a bloques del lazo de control del supercapacitor y batería. | 72 |
| Figura 3.23. Diagrama de flujo del algoritmo de manejo de energía. | 73 |
| Figura 3.24. Diagrama de la simulación de la estrategia de control. | 74 |
| Figura 3.25. Ciclo de manejo NEDC utilizado en la simulación. | 74 |
| Figura 3.26. Corrientes en punto de conexión batería-convertidor-STE. | 75 |
| Figura 3.27. Estado de carga del módulo SC. | 75 |
| Figura 3.28. Estado de carga de la batería. | 76 |
| Figura 4.1. Diagrama a bloques del banco de pruebas basado en HIL. | 79 |
| Figura 4.2. Diagrama a bloques de la tarjeta DS1103. | 80 |
| Figura 4.3. Panel de instrumentación virtual realizado en ControlDesk®. | 83 |

| | |
|--|----|
| Figura 4.4. Arquitectura del CompactRIO®. | 84 |
| Figura 4.5. Algoritmo de control de campo orientado programado en LabVIEW®. | 86 |
| Figura 4.6. Panel de instrumentación virtual del algoritmo de control de campo orientado. | 86 |
| Figura 4.7. Conexión entre la tarjeta dSPACE® y CompactRIO®. | 87 |
| Figura 4.8. Señales de control enviadas a los inversores y medidores del par de los motores. | 87 |
| Figura 4.9. Panel de mediciones del algoritmo de control. | 88 |
| Figura 4.10. Tablero virtual de automóvil con velocidad máxima. | 88 |
| Figura 4.11. Medición de variables durante el cambio de velocidad de referencia. | 89 |
| Figura 4.12. Señales de control durante un cambio de velocidad. | 90 |
| Figura 4.13. Tablero virtual mostrando un cambio de velocidad. | 90 |

Índice de figuras Anexos

| | |
|--|-----|
| Figura A1.1. Apariencia final de la caja de conexiones. | 104 |
| Figura A1.2. Diagrama esquemático de la caja de conexiones diseñada. | 105 |
| Figura A1.3. Diseño del PCB de la caja de conexiones. | 106 |
| Figura A1.4. Placa finalizada de la caja de conexiones (vista superior). | 107 |
| Figura A1.5. Placa finalizada de la caja de conexiones (vista posterior). | 107 |
| Figura A1.6. Panel de conexión CP1103 de dSPACE. | 108 |
| Figura A1.7. E/S analógicas del CP1103. | 108 |
| Figura A1.8. E/S digitales, entradas incrementales e interfaces de comunicación CAN, RS232 y RS422 del CP1103. | 109 |
| Figura A1.9. Panel de visualización de estado de señales del CP1103. | 109 |

Índice de tablas

| | |
|--|----|
| Tabla 1-1. Distribución de VE y estaciones de carga en países de la EVI. | 8 |
| Tabla 2-1. Código de la MSIPFA. | 28 |
| Tabla 2-2. Coeficientes de resistencia a la rodadura. | 39 |
| Tabla 2-3. Resistencia aerodinámica para diferentes tipos de carrocerías. | 41 |
| Tabla 2-4. Parámetros utilizados en el modelo dinámico. | 45 |
| Tabla 3-1. Parámetros utilizados por el modelo del supercapacitor. | 52 |
| Tabla 3-2. Características del módulo BMOD0165 P048 de Maxwell Technologies. | 53 |
| Tabla 3-3. Parámetros a utilizar en el modelo del SC. | 55 |
| Tabla 4-1. Lista de Entradas/Salidas del PPC-DS1103. | 81 |
| Tabla 4-2. Señales de Entrada/Salida de la simulación HIL. | 82 |

Capítulo 1

Introducción y estado del arte

Introducción y estado del arte

1.1 Introducción

A comienzos de la era automotriz, es decir, a finales del siglo XIX y principios del siglo XX, los vehículos eléctricos (VE) y los de combustión interna ofrecían características similares, por otra parte los VE eran más rentables y seguros con lo cual se volvieron muy populares (ver Figura 1.1). Sin embargo debido a la baja potencia y poca autonomía presentes en los VE, su auge terminó rápidamente cuando las mejoras realizadas en los motores de combustión interna los hicieron más rentables para ser competitivos, aunado a esto, la situación económica a comienzos del siglo XX dio como resultado la adopción general de los vehículos de combustión interna alrededor del mundo [1, 2].

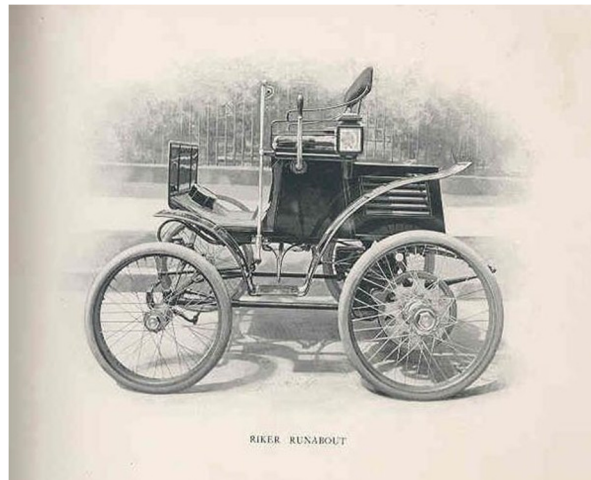


Figura 1.1. Uno de los primeros vehículos eléctricos.

Actualmente, gracias a los avances en electrónica de potencia es posible desarrollar dispositivos capaces de controlar con mayor eficiencia motores de CA, motores de CD sin escobillas y motores síncronos de imán permanente, estos elementos son los principales componentes en el sistema de tracción de un VE. Con ayuda de equipos de cómputo hoy día es posible emular el comportamiento de elementos físicos como son motores, convertidores y hasta automóviles, esta última es una herramienta muy eficaz a la hora de diseñar sistemas automotrices.

El presente trabajo de tesis busca simular el comportamiento dinámico de un vehículo eléctrico alimentado por una batería química como fuente de alimentación principal y un banco de supercapacitores como suministro secundario, asimismo se tratará de emular el comportamiento físico de los modelos a simular mediante la técnica de “Hardware In the Loop” (HIL).

La simulación incluirá el modelo dinámico del vehículo, del módulo de baterías junto a su sistema de gestión de baterías o BMS por sus siglas en inglés (Battery Management System),

del módulo de supercapacitores y del convertidor CD-CD, este último actuará como enlace entre ambas fuentes de alimentación. De igual manera, se desarrollará el modelo de las máquinas síncronas de imán permanente utilizadas en el sistema de tracción eléctrica del auto, que en este caso serán dos; con el fin de controlar la velocidad en los motores se implementará el control por campo orientado para cada uno de los motores.

Gracias al uso de la técnica HIL será posible emular el comportamiento de los accionamientos eléctricos a emplearse en el auto sin necesidad de tenerlos físicamente, mediante este método es posible observar la reacción del sistema cuando le sea aplicado un algoritmo de manejo de energía. Se obtendrán resultados trascendentales como son la potencia en el bus de CD y la estimación del valor de la energía recuperada a través del frenado regenerativo del auto.

1.2 Historia del vehículo eléctrico

Pese a la creencia general de que el concepto de vehículo eléctrico (VE) es moderno, no es así. El primer VE surgió en 1838 de la mano de Robert Davidson que consiguió desplazar una locomotora sin usar carbón ni vapor. Entre 1832 y 1839 (la fecha no es concreta) Robert Anderson inventó el primer VE puro cuya batería no era recargable ya que las primeras baterías recargables no aparecieron hasta 1880.

Para 1889 el piloto Camille Jenatzy alcanzó un record de velocidad en París al alcanzar los 105 km/h en su descapotable eléctrico, este acontecimiento sería de gran trascendencia en el desarrollo de los VE.

La Detroit Electric Car aprovechó el temprano entusiasmo por el VE y en 1907 comenzó a producir vehículos eléctricos propulsados por baterías de plomo-ácido recargables. Tanto Thomas Edison como Henry Ford invirtieron en la empresa, convencidos de que estos vehículos tenían un gran futuro. En 1911, Edison también incorporó sus baterías de níquel-hierro a la flota de VE en producción.

En aquella época, cuando comenzaba el auge del VE, los vehículos a gasolina eran muy contaminantes, sucios, ruidosos, requerían de bencina o gasolina que en ese tiempo era de difícil adquisición, había que arrancarlos con manivela y eran susceptibles a fallar en cualquier lugar. Por otro lado, el VE adquiría importancia por su simplicidad, fiabilidad, suavidad de movimiento, arranque sin manivela, no hacían ruido, eran veloces y con una autonomía razonable para la época, además el costo era aceptable para aquellos que podían aspirar a poseer un automóvil.

No obstante, factores como el desarrollo del motor de combustión interna, la aparición de la cadena de montaje con el Ford modelo T, y la irrupción del petróleo barato dieron predominancia al vehículo de gasolina.

Hasta mediados de los 60 los VE prácticamente desaparecieron, algunos sobrevivieron en el sector industrial. Entre los años 60-70 por razones ecológicas empiezan a aparecer algunos modelos en el sector industrial, como el carrito de golf eléctrico y pequeños coches urbanos. La crisis del petróleo fue el detonante de su posterior reaparición, forzando a los fabricantes de coches convencionales a mejorar su eficiencia mientras se buscaban alternativas al petróleo.

Sin tener en cuenta prototipos, modelos anecdóticos y vehículos industriales, no es hasta 1990, cuando General Motors presenta el “Impact” en el salón de los Ángeles. Este fue el precursor del coche eléctrico más famoso de la historia: el General Motors Experimental Vehicle 1, mejor conocido como el “EV-1”.

Algunas iniciativas legislativas que exigían vehículos cero emisiones impulsaron a las grandes industrias automotrices a investigar y desarrollar este campo. Un ejemplo de esto se presenta en California donde los fabricantes se apresuraron a poner en las carreteras autos cero emisión para poder cumplir con la ley del estado que entraba en vigor en 1998, además del EV-1 aparecieron autos como el Toyota RAV4 EV, Honda EV Plus, Ford Th!nk, Nissan Altra EV y hasta una nueva Ford Ranger EV. Estos autos ofrecían una autonomía suficiente para el 90% de los desplazamientos habituales de la población, sus prestaciones eran ya adecuadas y despertaron una contenida expectación.

Diversos intereses acabaron con el coche eléctrico por un tiempo [3], la industria petrolera presionó mucho para crear un clima desfavorable para estos automóviles, así como los intereses a favor de la pila de combustible, una tecnología incipiente en esos años.

El coche eléctrico no interesaba porque había “pocos clientes”, debían mantener repuestos para unas centenas o millares de unidades, no requerían mantenimiento ni generaban dinero en la postventa, suponía mucho dinero de investigación y desarrollo. La mayoría de esos autos fueron recogidos por los fabricantes, deshabilitados o radicalmente destruidos. Unos pocos pudieron salvarse gracias a las protestas de los clientes, que querían pagarlos incluso sin tener derecho a postventa.

Actualmente el desarrollo e investigación de los VE ha recaído tanto en el sector público como privado; impulsando iniciativas de implantación de vehículos cero emisión alrededor del mundo, incluyendo la construcción de estaciones de recarga y la adquisición de VE, de estas iniciativas se habla en la sección siguiente, en la Figura 1.2 se muestra una línea temporal referente a la historia del VE [4].

1.3 Primeros pasos del VE

1.3.1 El inicio de los VE modernos y su implantación alrededor del mundo

El primer proyecto de implantación a gran escala del VE se llevó a cabo en el año de 1990 en el estado de California (EE.UU.). El objetivo era impulsar a un medio de transporte que no se viese afectado por el progresivo encarecimiento del petróleo y, debido al aumento de la sensibilidad ambiental, que contribuyese a alcanzar los compromisos de Kioto. En ese mismo año el CARB (California Air Resources Board) decretó el “mandato del vehículo de cero emisiones” que obligaba a las grandes empresas automovilísticas a la creación de vehículos que produjesen cero emisiones, estableciendo que en el año 1998 el 2% de los vehículos vendidos fuesen cero emisiones y que para 2003 fuera del 10%. Bajo esta premisa la empresa General Motors comercializó en el año 1997 el vehículo EV1, considerado el primer automóvil eléctrico moderno, a este último se le unieron otros modelos de diferentes fabricantes como el Toyota RAV4-EV, el Ford Th!nk y el Nissan Altra EV. Aunque la iniciativa fue ampliamente aceptada y el EV1 se consolidó como el principal vehículo de alquiler, las presiones ejercidas por la industria petrolífera produjeron una flexibilización en el decreto que desembocó en un paro en la producción del EV1 por parte de General Motors. Finalmente, en 2003 todos los EV1 fueron recuperados y destruidos.

No ha sido hasta hace relativamente poco que se han vuelto a impulsar proyectos para introducir el VE en el mercado. Berlín inició a finales de 2008 el proyecto e-mobility Berlín, una experiencia piloto que plantea la instalación de 500 puntos de recarga para vehículos eléctricos en la capital alemana. Las empresas involucradas en este proyecto son la suministradora de energía eléctrica RWE, encargada de instalar las estaciones de recarga y Daimler, que está introduciendo una flota de Smart Fortwo eléctricos en las calles (ver Figura 1.3).



Figura 1.3. Muestra del programa “e-mobility Berlin”

Al igual que en Alemania, en Francia las compañías Renault-Nissan y EDF acordaron en el año 2008 el desarrollo de un proyecto de movilidad eléctrica a largo plazo, dotando a la ciudad de París con la infraestructura necesaria para la recarga de los VE. La finalidad del proyecto es preparar las instalaciones necesarias para el lanzamiento masivo de VE que se prevé en los próximos años. Además, París ha iniciado paralelamente el proyecto Autolib, un servicio de alquiler que la capital ha implementado para mejorar la movilidad de la población en la ciudad. La iniciativa tiene como objetivo poner en circulación 4,000 vehículos e instalar 1,400 estaciones de recarga.

Por otra parte, la empresa londinense de transporte TLF, inició a mediados de 2009 la puesta en marcha de una red de recarga de VE, que supondrá la instalación de 8,525 puntos de recarga y la adquisición de 1,000 VE. El proyecto incluye la instalación de 7,500 puntos de recarga antes de 2013 y espera ser ampliada hasta alcanzar los 25000 antes de 2015.

En España se ha creado el proyecto MOVELE para conseguir que en 2015 un millón de vehículos se muevan con energía eléctrica, iniciando la implantación con la construcción de 546 puntos de recarga e introduciendo 2000 VE entre el 2009 y 2010.

Cabe destacar que no solamente en las grandes capitales europeas se están iniciando proyectos para introducir el VE en el mercado. Uno de los ejemplos con más expectativas es el proyecto Better Place, creado en 2007 por el consorcio Israel Corporation; el cual ha diseñado estaciones de recarga instantánea de baterías donde se puede intercambiar la batería descargada de un vehículo por otra completamente recargada en menos de un minuto. La empresa, en alianza con las principales eléctricas de países como Japón, Dinamarca e Israel, iniciaron en 2008 la construcción de una red mundial de este tipo de instalaciones.

De acuerdo al estudio realizado en abril de 2013 por la Agencia Internacional de Energía [4]; actualmente existen más de 180,000 VE en el mundo y estiman que para el año 2020 existan 20 millones de autos circulando por las calles, esta última cifra es la meta que se ha propuesto la Iniciativa de Vehículos Eléctricos EVI por sus siglas en ingles. En ese mismo estudio también se indica que durante el 2012 las ventas anuales de VE aumentaron de 45,000 a 113,000 unidades, además de que el 90% de los VE existentes se encuentran en países miembros de la EVI, en estos mismos países se cuenta con una infraestructura de 46,000 estaciones de recarga lenta y 1900 de recarga rápida.

En el mapa de la Figura 1.4 se muestran los países pertenecientes a la EVI, de igual modo se indica el porcentaje de VE que cada país posee respecto a las 180,000 unidades existentes para finales del 2012. En la Tabla 1-1 se señala el número de VE y de estaciones de recarga presentes en los países que pertenecen a la EVI.

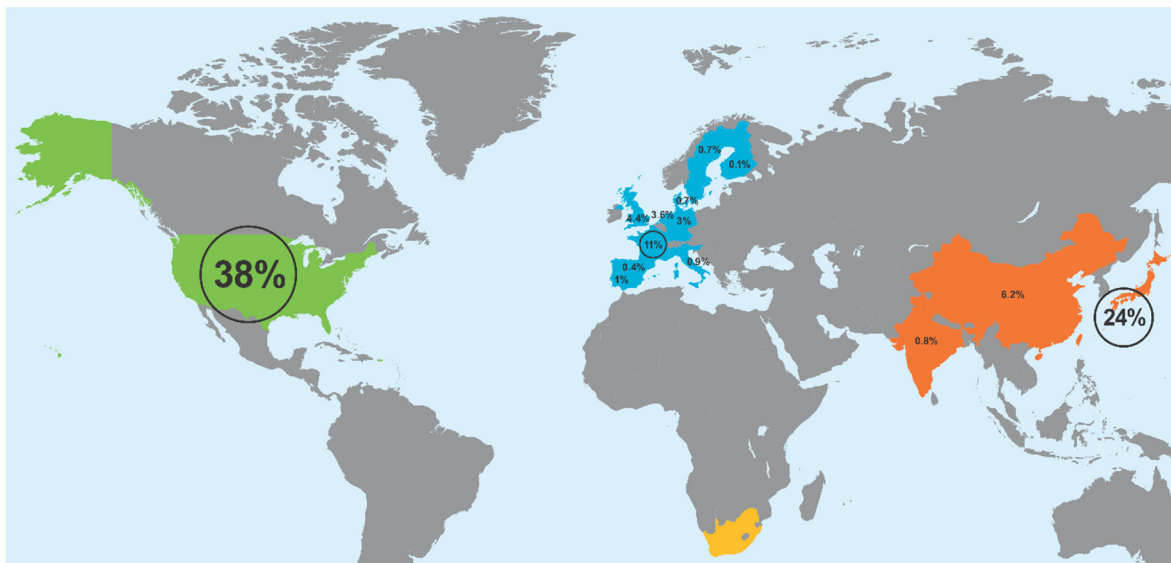


Figura 1.4. Mapa distribución de VE alrededor del mundo.

Tabla 1-1. Distribución de VE y estaciones de carga en países de la EVI.

| País | Número de VE | Número de Estaciones de Carga |
|----------------|--------------|-------------------------------|
| Estados Unidos | 71,114 | 15,192 |
| Japón | 44,727 | 5,009 |
| Francia | 20,000 | 2,100 |
| China | 11,573 | 8,107 |
| Reino Unido | 81,83 | 2,866 |
| Holanda | 6,750 | 3,674 |
| Alemania | 5,555 | 2,821 |
| Portugal | 1,862 | 1,350 |
| Italia | 1,643 | 1,350 |
| India | 1,428 | 999 |
| Dinamarca | 1,388 | 3,978 |
| Suiza | 1,285 | 1,215 |
| España | 787 | 705 |
| Finlandia | 271 | 2 |

1.4 Tipos de vehículos eléctricos

Los vehículos eléctricos se pueden clasificar en dos grandes grupos: los vehículos puramente eléctricos (VE) y los vehículos híbridos con enchufe (PHEV); pese a ello se utiliza el término VE para hacer referencia a cualquier tipo de vehículo eléctrico, sin importar el grupo al que pertenezcan.

1.4.1 Características de los vehículos eléctricos (VE)

Los VE son, desde el punto de vista de la disposición mecánica de los componentes más sencillos que los vehículos de combustión interna; ya que esencialmente consiste en un dispositivo de almacenamiento de energía que alimenta el motor eléctrico correspondiente. El vehículo de combustión interna en cambio, presenta muchos más componentes y éstos están a su vez sometidos a mucho más desgaste.

Los motores utilizados en la fabricación de vehículos eléctricos han abarcado las diferentes tecnologías existentes, tanto de corriente continua como alterna. No obstante, actualmente la mayoría de desarrollos de este tipo de autos centran su atención en el uso de motores de imán permanente, especialmente los motores de flujo axial de imán permanente.

Desde un punto de vista más técnico, hoy en día el principal inconveniente de los VE es la limitada autonomía que presentan, la cual se encuentra entre los 80 y los 200 km. Pese a ello, el creciente desarrollo tecnológico en la fabricación de baterías está incrementando la autonomía de forma significativa y se espera que lo siga haciendo en los próximos años. Por otro lado, la principal ventaja que presenta el VE es la independencia del petróleo como fuente de energía y con ello la reducción de las emisiones contaminantes, así como prácticamente el libre mantenimiento de los VE.

Existen diferentes tipos de VE en función de la configuración de sus componentes y distintos modos de operación según la dirección del flujo de energía se pueden clasificar como:

- Vehículo híbrido en serie.
- Vehículo híbrido en paralelo.
- Vehículo híbrido mixto.
- Vehículo eléctrico puro.

1.4.2 Vehículo híbrido en serie

En este tipo de vehículos el motor de combustión es acoplado a un generador que transforma la energía mecánica producida por la combustión del combustible en energía eléctrica. El generador es conectado a un motor eléctrico y a un sistema de baterías con lo que es posible aportar energía a cualquiera de los dos. En esta configuración el motor eléctrico es el encargado de la tracción del vehículo, mientras el motor de combustión se encarga de proporcionarle energía y de recargar las baterías con el excedente.

Este tipo de vehículos pueden operarse de las siguientes formas:

- **Fuente de energía única:** El motor eléctrico es alimentado por la batería o por el generador. En el caso de que el generador produzca más energía de la necesaria el excedente se deriva a las baterías para una posterior utilización.

- **Fuente de energía mixta:** El motor eléctrico se alimenta simultáneamente tanto de la batería como del generador. Tiene lugar en situaciones de alta demanda de potencia.
- **Frenada regenerativa:** En caso de desaceleración o frenada la energía resultante es enviada por el motor eléctrico hacia las baterías para su almacenamiento y posterior utilización.

La principal ventaja de ésta configuración es que el motor térmico no está unido directamente a la transmisión; lo que permite que siempre se mantenga en funcionamiento a velocidad constante y en el punto de máximo rendimiento, cosa que no sucede en los vehículos convencionales. Como inconveniente cabe destacar que para proporcionar ciertas prestaciones competitivas el dimensionamiento de ambos motores puede dar como resultado máquinas de dimensiones elevadas, lo que implica un incremento del costo del vehículo. Otra desventaja son las pérdidas producidas por las diversas transformaciones de energía que tienen lugar a lo largo del proceso.

1.4.3 Vehículo híbrido en paralelo

En este tipo de configuración tanto el motor eléctrico como el de combustión interna están unidos a la transmisión, por lo que ambos pueden traccionar las ruedas motrices. De forma análoga al híbrido serie, este puede operar de las siguientes formas:

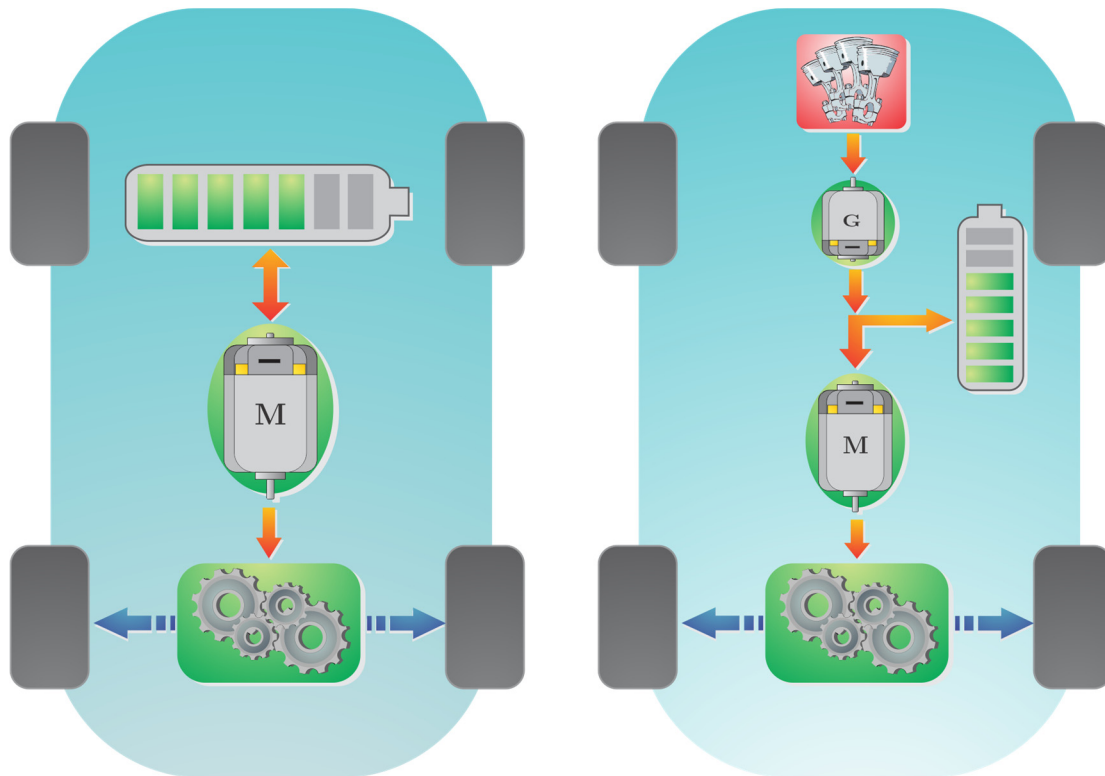
- **Modo totalmente eléctrico:** El vehículo se mueve únicamente gracias a la acción del motor eléctrico, cuya energía es proporcionada por las baterías. Este modo de operación queda reservado para situaciones de poca demanda de potencia.
- **Modo combinado:** Ambos motores funcionan simultáneamente traccionando las ruedas motrices, siendo capaz de operar en situaciones de alta demanda de potencia gracias a la acción combinada de ambos motores.
- **Frenada regenerativa:** En caso de desaceleración o frenada la energía resultante es enviada por el motor eléctrico hacia las baterías para su almacenamiento y posterior utilización.

Gracias a la posibilidad de que ambos motores trabajen simultáneamente, tanto la potencia como las dimensiones de éstos pueden ser inferiores, lo que representa una ventaja significativa frente a los vehículos híbridos en serie.

1.4.4 Vehículo híbrido mixto

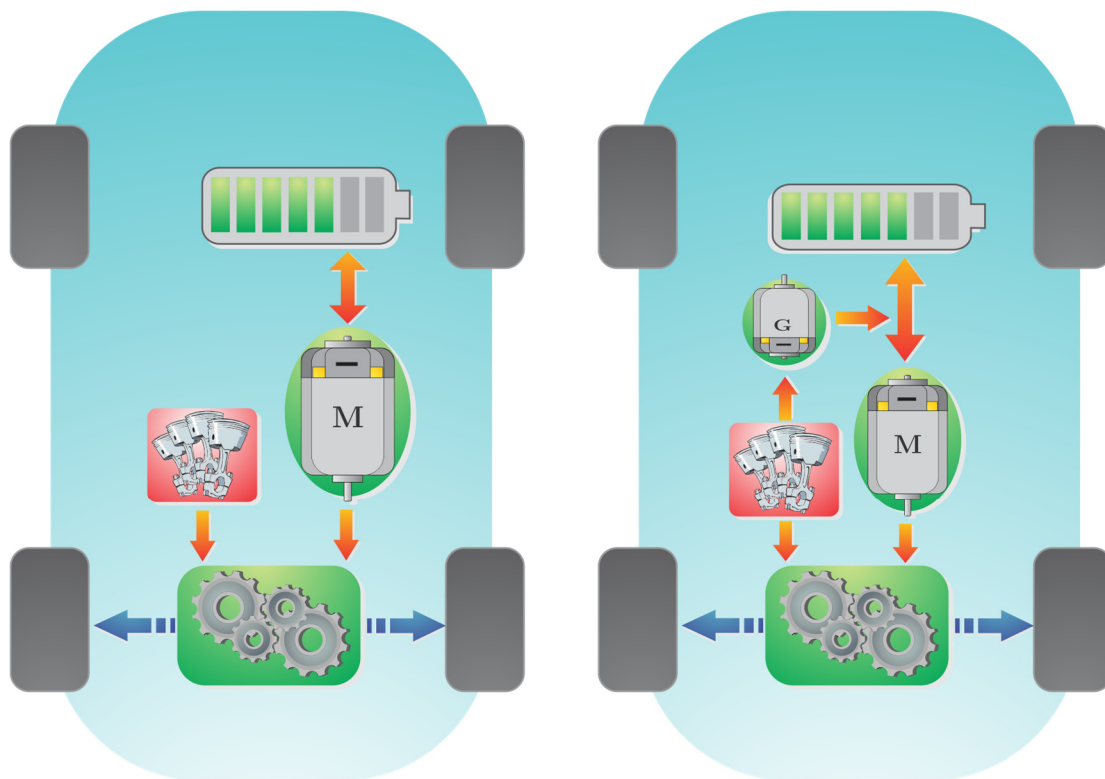
En este tipo de vehículos la configuración interna permite el funcionamiento en serie o en paralelo; en función de la demanda de potencia, el rendimiento y las condiciones generales de funcionamiento.

En la Figura 1.5 se muestra de forma gráfica la configuración de cada uno de los vehículos eléctricos anteriormente mencionados.



a) Vehículo eléctrico puro

b) Vehículo híbrido serie



c) Vehículo híbrido paralelo

d) Vehículo híbrido mixto

Figura 1.5. Esquema de funcionamiento de los diferentes tipos de vehículos eléctricos.

1.5 Objetivo de la tesis

Diseñar y simular un sistema híbrido de almacenamiento de energía en un vehículo eléctrico, con batería química y supercapacitores.

1.5.1 Objetivos específicos

- Estudiar las puntas de potencia y energía necesaria para el vehículo especificado
- Seleccionar el sistema híbrido necesario.
- Simular la dinámica del vehículo a construir considerando las variables dinámicas tales como: área frontal, datos de la rueda, peso, transmisión, tiempo de aceleración y frenado.
- Simular la dinámica del sistema de tracción eléctrica basado en motores síncronos de imán permanente.
- Diseñar y simular el sistema de regeneración de energía a usarse en el vehículo.
- Verificar los resultados de las simulaciones mediante la técnica de Hardware in the Loop.

1.6 Justificación

Con los avances en electrónica de potencia realizados durante los 70s y las mejoras posteriores en los 80s, se desarrollaron inversores más eficientes y poderosos, con lo cual se hizo posible controlar motores de CA con mayor eficiencia y facilidad. Existen investigaciones recientes que se centran en el diseño de inversores de dos o más niveles [5], de igual modo se han publicado trabajos respecto al control de motores de CA por medio de diferentes técnicas [6, 7].

Actualmente el diseño de vehículos eléctricos busca desarrollar autos con mayor autonomía, ya que no es posible experimentar con las nuevas tecnologías por cuestiones monetarias, la opción más viable es simular el sistema de tal modo que al obtener los modelos dinámicos del vehículo, del sistema de tracción eléctrica, del banco de baterías y del sistema de recuperación de energía, sea posible experimentar con diferentes tecnologías para así decidir cuál solución es la más rentable de acuerdo a las necesidades del vehículo.

En trabajos recientes se ha simulado la dinámica de un automóvil incorporada al sistema de tracción eléctrica [8, 9], estas investigaciones desarrollan el modelo eléctrico de los convertidores utilizados en el sistema de tracción, sin embargo esta técnica de modelado aunque es eficiente tiene como inconveniente el tiempo que es invertido en la simulación, para solucionar este inconveniente se propone el uso de modelos promedio de dichos convertidores, estos se basan en las ecuaciones que dictan el funcionamiento del dispositivo.

Con el desarrollo de modelos dinámicos durante el proceso de diseño de sistemas, se pueden dimensionar los dispositivos electrónicos que utilizará ya sea el prototipo o el sistema final, en

este caso al simular todos los elementos adjuntos a un sistema de tracción eléctrica no solo ayudará a dimensionar los dispositivos si no también será posible obtener la respuesta de los elementos ante las etapas de tracción y frenado del auto, ayudando así a estimar el tiempo de vida útil del sistema.

1.7 Estado del arte

El desarrollo de sistemas de ahorro de energía en los vehículos eléctricos surge como una alternativa que coadyuve a la disminución del consumo de energía en el banco de baterías obteniendo como resultado un aumento en la autonomía del vehículo. Estos sistemas están compuestos principalmente por dispositivos de almacenamiento de energía (baterías, volantes de inercia, supercapacitores), fuentes generadoras estáticas de energía (celdas de combustible), convertidores de tensión (CA-CA, CA-CD, CD-CD, CD-CA) y algoritmos de manejo de energía.

Se han publicado varios trabajos con el fin de caracterizar la carga/descarga en un supercapacitor [10, 11, 12, 13, 14, 15]. En [10] se hace una revisión general del estado del arte de los supercapacitores desde su aparición hasta algunos modelos propuestos en la literatura. Estos modelos intentan caracterizar los fenómenos en el dispositivo con circuitos eléctricos equivalentes. En [11] se concluye que el supercapacitor puede ser modelado como una línea de transmisión no lineal y algunos circuitos RC, Bornert y Zubietta [13] proponen el modelo de un circuito RC de tres ramas, en el que a partir de mediciones reales se obtienen los parámetros del modelo [14]. Cada rama representa la distribución de carga en la doble capa, la capacitancia que depende del voltaje y la autodescarga que presenta la distribución de carga. En el 2008 en la universidad de Chalmers, Suecia se realizó un estudio comparativo de varios modelos, entre ellos un supercapacitor de la compañía EPCOS simulado en diferentes programas de simulación (Simulink[®], SimPowerSystems[®], Orcad Capture[®], PSCAD[®], Saber[®], PLECS[®] y Dymola[®]) [15]. La compañía NESSCAP, publicó en [16] que un supercapacitor puede ser modelado como un circuito RC. En las referencias [17, 18, 19, 20] se usa el modelo del supercapacitor RC para los perfiles de carga/descarga a potencia y corriente constante.

Respecto a los transportes eléctricos como el tram, metro y trolebús se han publicado trabajos [21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28] que proponen la integración de los supercapacitores de forma estacionaria en las subestaciones eléctricas (en el suelo), o a bordo del vehículo de transporte. Hablando de vehículos eléctricos se proponen diferentes trabajos para integrar el módulo de supercapacitores a través del uso de un Sistema de Recuperación de Energía y existen dos líneas principales de investigación: Vehículos eléctricos (desde 1990 [29]) y vehículos híbridos. Ambos necesitan de algoritmos de manejo de energía para regular el intercambio de energía entre el sistema de tracción y los sistemas de almacenamiento de energía.

Los algoritmos de control pueden ser resumidos de la siguiente forma [30]:

- Algoritmos Heurísticos: del griego *εὕρισκειν* (hallar, inventar), son algoritmos que se basan en suposiciones prácticas y no necesitan conocimientos previos acerca del ciclo de manejo, por lo que hacen que la estrategia sea fácil de implementar [31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40] [20, 41, 42].
- Algoritmos Determinísticos: es necesario el ciclo de manejo, la información detallada del sistema y las especificaciones eléctricas de cada componente. La estrategia es complicada pues la optimización depende del comportamiento físico de los dispositivos del sistema de recuperación de energía [43, 44, 45, 46, 47, 48].
- Algoritmos no determinísticos: Se usan cuando el modelo matemático es complejo. Por métodos estocásticos y lógica difusa intentan dar una solución óptima al problema [49, 50, 51, 52, 53].

Estructura de la tesis

El trabajo de tesis constará de 5 capítulos los cuales se distribuirán de la siguiente manera:

1. **Introducción:** En este capítulo se da un panorama general de los vehículos eléctricos, se listan los objetivos de la tesis, así como también el por qué trabajar en esta investigación.
2. **Diseño del sistema de tracción eléctrica:** En este capítulo se desarrolla el diseño del sistema de tracción eléctrica, en el cual se incluirán los modelos de la dinámica del auto, de la batería y de los motores necesarios para que el vehículo se mueva.
3. **Diseño del sistema de recuperación de energía:** Sección en la cual se explica el funcionamiento del sistema de recuperación y cada uno de los elementos que lo conforman, de igual manera se trata el diseño del convertidor, del módulo de supercapacitores y del algoritmo de manejo de energía propuesto para el sistema.
4. **Verificación de las simulaciones HIL (Hardware In the Loop):** En este apartado se aborda la emulación del sistema mediante la técnica hardware in the loop; se habla acerca de este método de verificación de resultados, sus ventajas y desventajas, de igual modo se muestra los resultados obtenidos mediante esta técnica referente al sistema del auto.
5. **Conclusiones y recomendaciones:** En esta última sección se presenta las conclusiones obtenidas al desarrollar este trabajo de investigación, así mismo se mencionan algunas recomendaciones y se habla del trabajo futuro adjunto al tema de tesis.

Capítulo 2

Diseño del sistema de tracción eléctrica

Diseño del sistema de tracción eléctrica

2.1 Introducción

Un sistema electrónico de potencia está compuesto por diferentes módulos interconectados que pueden ser modelados de acuerdo a los siguientes modelos: modelo detallado, modelo en pequeña señal y modelo promedio o comportamental [54]. El sistema de tracción eléctrica que se presenta en este capítulo está conformado por el accionamiento de una máquina síncrona de imanes permanentes de flujo axial (MSIPFA) compuesto por un inversor tipo fuente de voltaje VSI (por sus siglas en inglés), acoplado a un vehículo eléctrico (ver Figura 2.1). El modelo del inversor que se utiliza es el modelo comportamental; ya que este último al realizarse en baja frecuencia permite mejorar el tiempo de simulación. La MSIPFA se modela en el marco de referencia dq . Las fuerzas que actúan sobre un vehículo eléctrico son descritas con el fin de acoplar la MSIPFA a la dinámica del vehículo.

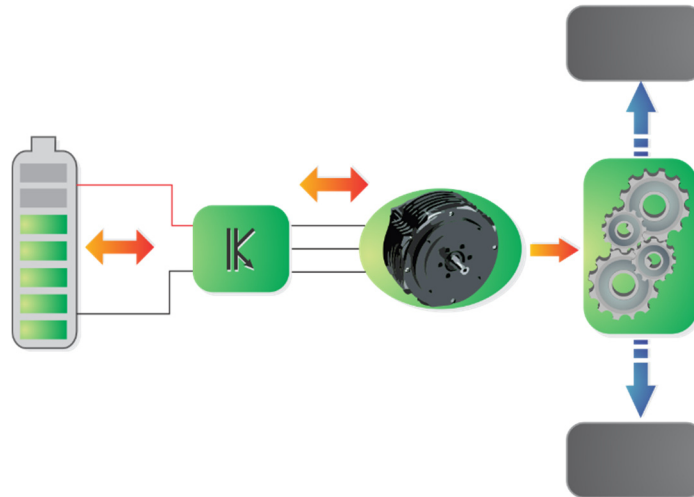


Figura 2.1. Diagrama conceptual del sistema de tracción eléctrica en un vehículo eléctrico.

2.2 Inversor

Existen dos topologías que son usadas para la conversión de corriente directa a corriente alterna CD-CA en aplicaciones industriales de baja, mediana y alta potencia: el VSI (Voltage Source Inverter) y el CSI (Current Source Inverter). Ambos utilizan el mismo arreglo de interruptores conformado por seis dispositivos semiconductores para obtener voltajes trifásicos en el nodo común de cada rama [19].

La alimentación VSI se realiza con fuentes de voltaje de CD (baterías, celdas de combustible, paneles solares) y son utilizados en aplicaciones de baja y mediana potencia, como, por ejemplo: el accionamiento de motores de vehículos eléctricos y en sistemas de alimentación ininterrumpida. Por otro lado, el CSI se alimenta con una fuente de corriente que puede ser

generada a partir de una fuente variable de CD. Su costo es elevado debido a la necesidad de un núcleo de gran tamaño para el enlace de CD. Se utiliza en aplicaciones de alta potencia, así como en sistemas de almacenamiento magnético superconductor y en calentamiento inductivo. En este trabajo se presenta el modelo promedio de un VSI descrito a continuación.

2.2.1 Modelo promedio del inversor

El modelo promedio del inversor utilizado en este trabajo elimina los efectos causados por las conmutaciones de los dispositivos; gracias a esto se reduce el tiempo de simulación al tener en cuenta solamente la frecuencia fundamental de salida en el inversor, es decir, que las formas de onda obtenidas en esta forma de modelado son completamente sinusoidales.

El modelo promedio del inversor está definido por los siguientes sistemas de ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a - V_b \\ V_b - V_c \\ V_c - V_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a - d_b \\ d_b - d_c \\ d_c - d_a \end{bmatrix} \cdot V_{CD} = \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} \cdot V_{CD}. \tag{2.1}$$

$$I_{CD} = \begin{bmatrix} d_{ab} & 0 & -d_{bc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

El sistema de ecuaciones (2.1) se puede deducir fácilmente igualando la potencia por el lado de CD con la potencia obtenida en el lado de CA. Las señales d_a , d_b y d_c son señales sinusoidales de amplitud unitaria. En la Figura 2.2 se muestra el diagrama a bloques del inversor, en ella se observa que las entradas de control d_a , d_b y d_c son enviadas a fuentes controladas de voltaje o corriente, con el propósito de convertirlas en variables eléctricas obteniendo de este modo las relaciones de voltaje y corriente de entrada y salida.

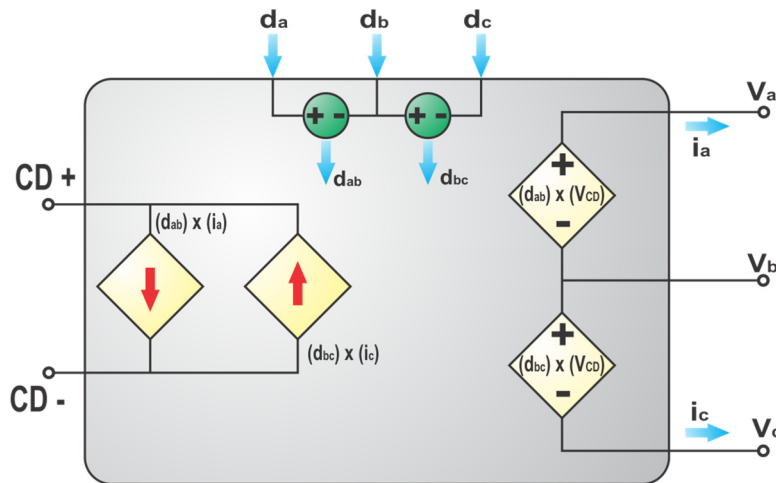


Figura 2.2. Diagrama de bloques del modelo del inversor.

2.2.1.1 Simulación del inversor

En la Figura 2.3 se muestra el diagrama utilizado para la simulación del modelo promedio del inversor, se aprecia que las entradas de control d_a , d_b y d_c son utilizadas para calcular las corrientes y voltajes de entrada y salida del convertidor.

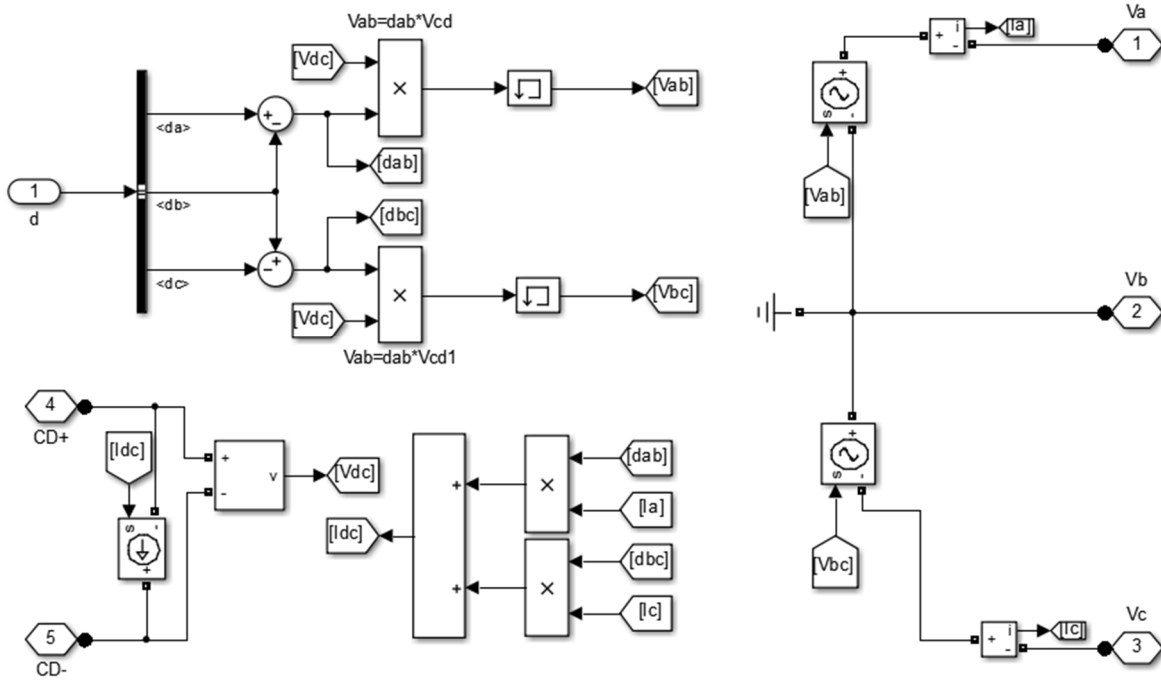


Figura 2.3. Diagrama de simulación del modelo del inversor.

También en la Figura 2.4 a) se muestran las señales de control que se tienen como entrada al inversor, estas señales tienen una amplitud máxima de $1/\sqrt{3}$ Volts; esto debido a que d_{ab} , d_{bc} , y d_{ca} deben tener un valor pico unitario es decir:

$$\widehat{d}_{ab} = 1; \widehat{d}_{ab} = \sqrt{3} \cdot \widehat{d}_a \Rightarrow \widehat{d}_a = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0.5773 \quad (2.3)$$

En la Figura 2.4 b) se muestran las señales de salida del inversor; se puede observar que las señales de salida son sinusoidales las cuales poseen una amplitud de $V_{CD}/\sqrt{3}$ V; en este caso en particular ya que el bus de CD tiene un valor nominal sin carga de 300 V, la amplitud resultante a la salida del inversor será de 173.2V.

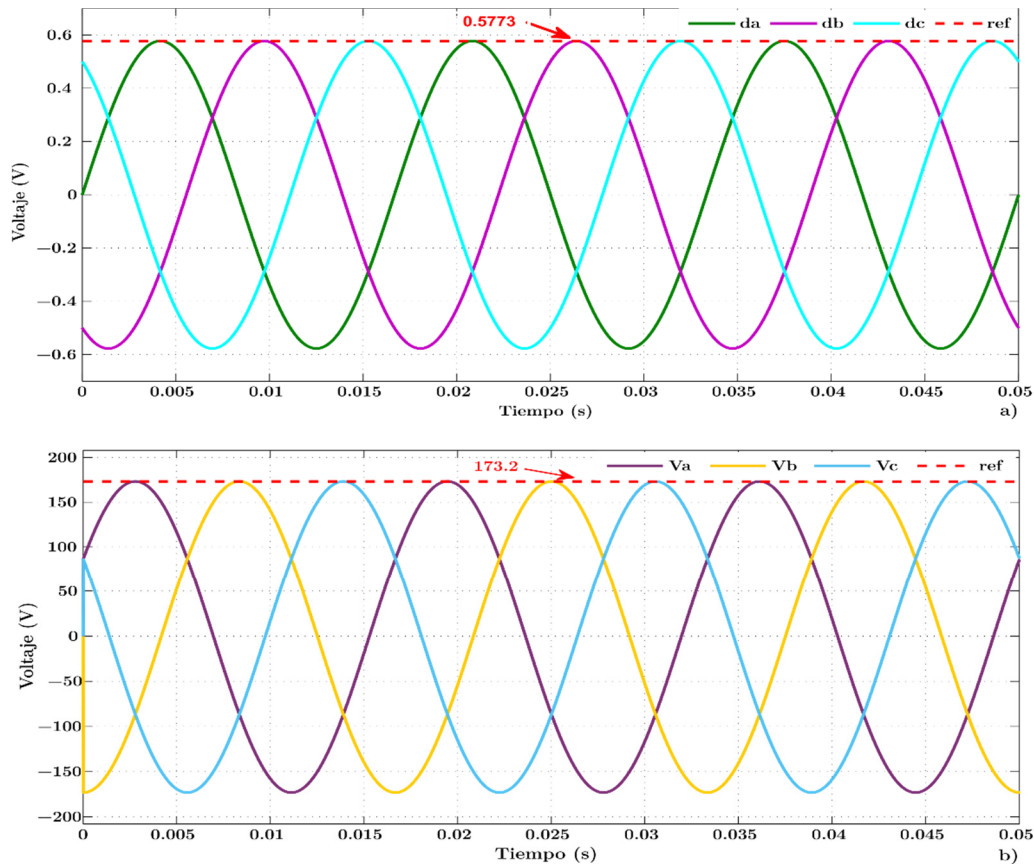


Figura 2.4. a) Señales de entrada (d_a , d_b , y d_c) b) Señales de salida del inversor (voltajes de fase).

2.3 Máquina síncrona de imanes permanentes de flujo axial

Para trabajar el modelo de la máquina síncrona de imanes permanentes de flujo axial (MSIPFA), es necesario estudiar los marcos de referencia empleados en su modelado; así como las transformaciones entre ellos, estos marcos son utilizados en el análisis de sistemas eléctricos trifásicos, y los tipos son:

- Marco de referencia estacionario, definido por los ejes $\alpha\beta$ o transformación **DQ**
- Marco de referencia síncrono **dq**.

Las transformaciones entre los marcos de referencias son válidas para corrientes, voltajes y flujos de un sistema trifásico balanceado; con ellas se realiza la obtención del modelo de la MSIPFA.

2.3.1 Transformación del marco **abc** \rightarrow $\alpha\beta 0$

En la Figura 2.5 se representan los devanados del estator de forma concentrada, lo cual permite observar cada uno de los ejes magnéticos en el marco **abc**. Para su análisis se definen variables

auxiliares representadas por \mathbf{A}_i , esto con la finalidad de tener ecuaciones generales que puedan ser aplicadas con cualquier tipo de variables que formen un sistema trifásico balanceado.

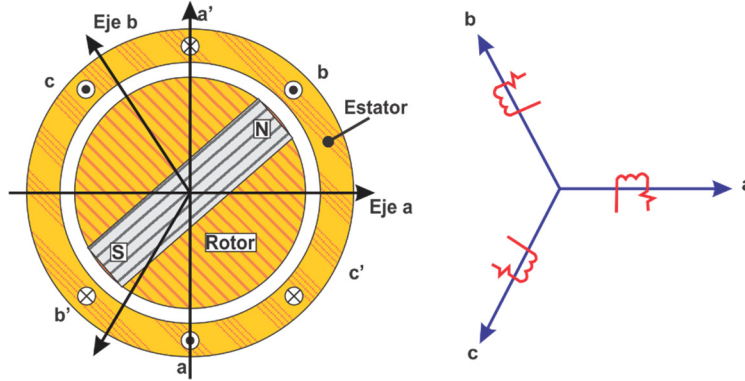


Figura 2.5. Diagrama de los devanados de una MSIP.

Para llevar a cabo la transformación al marco de referencia estacionario se toma en cuenta el diagrama vectorial de la Figura 2.6; en el cual se puede apreciar el marco \mathbf{abc} y el marco $\alpha\beta 0$; se realiza la proyección de cada uno de los ejes $\alpha\beta 0$ sobre el marco \mathbf{abc} .

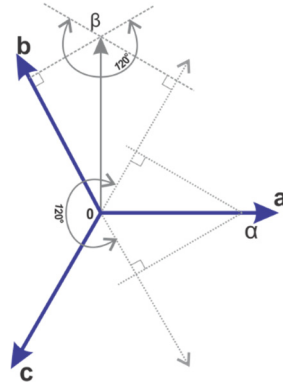


Figura 2.6. Diagrama vectorial de la transformación $\mathbf{abc} \rightarrow \alpha\beta 0$.

Del diagrama anterior se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$A_a = A_\alpha + A_0 \tag{2.4}$$

$$A_b = A_\alpha \cdot \cos \frac{2\pi}{3} + A_\beta \cdot \sin \frac{2\pi}{3} + A_0 \tag{2.5}$$

$$A_c = A_\alpha \cdot \cos \frac{2\pi}{3} - A_\beta \cdot \sin \frac{2\pi}{3} + A_0 \tag{2.6}$$

Las cuales pueden representarse en un arreglo matricial como se muestra en el sistema de ecuaciones (2.7).

$$\begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \cos \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{2\pi}{3} & 1 \\ \cos \frac{2\pi}{3} & -\sin \frac{2\pi}{3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Y obteniendo la matriz inversa de este sistema se obtiene como resultado la transformación del marco $abc \rightarrow \alpha\beta 0$.

$$A_{abc} = T \cdot A_{\alpha\beta 0} \Rightarrow A_{\alpha\beta 0} = T^{-1} \cdot A_{abc} \quad (2.8)$$

Donde T es la matriz de transformación, es decir:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow T^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Por lo cual la transformación buscada (transformación Clark) es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

2.3.2 Transformación del marco $abc \rightarrow dq0$

Para realizar esta transformación es necesario emplear la Figura 2.7; donde se puede apreciar los marcos de referencia trifásicos abc así como el síncrono dq , en esta misma imagen se determinan las proyecciones de los ejes de referencia d y q sobre cada uno de los ejes trifásicos a , b y c .

Del diagrama de la Figura 2.7 se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$A_a = A_d \cos \theta - A_q \sin \theta + A_0 \quad (2.11)$$

$$A_b = A_d \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - A_q \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + A_0 \quad (2.12)$$

$$A_c = A_d \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) - A_q \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + A_0 \quad (2.13)$$

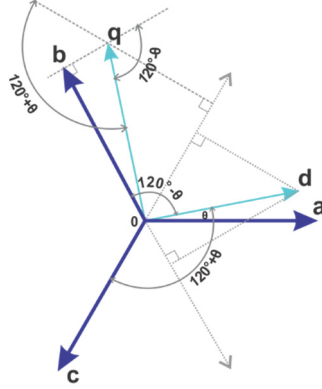


Figura 2.7. Diagrama vectorial de la transformación $abc \rightarrow dq0$.

Las ecuaciones (2.11), (2.12) y (2.13) se pueden escribir en el arreglo matricial mostrado en la ecuación (2.14):

$$\begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

A partir de la inversa de la matriz mostrada en la ecuación (2.14) se obtiene la siguiente relación:

$$A_{abc} = KA_{dq0} \Rightarrow A_{dq0} = K^{-1}A_{abc} \quad (2.15)$$

Donde K y K^{-1} son las matrices de transformación dadas por:

$$K = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$K^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

La transformación Park es mostrada finalmente en la ecuación (2.18)

$$\begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

La transformación Park resulta en la transformación directa del marco **abc** al marco síncrono **dq0**. Empleando la relación mostrada en la ecuación (2.7), es posible obtener la matriz de transformación del marco **αβ0** a **dq0** como se muestra en la ecuación (2.19):

$$\begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Al simplificar la ecuación (2.19) tenemos:

$$\begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Cuya inversa se muestra en la ecuación (2.21):

$$\begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

En todas las ecuaciones anteriores el término A_0 es la componente de secuencia cero del sistema trifásico, además en estas ecuaciones la variable A puede tomar valores de voltajes, corrientes y flujos.

2.3.3 Modelo de la MSIPFA

Debido a que las transformaciones entre los marcos de referencias son válidas para corrientes, voltajes y flujos en un sistema trifásico balanceado. Con ellas se lleva a la obtención del modelo de la MSIPFA para este trabajo [55].

De la estructura de la MSIPFA que se utiliza es posible obtener las ecuaciones que describen la máquina en el marco de referencia trifásico estacionario **abc** (ecuaciones eléctricas).

$$V_a = R_a i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \Rightarrow \frac{d\Psi_a}{dt} = V_a - R_a i_a \quad (2.22)$$

$$V_b = R_b i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \Rightarrow \frac{d\Psi_b}{dt} = V_b - R_b i_b \quad (2.23)$$

$$V_c = R_c i_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \Rightarrow \frac{d\Psi_c}{dt} = V_c - R_c i_c \quad (2.24)$$

Aplicando la transformada Park a flujos, corrientes y voltajes para trasladarlas al marco de referencia síncrono se tiene:

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Derivando la ecuación (2.25) respecto al tiempo se tiene que:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_0}{dt} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\cos \theta & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \dots \quad (2.28)$$

$$\dots + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_a}{dt} \\ \frac{d\Psi_b}{dt} \\ \frac{d\Psi_c}{dt} \end{bmatrix}$$

Simplificando lo anterior con la transformación Park y considerando $\frac{d\theta}{dt} = \omega$ (velocidad eléctrica del rotor), se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} \omega + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_a}{dt} \\ \frac{d\Psi_b}{dt} \\ \frac{d\Psi_c}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.22), (2.23) y (2.24) en (2.29) se tiene el siguiente resultado:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} \omega + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a - R_a i_a \\ V_b - R_b i_b \\ V_c - R_c i_c \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Desarrollando la ecuación (2.30) se obtiene:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_0}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} \omega + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \dots \\ &\dots - \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_a i_a \\ R_b i_b \\ R_c i_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Considerando que $\mathbf{R}_a = \mathbf{R}_b = \mathbf{R}_c = \mathbf{R}_s$ y simplificando con la transformación Park para corrientes y voltajes se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \therefore \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_0}{dt} \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} \omega \quad (2.32)$$

Si se orienta el flujo de los imanes permanentes (Ψ_{IP}) sobre el eje d (considerando que el marco de referencia \mathbf{dq} gira en sincronismo con el rotor) y además el ángulo inicial del rotor y de los ejes son iguales, se pueden obtener las siguientes ecuaciones para flujos:

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{Is} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{IP} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Derivando esta ecuación se obtiene lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{Is} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_0}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.33) y (2.34) en la ecuación (2.32) y simplificando se obtiene la ecuación que describe el modelo de la MSIPFA:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{Is} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_d / dt \\ di_q / dt \\ di_0 / dt \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{IP} \\ 0 \end{bmatrix} \omega \quad (2.35)$$

Sin embargo, la componente de secuencia cero se puede considerar nula, esto se debe a que las máquinas generalmente son operadas sin un hilo neutro.

En la Figura 2.8 se pueden observar los circuitos equivalentes en el marco síncrono \mathbf{dq} que representan el modelo de la MSIPFA.

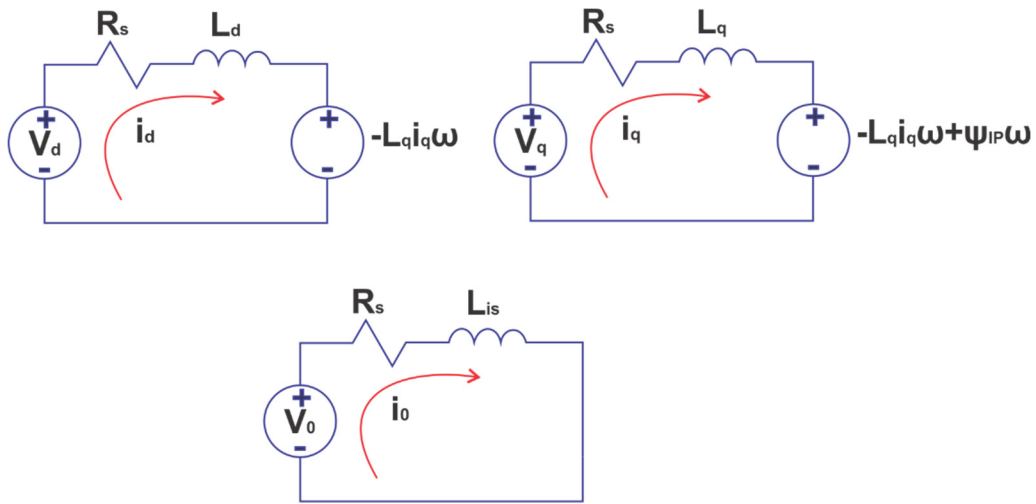


Figura 2.8. Circuitos equivalentes de la MSIP.

La ecuación que describe el comportamiento del par electromagnético necesario para realizar el modelado de la MSIPFA es la siguiente:

$$T_e = \frac{3}{2} \rho [i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \Psi_{IP}] \quad (2.36)$$

Donde el primer término es el par de reluctancia y el segundo es el par síncrono desarrollado por la máquina; sin embargo, para una MSIPFA se sabe que $L_d \approx L_q$ por lo que el par de reluctancia es despreciado, por ello la ecuación (2.36) puede ser reescrita como:

$$T_e = \frac{3}{2} \rho i_q \Psi_{IP} \Rightarrow T_e \alpha i_q \quad (2.37)$$

Empleando la Figura 2.9 se puede determinar la ecuación mecánica del motor, así mismo se pueden observar las fuerzas radiales presentes en la máquina; la determinación de la ecuación del movimiento mecánico se basa en la segunda ley de Newton para un sistema rotacional:

$$\sum T = J \alpha \quad (2.38)$$

Donde: J es el momento polar de inercia del motor

α es la aceleración angular mecánica del sistema

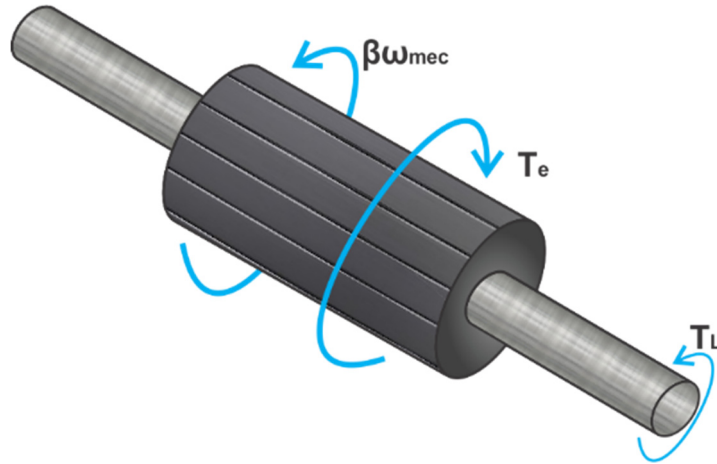


Figura 2.9. Diagrama de fuerzas que actúan en el rotor de la MSIPFA.

De la Figura 2.9 se puede obtener la siguiente ecuación:

$$\sum T = J a \Rightarrow J \frac{d\omega_{mec}}{dt} = T_e - \beta \omega_{mec} - T_L \quad (2.39)$$

Donde: β es el coeficiente de fricción.

T_L es el par de carga de la MSIPFA.

T_e es el par electromagnético desarrollado por la máquina.

Se sabe que:

$$\omega = \rho \omega_{mec} \Rightarrow \omega_{mec} = \frac{1}{\rho} \omega \quad (2.40)$$

Sustituyendo la ecuación (2.40) en la ecuación (2.39) se obtiene:

$$\frac{J}{\rho} \frac{d\omega}{dt} = T_e - \frac{\beta}{\rho} \omega - T_L \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} = \frac{\rho}{J} (T_e - T_L) - \frac{\beta}{J} \omega \quad (2.41)$$

Por lo tanto, las ecuaciones utilizadas para realizar el modelo de la MSIPFA son: (2.35), (2.36) y (2.41), las cuales pueden ser utilizadas para modelar una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes Internos (MSIPI) o una Máquina Simple de Imanes Permanentes Superficiales (MSIPS). Con el fin de simular con mayor rapidez el comportamiento de la MSIPFA se programan las ecuaciones que describen su funcionamiento en un bloque de Matlab®-Simulink®.

El código desarrollado se muestra en la Tabla 2-1

Tabla 2-1. Código de la MSIPFA.

```

%*****transformación abc => alfa beta*****
valfa=(2/3)*va-(1/3)*vb-(1/3)*vc;
vbeta=(1/sqrt(3))*vb-(1/sqrt(3))*vc;

%*****transformación alfa beta => dq*****
vd=valfa*cos(thetam)+vbeta*sin(thetam);
vq=-valfa*sin(thetam)+vbeta*cos(thetam);

% *****ecuaciones de la MSIPFA*****
id=((1/ld)*vd-(rs/ld)*idm+(lq/ld)*iqm*wm)*ts+idm;
iq=((1/lq)*vq-(rs/lq)*iqm-(ld/lq)*idm*wm-(fip/lq)*wm)*ts+iqm;
te=(3/2)*p*(id*iq*(ld-lq)+iq*fip);
w=((p/J)*(te-tl)-(B/J)*wm)*ts+wm;
theta=w*ts+thetam;
wmec=(30/(p*pi))*w;

%*****transforación dq => alfa beta*****
ialfa=id*cos(theta)-iq*sin(theta);
ibeta=id*sin(theta)+iq*cos(theta);

%*****transformación alfa beta => abc*****
ia=ialfa;
ib=-(1/2)*ialfa+(sqrt(3)/2)*ibeta;
ic=-(1/2)*ialfa-(sqrt(3)/2)*ibeta;

```

2.3.4 Control por Campo Orientado (FOC Field Oriented Control)

En un control de campo orientado se busca desacoplar el flujo del par electromagnético, se considera para ello que $i_d=0$; con lo cual es accionada la máquina en la región de flujo constante para así obtener el mayor aprovechamiento de la misma. Esto a su vez, permite disminuir la capacidad nominal del inversor; ya que la MSIPFA puede considerarse como una máquina de polos lisos con un entrehierro efectivo grande y como el flujo de la armadura es muy pequeño se observa que $\Psi_s \approx \Psi_m \approx \Psi_{IP}$. Además, sí se sustituye $i_d=0$ en las ecuaciones utilizadas para el modelo de la MSIPFA, se obtiene:

$$V_d = -\omega L_d i_q \tag{2.42}$$

$$V_q = L_d di_q / dt + R_s i_q + \omega \Psi_{IP} \tag{2.43}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \rho [i_q \Psi_{IP}] \tag{2.44}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\rho}{J} (T_e - T_L) - \frac{\beta}{J} \omega \tag{2.45}$$

La finalidad de este control es la de mantener el flujo del estator y el par electromagnético en un ángulo de 90° entre ellos (desacoplados). En la Figura 2.10, se muestra el diagrama fasorial de la MSIPFA, donde es posible apreciar que el ángulo del factor de potencia ϕ es igual al ángulo de carga δ de la máquina, además se muestra un diagrama de bloques de un control de campo orientado. La orientación de campo se lleva a cabo mediante la utilización de las transformaciones Park en el marco de referencia **dq**, donde se realiza el algoritmo de control de la máquina siendo necesarios tres controladores PI para alcanzar este objetivo.

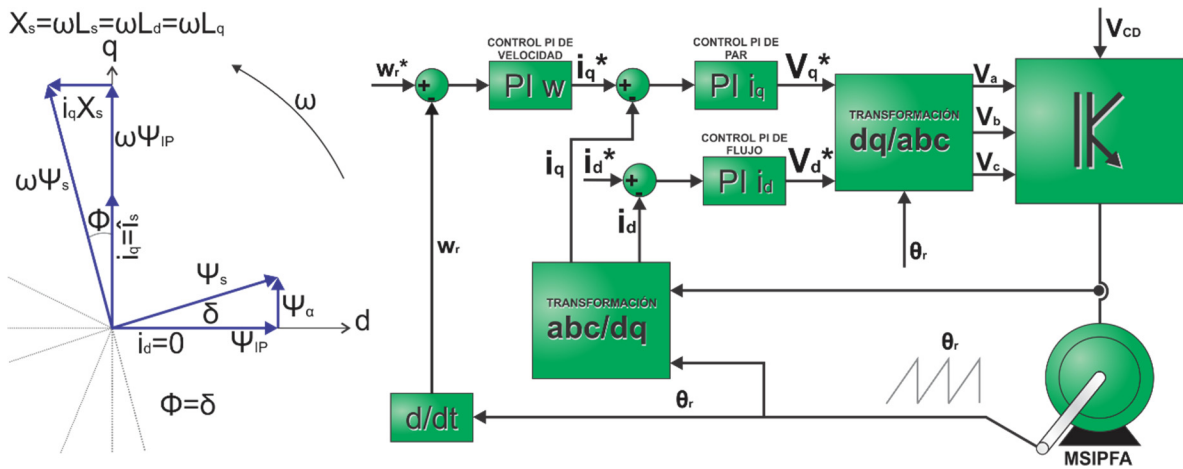


Figura 2.10. Diagrama fasorial de la MSIPFA y diagrama a bloques del control de campo orientado en región de flujo constante.

2.3.4.1 Diseño de los controladores de la MSIP

El desarrollo de esta sección se fundamenta en [56] donde se enuncia que los objetivos principales para realizar el diseño de un controlador son:

1. Error cero de estado permanente.
2. Una buena respuesta dinámica (respuesta rápida en los transitorios, un tiempo de estabilización y sobretiro muy pequeños).

La configuración de los controladores en cascada se emplea con el objetivo de reducir las perturbaciones generadas en el proceso del control de velocidad al mínimo; además con esta configuración se puede acelerar la respuesta del sistema de control, disminuyendo la constante de tiempo de la función de transferencia del proceso que relaciona la variable manipulada con la salida del mismo. Los pasos a seguir y las consideraciones a tomar en cuenta son las siguientes:

1. Se considera que próximo al punto de operación en estado permanente los disturbios en la entrada de referencia y en la carga sean pequeños, con lo cual el sistema pueda ser considerado como un sistema lineal, permitiendo que los conceptos básicos de la teoría de control clásico puedan ser aplicados sin ninguna complicación.
2. Una vez que el controlador se ha diseñado, el sistema completo puede ser sometido a condiciones de grandes señales para evaluar el desempeño del controlador, este análisis se puede realizar durante la simulación, pudiéndose realizar ajustes en los parámetros de los controladores.

Tomando en consideración los puntos anteriores se procede al diseño del controlador, considerando un PWM sinusoidal en la zona lineal la ganancia del inversor es:

$$K_{PWM} = \frac{V_{CD}}{V_{tr}} \quad (2.46)$$

Trasladando las ecuaciones del modelo de la MSIPFA al dominio de la frecuencia, despreciando la componente de secuencia cero y considerando que el acoplamiento existente entre cada una de las ecuaciones está completamente compensado, se obtiene el conjunto de ecuaciones indispensable para el desarrollo de este trabajo de tesis:

$$V_d = SL_d i_d + R_s i_d \quad (2.47)$$

$$V_q = SL_q i_q + R_s i_q + \omega \Psi_{IP} \quad (2.48)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \rho \Psi_{IP} i_q \quad (2.49)$$

$$s\omega = \frac{\rho}{J}T_e \tag{2.50}$$

En la Figura 2.11 se representa el modelo de la MSIPFA en diagrama de bloques y en la Figura 2.12 se muestra el control de la MSIPFA.

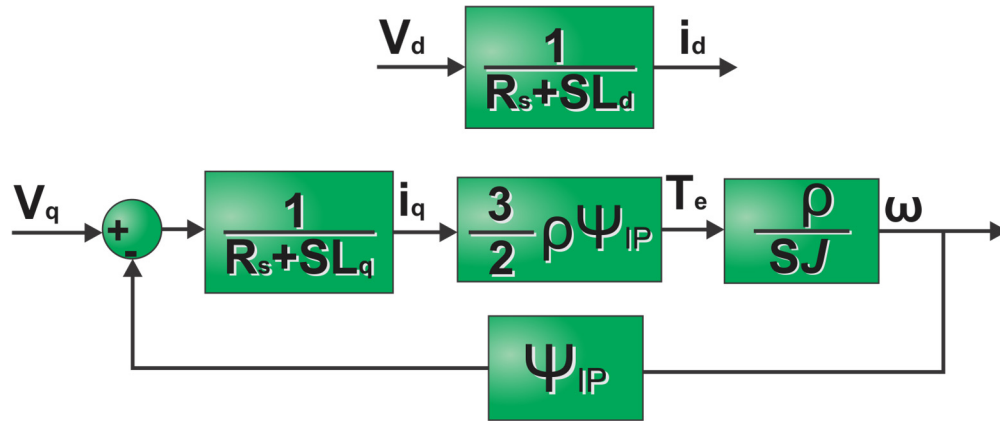


Figura 2.11. Diagrama de bloques de la MSIPFA.

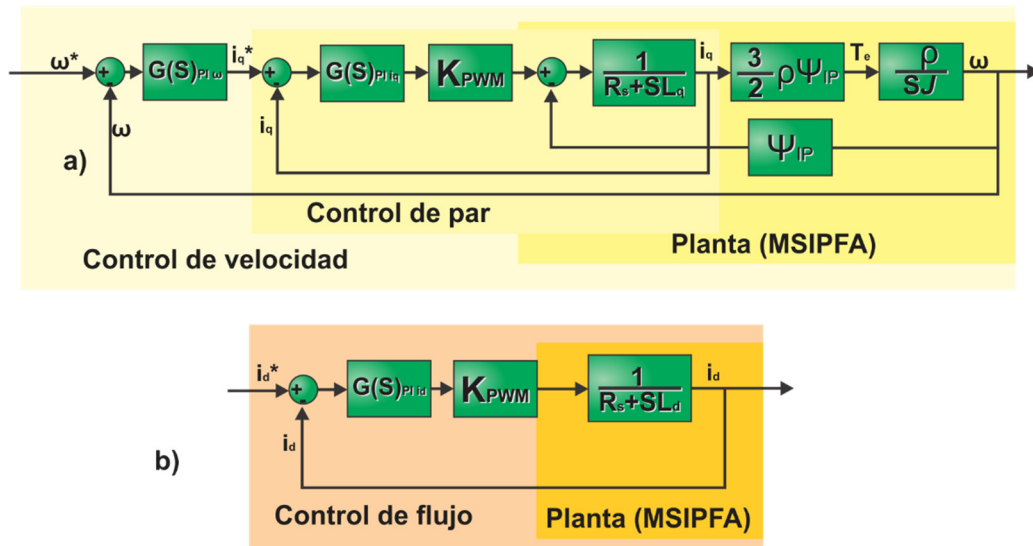


Figura 2.12. Diagrama de bloques de la MSIPAF con controladores PI en cascada a) Control del eje q, b) Control del eje d.

2.3.4.2 Simulación de la MSIPFA con FOC

Se llevará a cabo el cálculo de las ganancias de cada uno de los controladores (velocidad, par y flujo), así mismo para determinar las constantes proporcional e integral de los controladores de par y flujo se considera la frecuencia de corte del lazo de par y de flujo (ω_{ciq} y ω_{cid} respectivamente) en un orden de magnitud menor que la frecuencia de conmutación del inversor que en este caso es de 12 kHz, de esta forma se calculan las constantes de los controladores de par y flujo como se muestra en las siguientes líneas:

- Cálculo de las constantes del controlador de par (Eje q):

$$K_{iiq} = \frac{\omega_{ciq} R_s}{K_{PWM}} \quad (2.51)$$

$$K_{piq} = \frac{K_{iiq} L_q}{R_s} \quad (2.52)$$

- Cálculo de las constantes del controlador de flujo (Eje d):

$$K_{iid} = \frac{\omega_{cid} R_s}{K_{PWM}} \quad (2.53)$$

$$K_{pid} = \frac{K_{iid} L_d}{R_s} \quad (2.54)$$

Para determinar las ganancias proporcional e integral del controlador de velocidad se considera un margen de fase de $mf=60^\circ$ y una frecuencia de corte ($\omega_{c\omega}$) un orden de magnitud inferior a la frecuencia de corte del lazo de corriente y por medio de esto se determinan las constantes del controlador como se muestra en las ecuaciones (2.55) y (2.56):

$$K_{i\omega} = \frac{2J\omega_{c\omega}^2 R_s}{3\rho^2 \Psi_{IP}} \left| \cos(mf_\omega - 180^\circ) \right| \quad (2.55)$$

$$K_{p\omega} = \frac{2J\omega_{c\omega} R_s}{3\rho^2 \Psi_{IP}} \left| \sin(mf_\omega - 180^\circ) \right| \quad (2.56)$$

Además, de los cálculos anteriores, otra parte importante es la de saturar las salidas de los lazos de control a los valores nominales de la máquina; esto se lleva a cabo con la finalidad tanto para obtener en la simulación valores lo más próximos posibles a la realidad, así como para proteger el equipo con el que se trabaja durante la implementación de esta acción.

En la Figura 2.13 se muestra el diagrama del control de la MSIPFA realizado en el software Matlab®-Simulink®. A continuación, se describe cada uno de los bloques que conforman la simulación.

Tanto el modelo del inversor como el modelo de la MSIPFA son descritos en las secciones anteriores; mientras que el control de la máquina se muestra en la Figura 2.14, en ella se visualizan los tres lazos de control. De igual forma, es importante mencionar que el cálculo de las variables de control se realiza en el marco **dq** para después transformarse al sistema síncrono **abc**, por esta razón son necesarios los bloques de transformación entre ambos marcos de referencias.

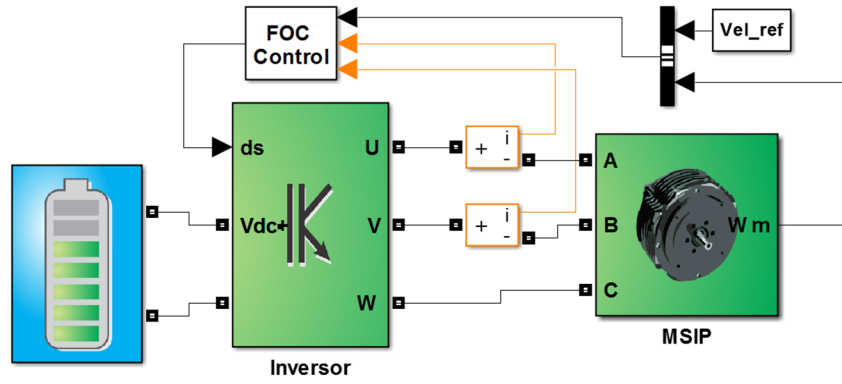


Figura 2.13. Diagrama de simulación del control de velocidad de la MSIPFA.

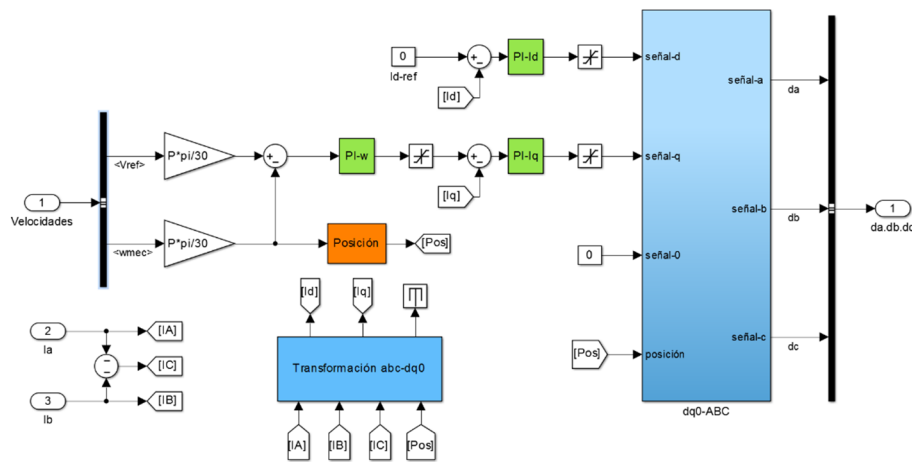


Figura 2.14. Diagrama de simulación, bloque de control por campo orientado para la MSIPFA.

En la Figura 2.15 se muestra la gráfica de la velocidad de la MSIPFA, en color rojo se muestra la velocidad de referencia, mientras que en color morado se muestra la velocidad real de la máquina.

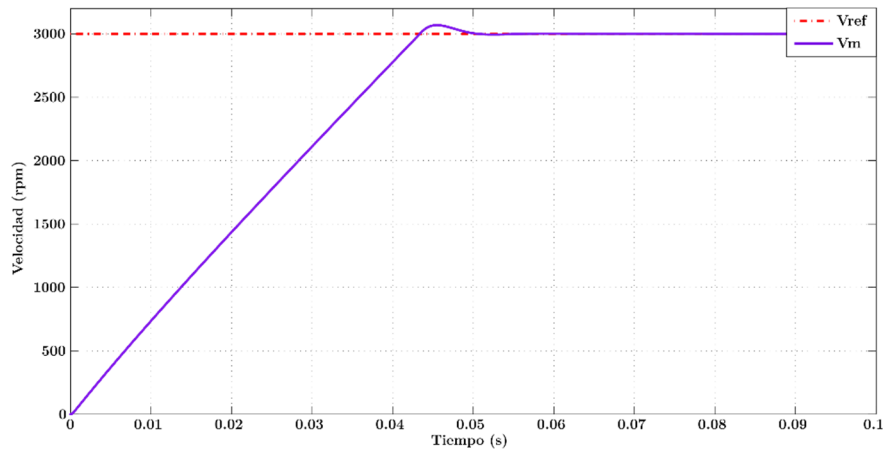


Figura 2.15. Gráfica de la velocidad de la MSIPFA.

En la Figura 2.16 se hace un acercamiento de la gráfica anterior en el momento en el que la MSIPFA alcanza la velocidad de referencia. Se puede observar la amplitud del sobre tiro; el cual alcanza un valor aproximado de 70 rpm, este valor de sobre tiro es un valor relativamente bajo comparado con las 3,000 rpm a las que se encuentra la velocidad de referencia.

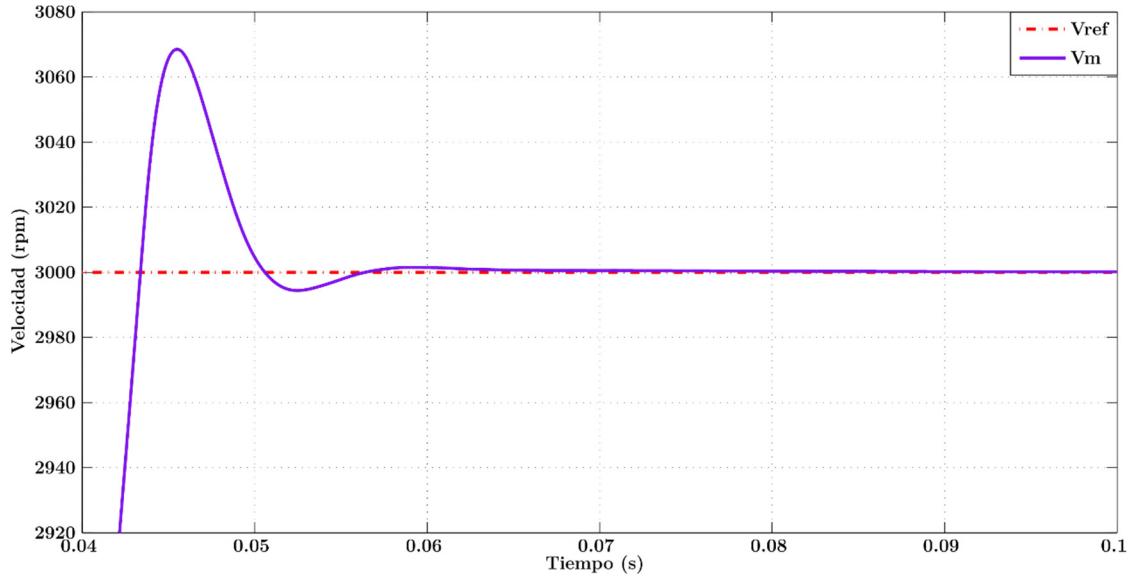


Figura 2.16. Acercamiento al sobretiro del controlador en el momento en que la velocidad de la MSIPFA alcanza la velocidad de referencia.

En la Figura 2.17 se muestra el nivel de voltaje en el bus de CD durante el proceso de aceleración de la máquina.

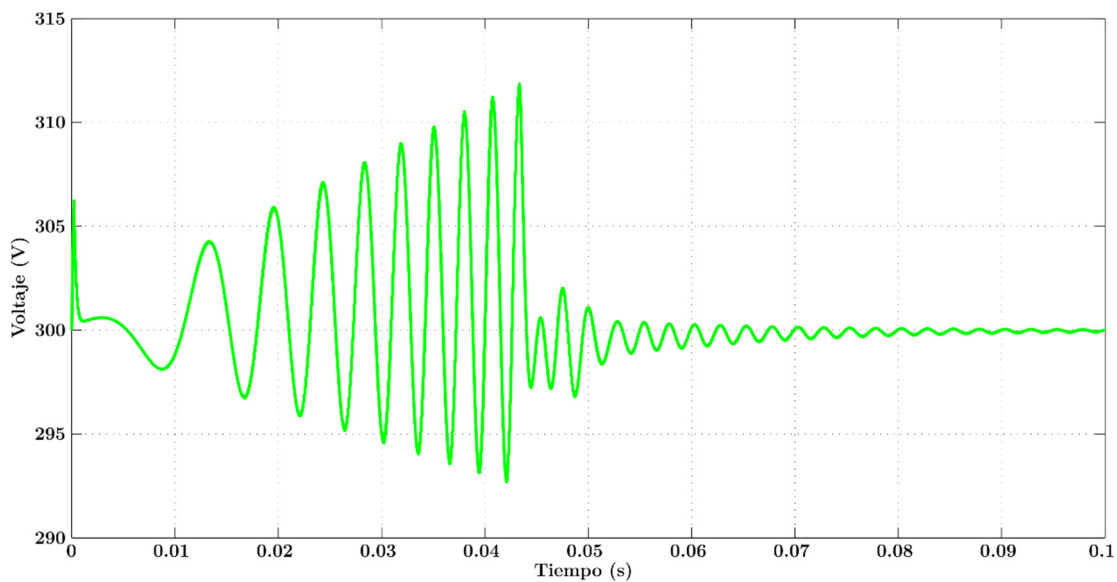


Figura 2.17. Nivel de voltaje en el bus de CD.

En la Figura 2.18 se exhibe el nivel de corriente en el bus de CD durante la aceleración de la MSIPFA.

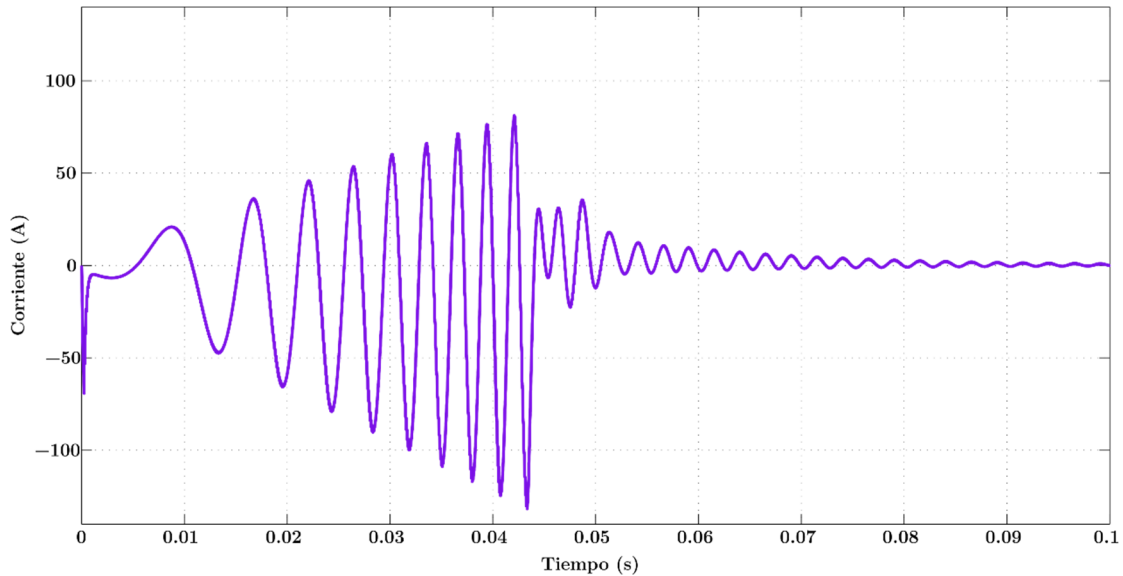


Figura 2.18. Nivel de corriente en el bus de CD.

En la Figura 2.19 se presenta el nivel de voltaje en la fase A del inversor, en ella se puede apreciar que el nivel de voltaje en el inversor nunca sale de los límites del voltaje nominal de la MSIPFA, el cual es de 240 V.

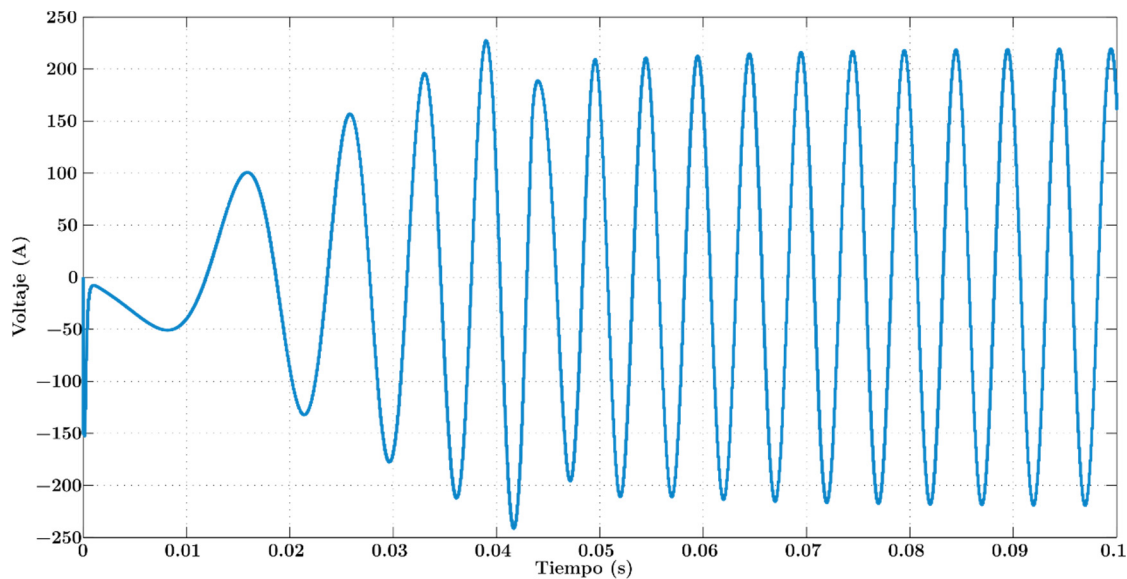


Figura 2.19. Nivel de voltaje en la Fase A del inversor.

En la Figura 2.20 se evidencian los niveles de corriente presentes en la fase A del inversor, de igual manera que los niveles de voltajes estos nunca salen de los parámetros nominales de la máquina que en este caso para la corriente corresponden a 150 A.

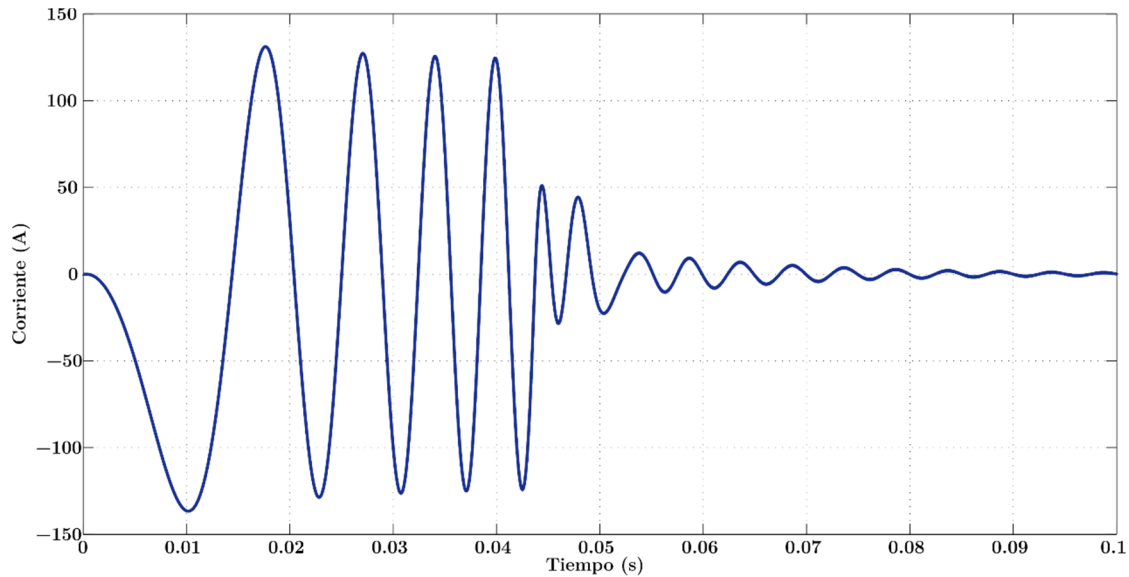


Figura 2.20. Nivel de corriente en la fase A del inversor.

En la Figura 2.21 se puede apreciar el par generado por la máquina durante su aceleración, en ella se visualiza que el par máximo alcanzado por la MSIPFA es de aproximadamente 90 Nm que corresponde con el par nominal del motor utilizado.

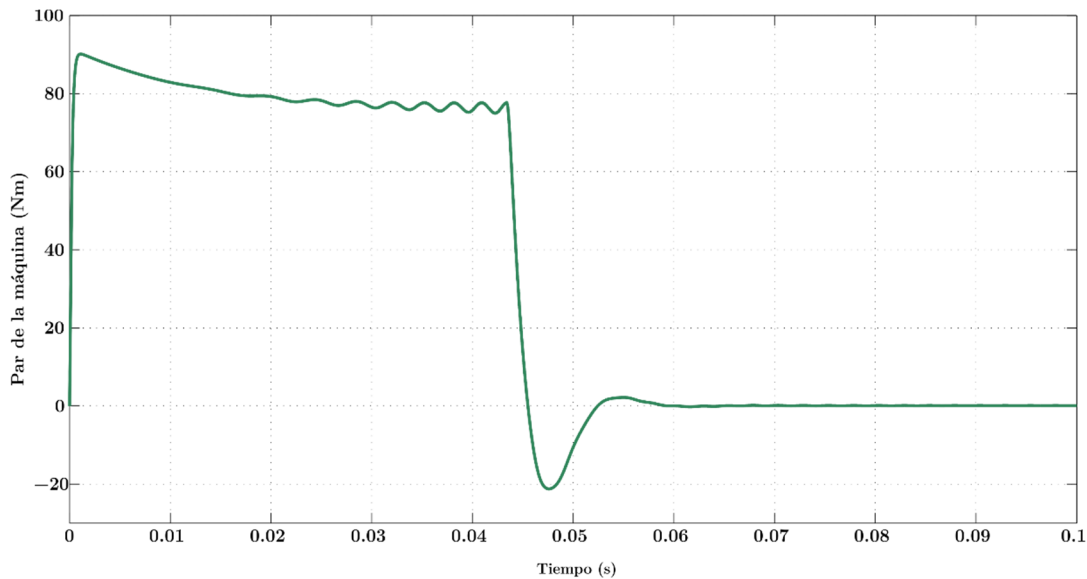


Figura 2.21. Par generado por la MSIPFA durante la aceleración.

2.4 Fuerzas que actúan sobre el movimiento de un vehículo

El modelo dinámico de un vehículo puede usarse para establecer los requerimientos de tracción del motor utilizado en su movimiento, en este caso se emplea para determinar los momentos en el que el motor regenera energía eléctrica, lo cual permite conocer los valores que adquiere el voltaje en el bus de CD.

Posteriormente se lleva a cabo el análisis de las fuerzas que actúan sobre el auto para estimar el impacto que ejercen estas sobre el motor. Dichas fuerzas permiten conocer las velocidades adquiridas por el vehículo, además de saber en qué momento regenera energía y el valor nominal de la misma.

La Figura 2.22 muestra las fuerzas que actúan sobre el auto, entre ellas se puede observar la resistencia a la rodadura F_r , la fuerza de arrastre F_a y la misma fuerza de gravedad que actúa sobre el auto y se relaciona con la inclinación del camino.

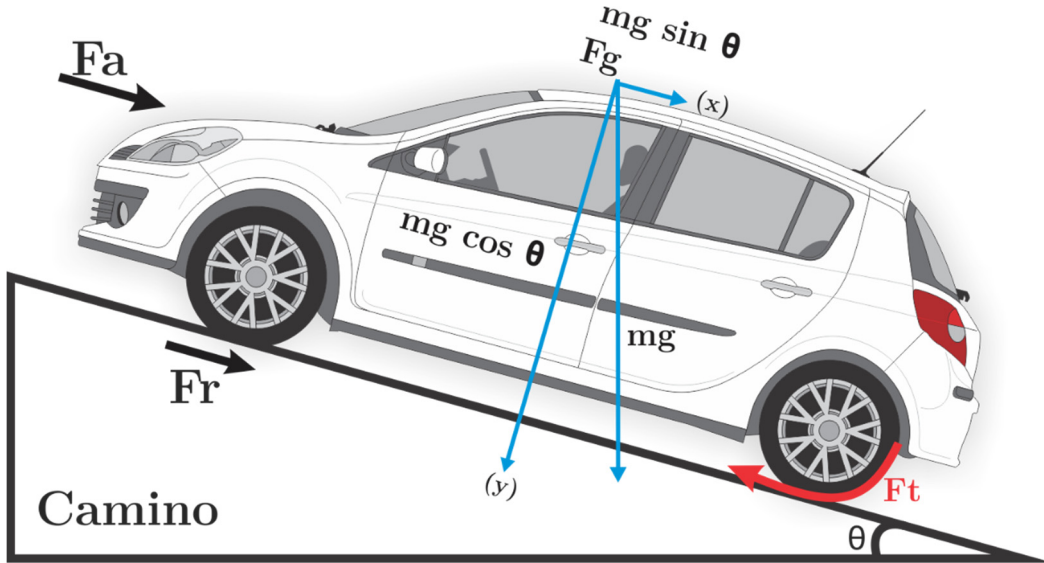


Figura 2.22. Fuerzas que actúan sobre el auto.

A partir de la segunda ley de Newton, la aceleración del vehículo dV/dt se determina con las fuerzas observadas en la Figura 2.22.

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\sum F_t - \sum F_r}{m} \quad (2.57)$$

La ecuación (2.57) describe la segunda ley de Newton, donde F_t son las fuerzas de tracción, F_r son las fuerzas de oposición al movimiento y m es la masa del vehículo.

A continuación, se hace un análisis de las diferentes fuerzas que actúan contra el movimiento del auto.

2.4.1 Resistencia a la rodadura

La resistencia a la rodadura es causada por la histéresis en los materiales de las llantas y depende de la superficie en la que esté rodando. Cuando la llanta rueda, actúa una fuerza P sobre el centro de esta debido al peso del vehículo a la que se opone una fuerza normal P entre la superficie y la llanta. La mitad principal del área de contacto de la rueda es la que soporta la carga, mientras que la mitad que es arrastrada se queda sin carga. Por lo tanto, la mitad

principal es la que tiene mayor presión de la superficie sobre la llanta; esta variable se denomina como “a”, la distancia vertical que se deforma en la llanta se conoce como “z”, “r” es el radio de la llanta y “r_d” es el radio efectivo de la misma (ver Figura 2.23).

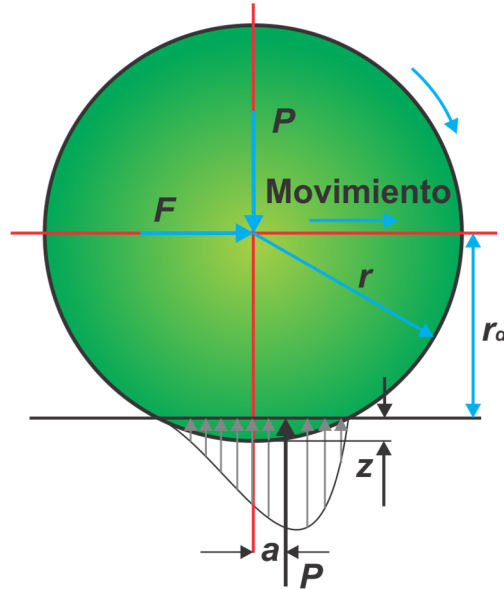


Figura 2.23. Fuerzas que actúan sobre la llanta en movimiento.

La fuerza normal de la superficie a la rueda crea un momento que se opone al rodamiento, el cual está dado por una distancia a partir del centro de la llanta y se le conoce como momento resistivo de rodadura, dado por la ecuación (2.58):

$$T_r = Pa \tag{2.58}$$

Para poder mantener la llanta en movimiento es necesario aplicar una fuerza sobre el centro de la rueda y así balancear el momento resistivo, esta fuerza es conocida como la resistencia de rodadura que depende del momento resistivo T_r y del coeficiente resistivo de rodamiento.

$$F = \frac{T_r}{r_d} = \frac{Pa}{r_d} = Pf_r \tag{2.59}$$

Sí el vehículo se mueve sobre una pendiente, la carga normal \mathbf{P} se reemplaza por la componente perpendicular a la superficie, quedando la fuerza de resistencia de rodadura expresada como:

$$F_r = f_r mg \cos \theta \tag{2.60}$$

donde θ es el ángulo del camino como se aprecia en la Figura 2.22.

El coeficiente de resistencia a la rodadura f_r , es una función que depende del material, de la estructura y presión de inflado de los neumáticos, la geometría de la banda de rodadura, la rugosidad, el material de la carretera y la presencia o ausencia de líquidos en ésta última. Los

valores típicos de coeficientes de resistencia de rodadura en diversos tipos de carreteras son mostrados en la Tabla 2-2.

Tabla 2-2. Coeficientes de resistencia a la rodadura.

| Condiciones | Coefficiente de resistencia a la rodadura |
|--|---|
| Neumáticos en concreto o asfalto | 0.013 |
| Neumáticos en grava | 0.02 |
| Alquitrán macadán | 0.025 |
| Carretera sin pavimentar | 0.05 |
| Campo | 0.1-0.35 |
| Neumáticos para camiones en concreto o asfalto | 0.006-0.01 |
| Ruedas de ferrocarril | 0.001-0.002 |

2.4.2 Resistencia aerodinámica

El aire se convierte en una fuerza de resistencia al movimiento de cualquier vehículo que viaje a una velocidad en particular. Esta fuerza se denomina resistencia aerodinámica; que se debe principalmente a dos componentes: fricción por la forma del vehículo y fricción inducida.

El movimiento del vehículo empuja el aire que se encuentra delante de él; sin embargo, ya que el aire no puede moverse instantáneamente ocasiona que se forme una zona de alta presión en la parte delantera del vehículo y de igual manera se crea una zona de baja presión de aire detrás de él. El movimiento del vehículo por lo tanto crea dos zonas de presión que se oponen a su avance, empujándolo hacia adelante (alta presión en el frente) y tirando de él hacia atrás (baja presión en la parte posterior) como se muestra en la Figura 2.24, la fuerza resultante se conoce como fricción por la forma del vehículo.

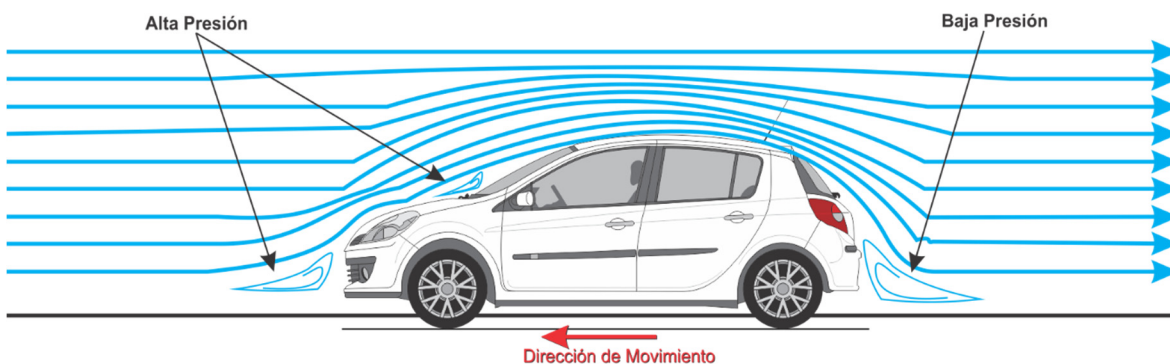


Figura 2.24. Fricción por la forma del vehículo.

La fricción inducida se debe al aire cercano al vehículo que se mueve casi a la misma velocidad de este, mientras que el aire que se encuentra aún lejos del auto permanece casi inmóvil; como

resultado las moléculas de aire se mueven en una amplia gama de velocidades. La diferencia de velocidad entre dos moléculas de aire produce una fricción que resulta en la segunda componente del arrastre aerodinámico.

De las dos componentes descritas anteriormente se obtiene la fuerza de fricción aerodinámica en función de la densidad del aire, el coeficiente de la fuerza de fricción, el área frontal del vehículo, la velocidad lineal del vehículo y la velocidad del aire. Sí el aire está a favor del movimiento del vehículo entonces v_w tiene signo positivo, sí se opone el signo es negativo (ver ecuación (2.61)).

$$F_w = \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v \pm v_w)^2 \quad (2.61)$$

Donde:

- ρ es la densidad del aire
- C_d es el coeficiente de resistencia aerodinámica
- A_f es el área frontal de vehículo
- v es la velocidad lineal del vehículo
- v_w es la velocidad del viento

En la Tabla 2-3 se muestran los diferentes valores que toma el coeficiente de resistencia aerodinámica según la forma del vehículo.

2.4.3 Resistencia a la pendiente

El peso del auto sobre un plano inclinado produce dos componentes que se oponen al movimiento del vehículo: la componente en “x” la cual es la equivalente a la resistencia a la rodadura (ver Figura 2.22) y la componente en “y”, sin embargo, esta corresponde a la fuerza de gravedad que puede ser expresada de la siguiente forma:

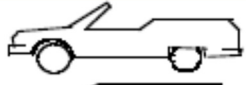






$$F_g = Mg \sin \theta \quad (2.62)$$

2.5 Ecuación dinámica del vehículo

Luego de describir las fuerzas que actúan sobre un vehículo en movimiento se determina la ecuación dinámica de éste. Se calcula la fuerza total requerida por el vehículo para poder moverse en función del movimiento lineal del vehículo, dando como resultado la ecuación (2.63)

$$F_T = F_r + F_g + F_w + m \frac{dv}{dt} \quad (2.63)$$

Tabla 2-3. Resistencia aerodinámica para diferentes tipos de carrocerías.

| Tipo de Vehículo | Coefficiente de Resistencia Aerodinámica |
|---|--|
|  | 0.5-0.7 |
|  | 0.5-0.7 |
|  | 0.4-0.55 |
|  | 0.3-0.4 |
|  | 0.2-0.25 |
|  | 0.23 |
|  | 0.15-0.20 |
| Camiones | 0.8-1.5 |
| Autobuses | 0.6-0.7 |
| Motocicletas | 0.6-0.7 |

Despejando la velocidad de la ecuación (2.63) se obtiene:

$$v = \int (F_T - F_r - F_g - F_w) \frac{1}{m} dt \quad (2.64)$$

2.5.1 Relación entre la Velocidad del Vehículo y el Sistema de Tracción Eléctrica

El sistema de tracción eléctrica (STE) en un vehículo tiene como objetivo transmitir el par de salida desde el eje del motor hacia las llantas del vehículo. Dicho sistema está compuesto por un motor, un embrague para la transmisión manual o un convertidor de par para la transmisión automática, un impulsor final, el diferencial y el eje impulsor hacia las ruedas (ver Figura 2.25). El objetivo de este análisis no es el de entrar en detalle a cada elemento del sistema de tracción, sino el de relacionar la velocidad lineal del vehículo con la velocidad mecánica del motor.

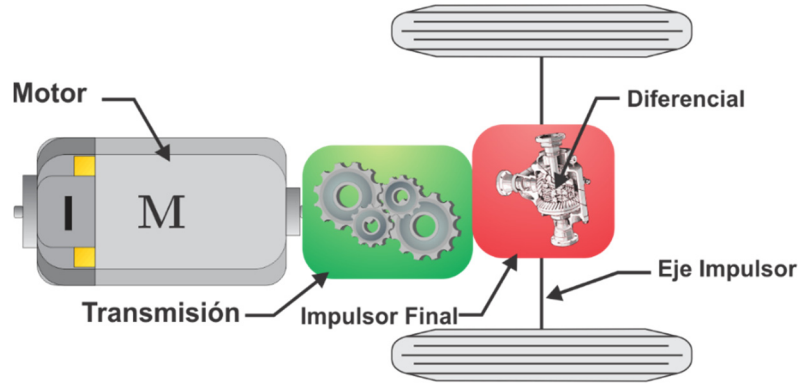


Figura 2.25. Esquema del STE de un vehículo.

El par transmitido desde el motor hasta el eje impulsor de las llantas está relacionado con la ecuación (2.65), donde la razón de engranes de la transmisión es $i_g = N_{in}/N_{out}$ (N_{in} es la velocidad rotatoria de entrada y N_{out} es la velocidad rotatoria de salida), i_0 es la razón de engranes del impulsor final, n_t es la eficiencia del motor hasta el eje impulsor y T_p es el par de salida del motor.

$$T_w = i_g i_0 n_t T_p \quad (2.65)$$

La fuerza de tracción sobre el eje impulsor de las ruedas se relaciona con T_w y el radio efectivo de la rueda r_d a través de la ecuación (2.66).

$$F_t = \frac{T_w}{r_d} \quad (2.66)$$

Sustituyendo la ecuación (2.65) en la (2.66) se obtiene la expresión para la fuerza de tracción en términos del par de la máquina, la relación de engranes y la eficiencia.

$$F_t = \frac{i_g i_0 n_t T_p}{r_d} \quad (2.67)$$

La velocidad de rotación del eje impulsor de las llantas N_w dada en rev/min depende tanto de la velocidad mecánica del motor N_p (velocidad del rotor en rad/seg) dada en rev/min como de la relación de engranes de la transmisión y el impulsor final:

$$N_w = \frac{N_p}{i_g i_0} \quad (2.68)$$

Para convertir la velocidad mecánica del eje impulsor de rev/min a velocidad lineal m/s primero se convierte a rad/s:

$$N_{w,rad/s} = N_{p,rev/min} \left[\frac{1m}{60s} \right] \left[\frac{2\pi}{rev} \right] \quad (2.69)$$

La relación entre la velocidad angular $\omega_{rad/s}$ y la velocidad lineal $V_{m/s}$ de la llanta se encuentra a partir de la siguiente ecuación:

$$\omega_{rad/s} = \frac{V}{r_d} \quad (2.70)$$

Donde ω es la velocidad angular de la rueda y r_d es el radio efectivo de la rueda.

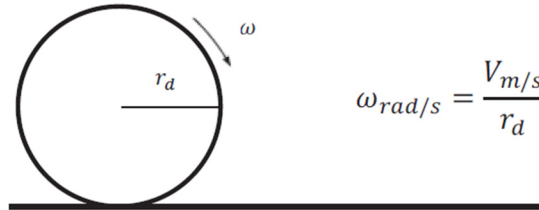


Figura 2.26. Relación entre velocidad lineal y velocidad angular de la llanta.

En la Figura 2.26 se puede observar que la velocidad lineal del vehículo se encuentra con la velocidad angular del eje impulsor de las ruedas, sustituyendo la velocidad angular de la rueda en la ecuación (2.70) se obtiene la velocidad lineal del vehículo:

$$V = \frac{\pi N_w r_d}{30} \quad (2.71)$$

Y sustituyendo la ecuación (2.68) en (2.71) se obtiene finalmente la velocidad lineal en m/s del vehículo

$$V = \frac{\pi N_p r_d}{30 i_g i_0} \quad (2.72)$$

Tomando las ecuaciones (2.60), (2.61), (2.62) y (2.67) y sustituyendo en la ecuación (2.64) y después de simplificarla, se llega a la ecuación que describe la dinámica del vehículo.

$$v = \int \left[\left(\frac{i_g i_0 \eta_t T_p}{r_d} \right) - (mg(f_r \cos \theta + \sin \theta)) - \left(\frac{\rho C_d A_f (v \pm v_w)^2}{2} \right) \right] \frac{1}{m} dt \quad (2.73)$$

2.6 Simulación del STE acoplado al modelo dinámico del auto

El sistema de tracción eléctrica que se simula se muestra en la Figura 2.27, dicha simulación se encuentra conformada por los siguientes modelos:

- En el módulo llamado STE, se incluye el modelado de los dos motores necesarios para mover el auto; de igual modo se incluyen los inversores y el control de campo orientado para cada uno de los motores (ver Figura 2.28).

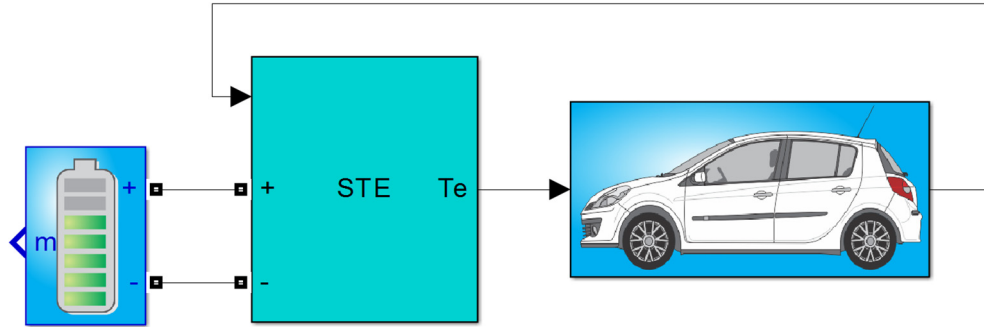


Figura 2.27. Simulación del STE acoplado a la dinámica del auto.

- b) El bloque que simula la dinámica del auto que se basa en la ecuación (2.73).
- c) El modelo del bus de CD que alimenta al Sistema de Tracción Eléctrica, que consiste en una batería con valor nominal de 300V y 186 Ah.

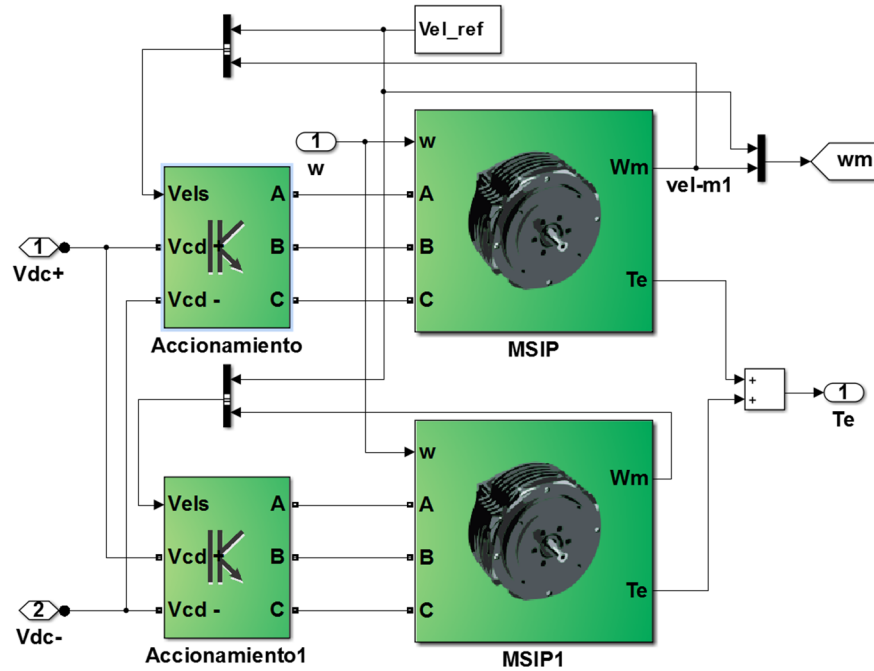


Figura 2.28. Composición del bloque STE.

Los parámetros utilizados para desarrollar el modelo dinámico del auto se muestran en la Tabla 2-4, en ella se observan parámetros como la masa total del vehículo, resistencia a la rodadura, etc.

Para la simulación se toma en cuenta el uso del ciclo de manejo NEDC (New European Drive Cycle) usado ampliamente para la estimación de consumo energético en vehículos de combustión interna y VE alrededor del mundo, este ciclo de manejo es el estándar europeo para realizar la homologación del consumo energético en la industria automotriz.

Tabla 2-4. Parámetros utilizados en el modelo dinámico.

| Constante | Valor | Unidades | Descripción |
|----------------------|---------|-------------------|---|
| g | 9.80665 | m/s ² | Aceleración de la gravedad |
| i_g | 1 | | Relación de transmisión |
| i₀ | 3 | | Relación de engranaje |
| nt | 0.95 | | Eficiencia de engranaje |
| R_d | 0.2 | m | Radio de rueda |
| f_r | 0.013 | | Coefficiente de resistencia a la rodadura |
| Rho | 1.25 | kg/m ³ | Densidad del aire |
| C_d | 0.65 | | Coefficiente de arrastre |
| A_f | 1.8 | m ² | Área frontal del vehículo |
| m | 1037 | Kg | Masa del vehículo |
| theta | 0 | radianes | Inclinación del camino |
| v_w | 0 | ms | Velocidad del viento |

2.6.1 Simulación del STE aplicando el NEDC

El NEDC es un método utilizado para la medición del consumo de energía de vehículos eléctricos, se conforma de dos partes:

- Un ciclo urbano conformado por cuatro ciclos urbanos elementales.
- Un ciclo extra-urbano donde se consideran mayores velocidades que en el ciclo urbano.

El perfil de velocidad que utiliza el NEDC se muestra en la Figura 2.29, en la cual se observan señalizadas con cotas en color rojo las dos partes principales del ciclo y en cotas azules se muestra el ciclo urbano elemental. Este último tiene una duración de 195 segundos, alcanzando una velocidad promedio de 18.77 km/h recorriendo un total de 1.07 km para hacer un total de 4.067 km al sumar los cuatro ciclos de los que se conforma la parte urbana del perfil. Por otra parte, el ciclo extra-urbano tiene una duración de 400 segundos, alcanza una velocidad promedio de 65 km/h y recorre 6.956 km durante la duración de esta parte del perfil. La duración total del NEDC es de unos 1180 segundos, la velocidad media es de 33.5 km/h y se recorren 11.022 km durante el tiempo de duración de la prueba.

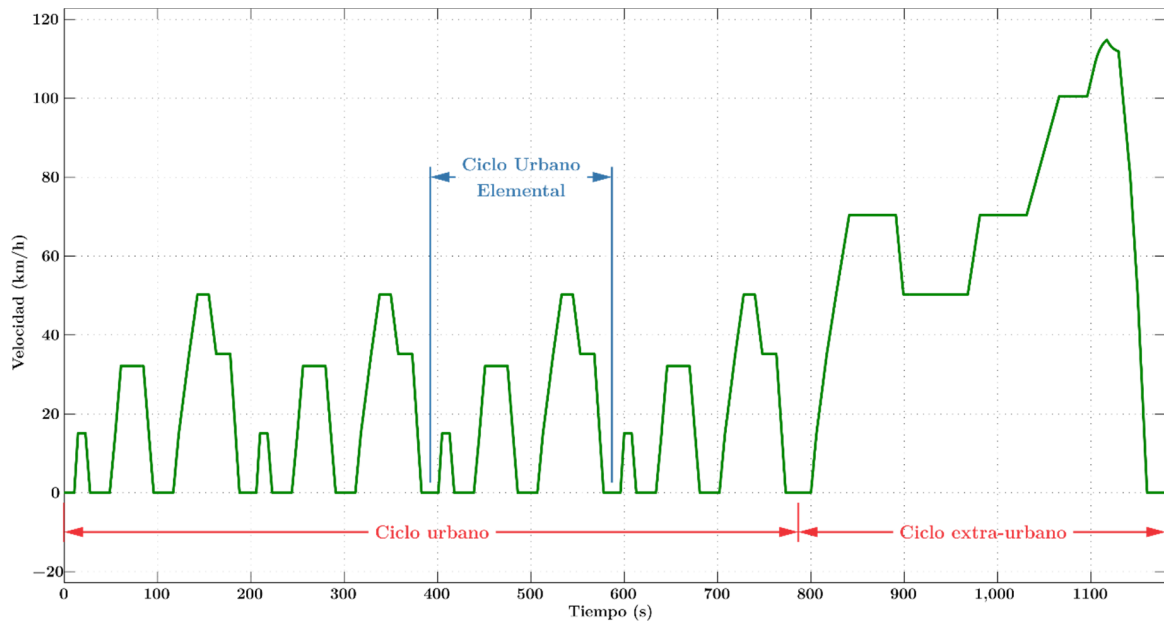


Figura 2.29. Perfil de velocidad ciclo de manejo NEDC.

En la Figura 2.30 se muestra el comportamiento del bus de CD al tomar como referencia de velocidad el NEDC; se observa que el nivel de voltaje fluctúa dependiendo de las etapas de tracción y frenado del auto, además las amplitudes varían dependiendo de la aceleración dada por el perfil de velocidad.

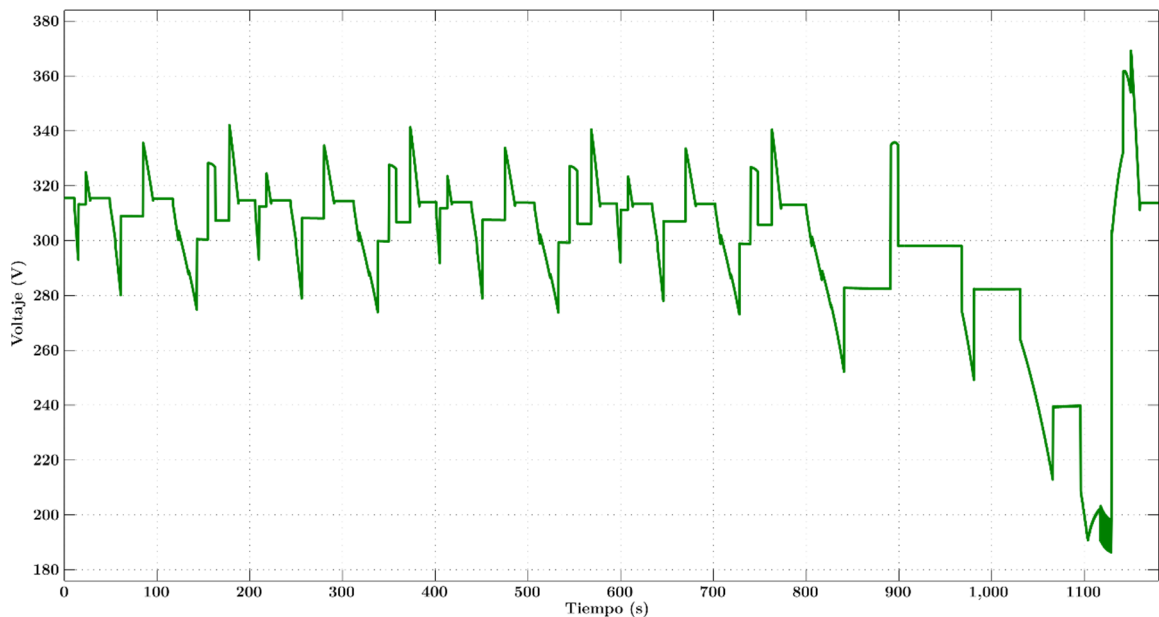


Figura 2.30. Comportamiento del bus de CD aplicando NEDC.

El nivel de corriente es mostrado en la Figura 2.31 donde es posible observar que la polaridad de la corriente depende del estado de tracción o frenado que el auto presenta; es decir, cuando

el vehículo se encuentra en una etapa de tracción (aceleración positiva) la corriente toma signo positivo, mientras que cuando el auto entra en una etapa de frenado (aceleración negativa) el flujo de corriente cambia de sentido dando como resultado el cambio de polaridad en la corriente.

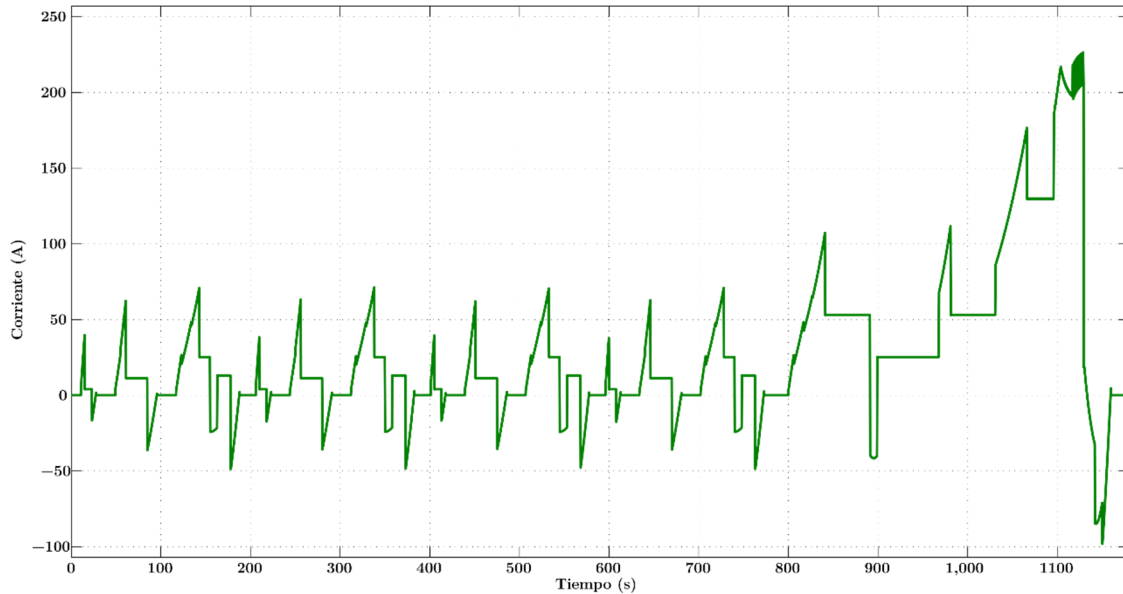


Figura 2.31. Comportamiento en corriente del bus de CD aplicando NEDC.

Por último, en la Figura 2.32 se muestra el SOC del módulo de baterías, se observa que al transcurrir un ciclo completo del NEDC se tiene un consumo aproximado del 4.7% del SOC.

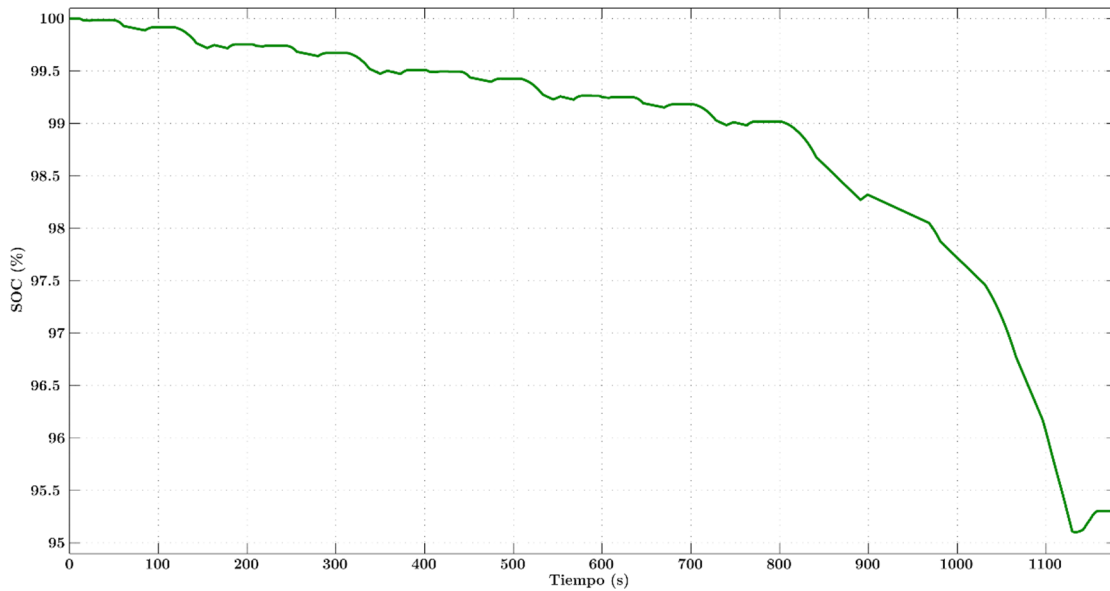


Figura 2.32. SOC del módulo de baterías aplicando NEDC.

Con los resultados del SOC obtenidos al someter el auto a un ciclo completo del NEDC es posible estimar la autonomía del auto tomando en cuenta que la batería necesita ser recargada al llegar al 50% de su SOC y que el SOC inicial en la batería es del 100%; por tanto, se obtiene que la distancia que puede recorrer el vehículo es de 117.25 km antes de necesitar recargar la batería principal.

Capítulo 3

Diseño del sistema de recuperación de energía

Diseño del sistema de recuperación de energía

3.1 Introducción

En este capítulo se describen los principales dispositivos que caracterizan al sistema de recuperación de energía, el cual se encuentra conformado por módulos de baterías y supercapacitores interconectados a través de un convertidor CD-CD (ver Figura 3.1). La transferencia de energía entre los dispositivos de almacenamiento se realiza de forma bidireccional, esto se debe principalmente a las etapas de tracción y frenado desarrolladas por el automóvil. En este caso el convertidor a desarrollar es un convertidor tipo interleaved de dos fases bidireccional; puesto que se precisa de controlar el flujo de energía entre la batería y el modulo SC es necesario además implementar un algoritmo de manejo de energía para así determinar cuándo y en qué sentido fluirá la corriente.

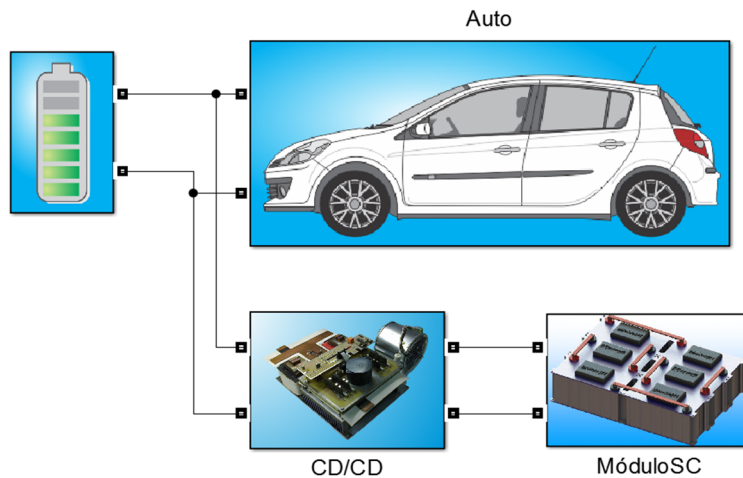


Figura 3.1. Esquema del sistema de recuperación eléctrica.

3.2 Almacenamiento de energía en sistemas eléctricos

La energía eléctrica puede ser almacenada únicamente en su forma de CD, gracias a esto en los sistemas de electrónica de potencia los dispositivos de almacenamiento de energía se concentran en el enlace de CD de los diferentes convertidores. Aunque esto es cierto comúnmente con el pasar de los años han sido desarrollados diversos métodos indirectos de almacenamiento de energía; por ejemplo, se encuentra el almacenamiento de energía como aire comprimido, calor, hidrógeno o en la rotación de los volantes de inercia (flywheels). La mayoría de estos métodos de almacenamiento no son muy eficientes, ya que mucha de la energía se pierde en el proceso de conversión de un tipo a otra.

Los dispositivos directos de almacenamiento de energía son aquellos en los que se guarda energía sin ser transformada de un tipo a otra; estos dispositivos pueden ser clasificados en dos categorías: eléctricos y magnéticos. En el caso del almacenamiento de energía eléctrica los

supercapacitores son mayormente utilizados, los cuales almacenan la carga eléctrica en electrodos separados y en el caso del almacenamiento magnético la energía se guarda en el campo magnético generado por un núcleo superconductor.

Los diferentes métodos de almacenamiento de energía se muestran en la Figura 3.2.

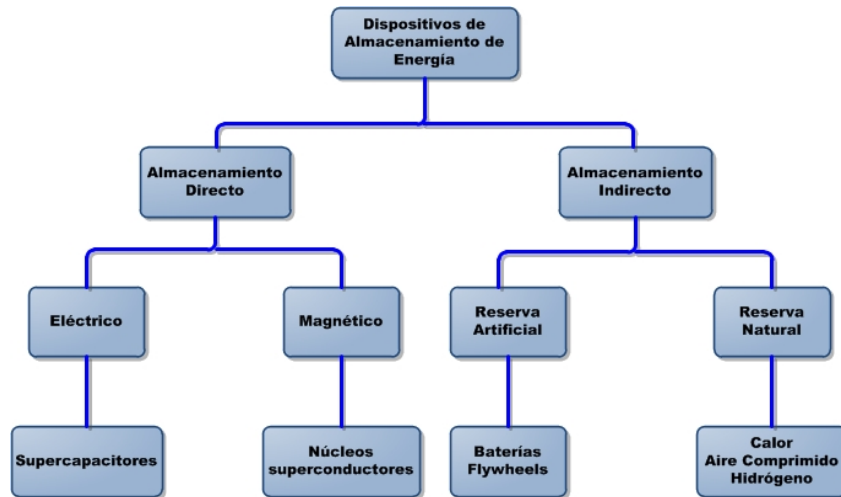


Figura 3.2. Dispositivos de almacenamiento de energía [57].

En general, el uso de cualquiera de estos dispositivos de almacenamiento depende de dos cosas; primero la cantidad de energía que son capaces de almacenar y segundo la razón de carga-descarga que el dispositivo puede soportar.

3.3 Un breve vistazo a los supercapacitores

A los supercapacitores también se les conoce como capacitores electrolíticos de doble capa, les tomó 150 años para que un concepto establecido en el siglo XIX se convirtiera en una realidad técnica y dos décadas más para que fueran comercializados [58].

Hicieron su primera aparición en 1853, pero fue hasta 1957 cuando General Electric patentó los primeros capacitores electrolíticos hechos con electrodos de materiales porosos. En 1966 la Standard Oil of Ohio (SOHIO) patentó un dispositivo que almacenaba energía en un espacio conocido como “doble capa”; sin embargo, la SOHIO terminó cediendo los derechos a la Nippon Electric Company (NEC) quién comenzó a comercializarlos bajo el nombre de “supercapacitores” en 1978. En los años 80 el Pinnacle Research Institute Incorporated (PRI) fabricó dispositivos de almacenamiento conocidos como ultracapacitores desarrollados para aplicaciones militares. Para los años 90 diversas compañías como Maxwell Technologies comienzan la producción de supercapacitores, pudiendo encontrar actualmente en el mercado desde algunos Faradios hasta miles de Faradios.

3.3.1 Modelo del supercapacitor

El modelo de supercapacitor a utilizarse en la simulación se encuentra en la librería Sim Power Systems de Simulink®, el funcionamiento de este modelo se describe a continuación.

El bloque supercapacitor implementa un modelo genérico parametrizado para representar los tipos más populares de supercapacitores, éste modelo es representado por las ecuaciones (3.1) y (3.2).

$$V = \frac{NN_s Qx_2}{N_p N^2 \varepsilon \varepsilon_0 A} + \frac{NN_s 2RT}{F} \propto r \sinh \left(\frac{Q}{N_p N^2 A \sqrt{8RT \varepsilon \varepsilon_0 c}} \right) \quad (3.1)$$

$$-i_c(t) = A i_0 \exp \left(\frac{\propto F \left(\frac{V}{N_s} - \frac{V_{max}}{N_s} - \Delta V \right)}{RT} \right) N \quad (3.2)$$

En la Tabla 3-1 se muestra la descripción de cada uno de los parámetros que toma en cuenta cada una de las ecuaciones.

Tabla 3-1. Parámetros utilizados por el modelo del supercapacitor.

| Parámetro | Descripción |
|-----------------|--|
| A | Área entre los electrodos y el electrolito (m^2) |
| C | Concentración molar con $c = 0.86/(8NAr^3)$ |
| F | Constante de Faraday |
| I | Densidad de corriente (Am^2) |
| If | Corriente de fuga (A) |
| i_0 | Densidad de corriente de intercambio $i_0 = if/A$ (Am^2) |
| K | Constante de Stefan-Boltzman |
| N | Número de capas de los electrodos |
| NA | Número de Avogadro |
| N_p | Número de supercapacitores en paralelo |
| N_s | Número de supercapacitores en series |
| Q | Carga eléctrica (C) |
| R | Constante de gas ideal |
| R | Radio molecular igual a x^2 |
| x^2 | Longitud de la capa de Helmholtz (m) |
| α | Coefficiente de transferencia de carga, ecuación de Tafel ($0 < \alpha < 1$) |
| ε | Permeabilidad del material |
| ε_0 | Permeabilidad del vacío |
| ΔV | Sobre voltaje |

También se enlistan algunas de las consideraciones que toma en cuenta este modelo:

1. La resistencia interna y la capacitancia se consideran constantes durante los ciclos de carga y descarga.
2. El modelo no toma en cuenta el efecto por temperatura.
3. No se toma en cuenta el efecto por deterioro.
4. La redistribución de carga es la misma para todos los valores de voltaje.
5. El bloque no modela el balanceo de celdas.
6. La corriente a través del supercapacitor se supone como continua.

3.3.2 Dimensionamiento del módulo SC

Para seleccionar la cantidad de supercapacitores a utilizar, se deben de considerar varios aspectos siendo los más importantes la capacidad, la tensión nominal y máxima, la resistencia interna y las corrientes de carga; estos datos se evalúan considerando las características del vehículo.

En la Tabla 3-2 se muestran las características de uno de los módulos de supercapacitores que es utilizado en el dimensionamiento del banco de supercapacitores.

Tabla 3-2. Características del módulo BMOD0165 P048 de Maxwell Technologies.

| Característica | Valor |
|---|----------------|
| Capacitancia nominal | 165 F |
| Capacitancia inicial mínima | 165 F |
| Máxima RSE inicial | 6.3 mΩ |
| Corriente de prueba para capacitancia y RSE | 100 A |
| Voltaje nominal | 48 V |
| Voltaje absoluto máximo | 51 V |
| Corriente absoluta máxima | 1900 A |
| Corriente de fuga máxima a 25°C | 5.2 mA |
| Voltaje en serie máximo | 750 V |
| Capacitancia individual de las celdas | 300 F |
| Energía almacenada, celda individual | 3.0 Wh |
| Número de celdas | 18 |
| Masa típica | 13.5 kg |
| Energía almacenada | 53 Wh |
| Corriente máxima continua ($\Delta T = 15^{\circ}\text{C}$) | 77 A, RMS |
| Corriente máxima continua ($\Delta T = 40^{\circ}\text{C}$) | 130 A, RMS |
| Ciclo de vida proyectado a 25°C | 1000000 ciclos |

Ya que se requiere que el voltaje en el módulo SC sea de 150V se plantea una conexión de seis módulos BMOD0165 P048 de Maxwell; en la Figura 3.3 se muestra la configuración a emplear para la conexión del módulo SC.

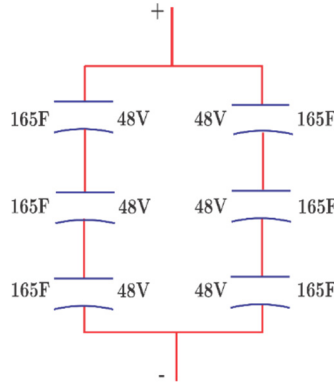


Figura 3.3. Diagrama de conexión de los módulos de Maxwell.

Tomando en cuenta este tipo de interconexión entre módulos es posible calcular el voltaje total que suministra el banco SC como:

$$V_T = 48V + 48V + 48V = 144V \quad (3.3)$$

De igual modo es posible realizar el cálculo de la capacitancia total del banco SC como:

$$C_T = \left(\frac{1}{165F} + \frac{1}{165F} + \frac{1}{165F} \right)^{-1} + \left(\frac{1}{165F} + \frac{1}{165F} + \frac{1}{165F} \right)^{-1} = 110F \quad (3.4)$$

Basándose en la tabla de características del módulo de supercapacitores de Maxwell (Tabla 3-2) se sabe que la RSE es de 6.3mΩ; por lo tanto la RSE del módulo utilizado puede ser calculada como dos resistencias en paralelo con un valor de 18.9mΩ, al realizar el cálculo se tiene que la RSE corresponde a 9.45mΩ.

Para determinar la corriente máxima de carga se debe recurrir a la tabla de características del módulo de Maxwell (Tabla 3-2) y puesto que se trata de dos ramas conectadas en paralelo se concluye que la corriente máxima que puede manejar el banco SC es de 260A. En la Tabla 3-3 se muestran los parámetros del módulo SC a utilizarse en la simulación.

Con los valores obtenidos del módulo de supercapacitores a utilizarse en la simulación es posible estimar la cantidad de energía que el módulo es capaz de almacenar siendo esta de 190 kJ. Tomando en cuenta que el vehículo genera 900 kJ de energía en su etapa máxima de frenado, los 190 kJ que pueden ser almacenados representan el 20% de la energía generada por el vehículo al frenar, con lo que el dimensionamiento del módulo SC es el adecuado para este vehículo.

Tabla 3-3. Parámetros a utilizar en el modelo del SC.

| Característica | Valor |
|-----------------------------------|---------|
| Capacitancia nominal | 110 F |
| RSE | 9.45 mΩ |
| Voltaje nominal | 150 V |
| Número de capacitores en serie | 3 |
| Número de capacitores en paralelo | 2 |
| Corriente de fuga | 10.4 mA |
| Máxima corriente carga | 260 A |

3.4 Convertidores CD-CD

Los convertidores CD-CD se usan ampliamente en sistemas de suministro de energía regulados y en aplicaciones de accionamiento de motores. Frecuentemente la entrada de estos convertidores es un voltaje de CD no regulado obtenido mediante una etapa de rectificación del voltaje de línea, de este modo fluctuará debido al cambio de la magnitud del voltaje de línea. Por lo tanto, los convertidores CD-CD son usados para convertir dicha entrada de CD no regulada a una salida de que permita controlar el nivel de voltaje deseado.

Existen diversas configuraciones de estos convertidores, aunque las configuraciones básicas son las del convertidor reductor y el convertidor elevador, estas topologías son mostradas en la Figura 3.4.

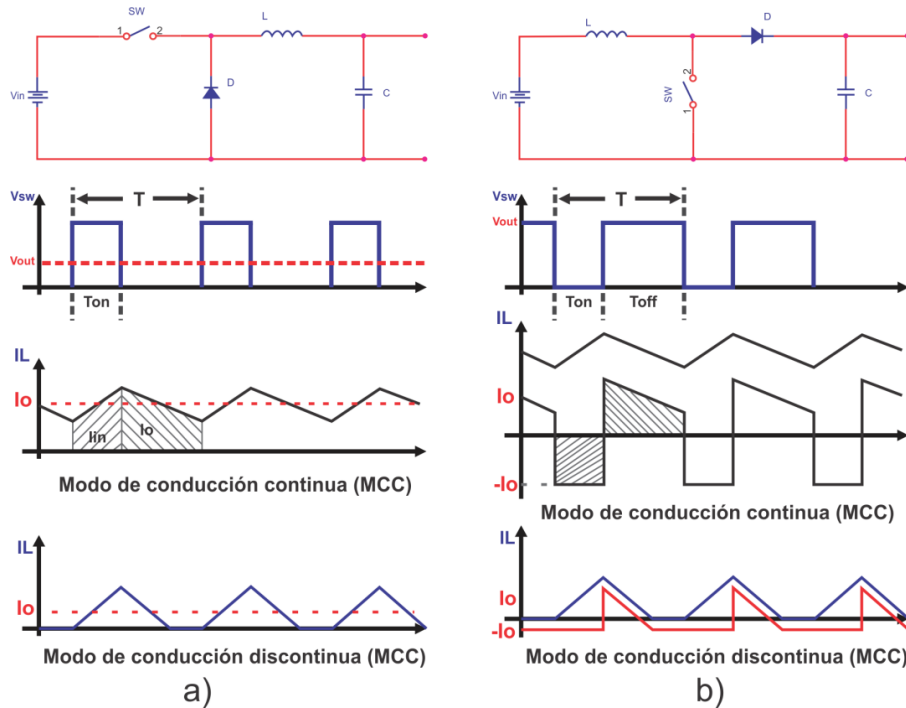


Figura 3.4. Convertidores CD-CD, a) Convertidor reductor, b) Convertidor elevador.

Dichas configuraciones presentan dos modos de conducción, el modo de conducción continua (MCC) en el que el convertidor funciona de tal modo que la corriente en el inductor no cae a cero y en el modo de conducción discontinua (MCD) la corriente que fluye a través del inductor presenta intervalos en cero, en este modo el capacitor debe ser capaz de suministrar la corriente que demanda la carga.

La regulación de corriente o voltaje de salida en estos convertidores se realiza controlando los tiempos de encendido y apagado de los interruptores y la suma de estos tiempos forma lo que se conoce como periodo de conmutación representado generalmente por la letra “D”.

3.4.1 Convertidor reductor (Buck Converter)

Como indica su nombre produce un voltaje medio de salida inferior al voltaje de CD a su entrada. Su aplicación principal es en fuentes de energía de CD regulada y el control de velocidad de motores de CD. En la Figura 3.5 se muestra la topología del convertidor reductor.

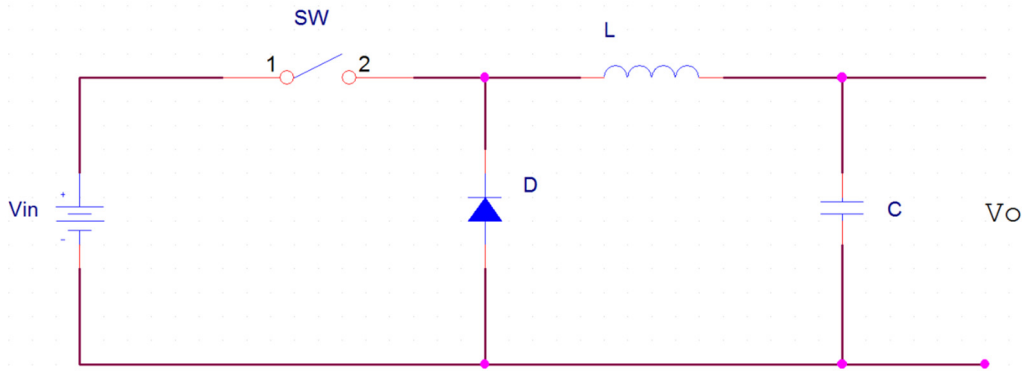


Figura 3.5. Topología del convertidor reductor.

En el modo de conducción continuo la corriente a través del inductor es mayor a cero, cuando el interruptor se cierra durante el tiempo t_{on} el diodo se encuentra polarizado inversamente. El voltaje que aparece en las terminales del diodo es el voltaje de la fuente de entrada, mientras que en el inductor el voltaje es positivo, por lo tanto habrá un incremento lineal en la corriente que pasa a través del inductor, cuando el interruptor se abre en el tiempo t_{off} el voltaje en el inductor cambia de polaridad ya que la fuente de entrada es desconectada provocando así que el diodo se polarice directamente y la corriente fluya a través de él hacia la carga (ver Figura 3.6).

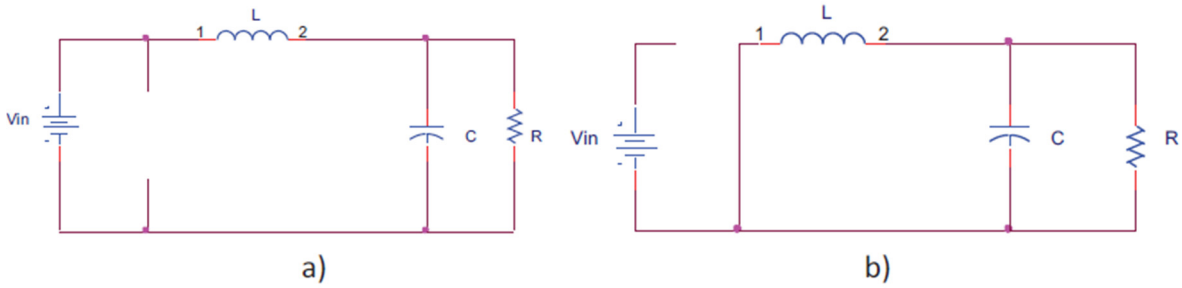


Figura 3.6. Estados de operación, a) interruptor cerrado, b) interruptor abierto.

El voltaje del inductor es la suma del área del voltaje cuando el interruptor está cerrado y el área del voltaje cuando el interruptor está abierto. Las regiones de voltaje A1 y A2 se muestran en la Figura 3.7.

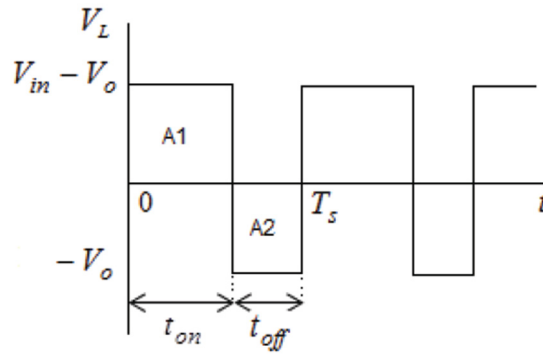


Figura 3.7. Comportamiento del voltaje ocasionado por el estado del interruptor.

Ya que en modo de operación continuo la forma de onda se debe repetir de un periodo al otro, la integral del voltaje en el inductor a lo largo de un periodo debe ser cero, se determina la ecuación siguiente:

$$\int_0^T V_L dt = \int_0^{t_{on}} V_L dt + \int_{t_{on}}^{t_s} V_L dt = 0 \tag{3.5}$$

Igualando las áreas A1 y A2 obtenemos que:

$$(V_{in} - V_0)t_{on} = V_0(T_s - t_{on}) \tag{3.6}$$

Simplificando la ecuación (3.6) y definiendo D como el ciclo de trabajo en el que el interruptor se encuentra activo en un periodo de conmutación, como se muestra en la ecuación (3.7).

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \tag{3.7}$$

Finalmente. de la ecuación (3.7) se obtiene la relación entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida como:

$$V_0 = V_{in}D \quad (3.8)$$

Para hallar la relación entre la corriente de entrada y la corriente de salida es necesario realizar un análisis de las potencias de entrada y salida. Puesto que sabemos que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida tenemos entonces:

$$V_{in}I_{in} = V_0I_0 \quad (3.9)$$

Reordenando los términos en la ecuación 3.9 se obtiene la ecuación que relaciona las corrientes de entrada y salida como:

$$\frac{I_0}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{V_0} = \frac{1}{D} \quad (3.10)$$

Al diseñar un convertidor reductor se establece un rizo de corriente en el inductor, dicho rizo no debe de sobrepasar el 20% de la corriente nominal, de igual modo el rizo de voltaje en la salida del convertidor no debe ser mayor al 1% del valor nominal, conociendo estos valores y haciendo uso de las ecuaciones (3.11) y (3.12) es posible calcular los valores de la capacitancia e inductancia necesarias para el convertidor.

$$\Delta I_L = \frac{V_0 T_s}{L}(1 - D) \quad (3.11)$$

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta I_L T_s}{8C} \quad (3.12)$$

Donde ΔI_L es el rizo de corriente en el inductor, L es la inductancia, ΔV_0 es el rizo de voltaje a la salida del convertidor, C es la capacitancia, T_s es el tiempo de conmutación del interruptor y D es el ciclo de trabajo.

3.4.2 Convertidor elevador (Boost Converter)

En este tipo de convertidor la tensión de salida es mayor que la de la entrada. Esta topología se muestra en la Figura 3.8, para relacionar el voltaje de entrada con el voltaje de salida del convertidor elevador se asume que la corriente que circula a través del inductor se encuentra en estado estacionario, así como el valor nominal del capacitor es muy grande y todos los componentes son ideales.

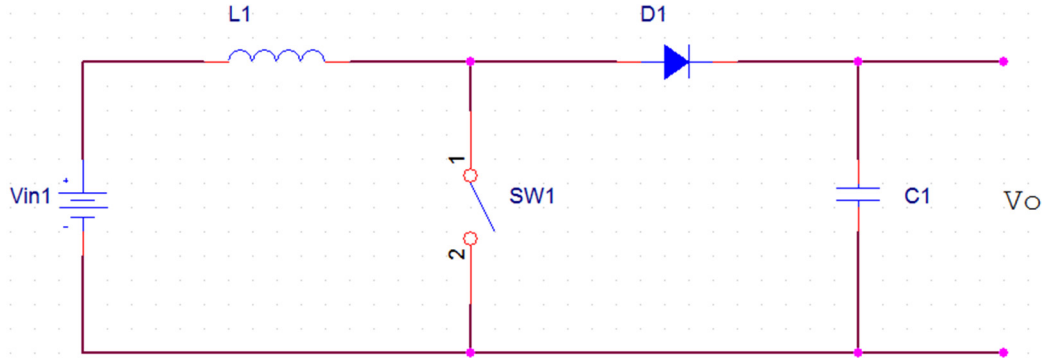


Figura 3.8. Topología del convertidor elevador.

En modo de conducción continua la corriente en el inductor es mayor que cero. Cuando el interruptor se cierra durante el tiempo t_{on} el voltaje que fluye a través del inductor es igual al voltaje de la fuente de entrada y el diodo se polariza inversamente, por lo que la corriente del inductor incrementará de forma lineal, la carga será alimentada por el capacitor. Cuando el interruptor se abre en el tiempo t_{off} el voltaje en el inductor cambia de polaridad ya que se ha desconectado la fuente de entrada, esto provocará que se polarice el diodo directamente y que la corriente empiece a fluir hacia la carga, por lo que el voltaje en el inductor será la diferencia del valor de la fuente de entrada menos el voltaje de salida (ver Figura 3.9).

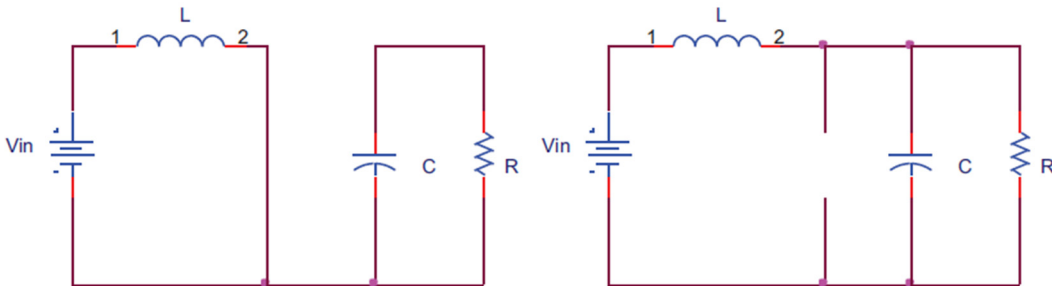


Figura 3.9. Estados de operación del convertidor elevador, a) interruptor cerrado, b) interruptor abierto.

En estado estacionario el voltaje del inductor es la suma del área del voltaje cuando el interruptor está cerrado y cuando está abierto, las áreas de voltaje se pueden ver en la Figura 3.10.

Tomando en cuenta la ecuación (3.5) y resolviéndola para el caso del convertidor elevador tenemos:

$$V_{in} t_{on} = -(V_{in} - V_0)(T_s - t_{on}) \quad (3.13)$$

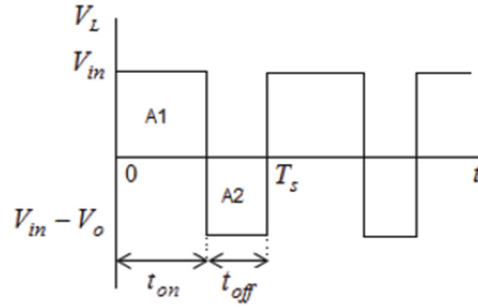


Figura 3.10. Comportamiento del voltaje en el inductor.

Simplificando la ecuación (3.13), siendo D el ciclo de trabajo activo para el interruptor en un periodo de conmutación se obtiene la expresión que relaciona el voltaje de entrada con el voltaje de salida del convertidor elevador.

$$\frac{V_{in}}{V_o} = \frac{T_s - t_{on}}{T_s} = 1 - D \quad (3.14)$$

Para hallar la relación que existe entre la corriente de entrada y la corriente de salida es necesario nuevamente realizar un análisis de potencias, sabiendo que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida, es posible llegar de forma fácil a la expresión que relaciona la corriente de entrada con la corriente de salida, en la cual se aprecia que la corriente de salida es menor que la corriente de entrada.

$$\frac{I_o}{I_{in}} = 1 - D \quad (3.15)$$

Para estos convertidores al igual que para los reductores se establece generalmente un rizado de corriente en el inductor que se encuentre dentro del 20% de la corriente nominal y un rizo en el voltaje de salida no mayor al 1% del voltaje nominal, para el diseño de este tipo de convertidores se utilizan las ecuaciones (3.16) y (3.17) para calcular los valores del capacitor e inductor necesarios.

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_o T_s}{4L} \quad (3.16)$$

$$\Delta V_o = \frac{I_{0max} D T_s}{C} \quad (3.17)$$

3.4.3 Convertidor de medio puente bidireccional

Las configuraciones anteriores pueden combinarse para conformar el convertidor bidireccional de medio puente mostrado en la Figura 3.11, el funcionamiento de este convertidor depende del estado de conmutación de los interruptores SW1 y SW2, el convertidor funciona en modo

elevador (Boost mode) cuando SW1 se encuentra activo y SW2 apagado, cuando el estado de conmutación de SW1=0 y SW2=1 el convertidor funcionara en modo reductor (Buck mode).

3.4.4 Modelo promedio del convertidor

En este trabajo de investigación se desarrolla el modelo promedio de un convertidor interleaved de dos fases, este convertidor puede ser modelado como dos convertidores CD-CD bidireccionales de medio puente conectados en paralelo, se decide usar el modelo promedio del convertidor para optimizar el tiempo de simulación, el modelo promedio del convertidor CD-CD bidireccional de medio puente se plantea en [59], en el cual se concluye que para modelar el convertidor de medio puente se necesita tomar en cuenta sus dos modos de operación, es decir, reductor y elevador, por lo tanto, se precisa del diseño de dos convertidores con las mismas características de potencia, donde un convertidor será tipo subida y el segundo tipo bajada.

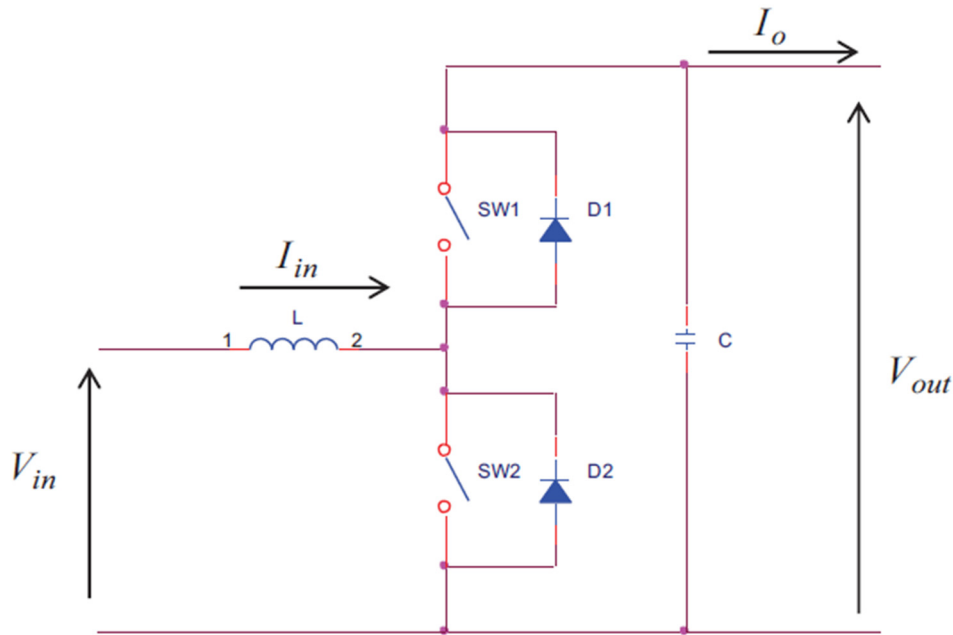


Figura 3.11. Topología del convertidor de medio puente.

El modelo del convertidor desarrollado se muestra en la Figura 3.12; en ella se puede observar que el modelo cuenta con un par de interruptores que se encargan de controlar el sentido del flujo de la corriente, es decir, deciden si el convertidor funciona en modo subida o modo bajada, el modelo también cuenta con un bloque que contiene.

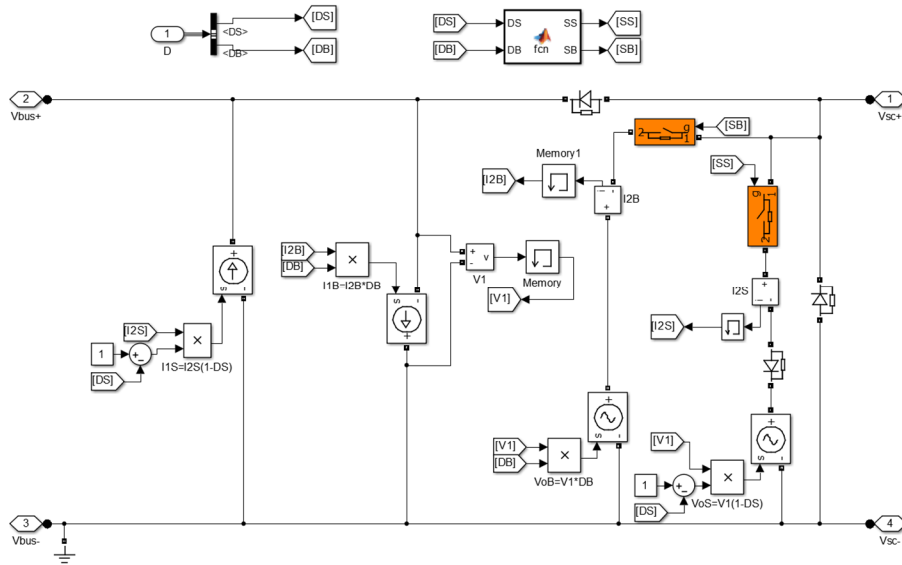


Figura 3.12. Modelo promedio del convertidor de medio puente.

Cuando el convertidor se encuentra funcionando en su modo reductor el objetivo es enviar la energía excedente del bus de CD hacia el banco de supercapacitores. Al usar el modelo promedio del convertidor de medio puente, el ciclo de trabajo (D) afecta directamente el valor de la fuente de corriente I1B y la fuente de voltaje VoB ambas fuentes son controladas, y sus niveles son determinados por las ecuaciones (3.8) y (3.10), el interruptor SB se encuentra cerrado y SS abierto, por lo que se asegura que la corriente fluirá sobre las ramas mostradas en la Figura 3.13.

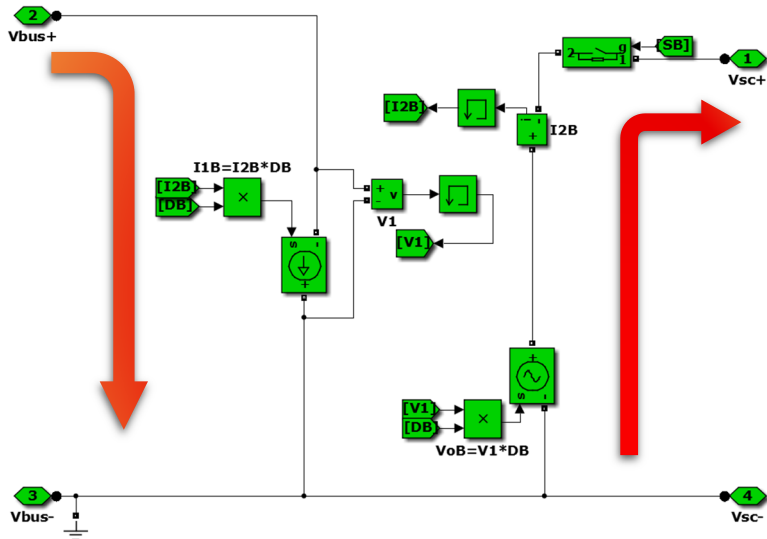


Figura 3.13. Modelo del convertidor operando en modo reductor.

Cuando el convertidor se encuentra operando en modo elevador se encargará de suministrar la energía disponible en el supercapacitor al bus de CD, al funcionar de este modo el ciclo de

trabajo es aplicado sobre la fuente de corriente I_{1S} y la fuente de voltaje V_{oS} , el interruptor SS se encuentra cerrado y SB abierto por lo que se asegura que la corriente fluirá a través de las ramas mostradas en la Figura 3.14.

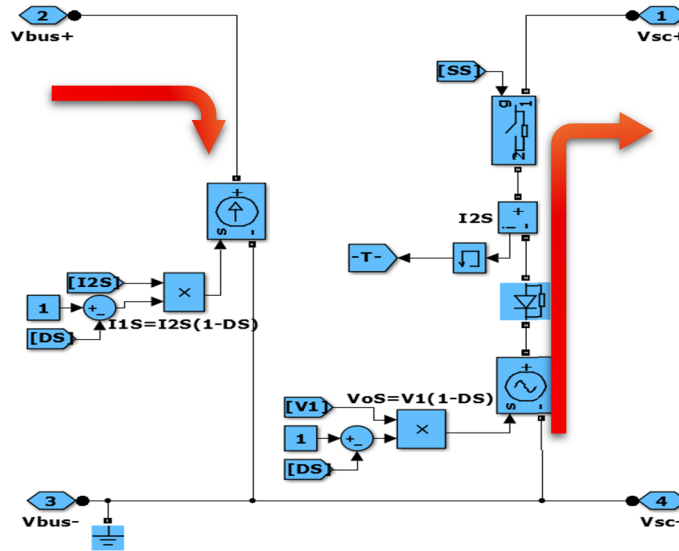


Figura 3.14. Modelo del convertidor operando como elevador.

En la Figura 3.15 se muestra el diagrama utilizado para el modelado del convertidor de medio puente bidireccional, como ya se había mencionado se modela como dos convertidores de medio puente en paralelo.

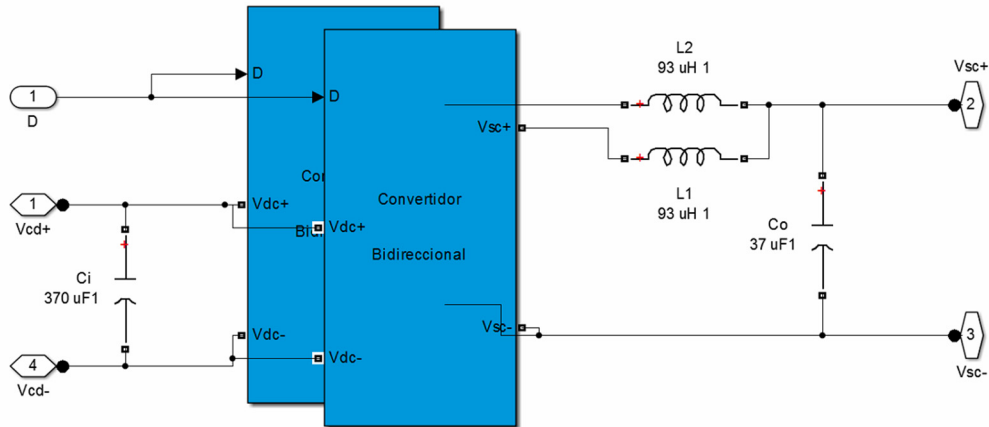


Figura 3.15. Diagrama de la simulación del convertidor interleaved.

Para demostrar que el modelo promedio del convertidor funciona de la misma manera que el modelo eléctrico se precisa de dos simulaciones para observar el comportamiento de ambos modelos en sus diferentes modos de operación, es decir, tanto en modo subida como bajada.

Para observar el comportamiento del convertidor en su modo reductor se conecta al lado izquierdo del convertidor una fuente con un valor nominal de 300V; dicha fuente representará

la fuente de alimentación principal del auto, el ciclo de trabajo de los interruptores se fijará al 50% para obtener una tensión de salida de 150V, para la carga se conectará un resistor de 1 Ohm con la cual se obtendrá una corriente de 150A circulando a través de ella; ya que en un convertidor reductor la corriente de salida es igual a la corriente del inductor, el resultado a esperar es que cada uno de los inductores proporcione la mitad de la corriente exigida por la carga en este caso estamos hablando de unos 75A en la Figura 3.16 se muestran los resultados de la simulación.

En la gráfica superior izquierda (Figura 3.16) se observa el comportamiento del voltaje en la fuente de entrada del convertidor, en color verde se representa el comportamiento del modelo eléctrico, mientras que en rojo el del modelo promedio, se observa además que el comportamiento del modelo eléctrico es oscilatorio mientras que el modelo promedio se comporta de forma lineal, aunque el modelo eléctrico oscila lo hace alrededor de la línea roja con lo cual podemos decir que se comportan de la misma manera. En el gráfico superior derecho (Figura 3.16) se observa el voltaje de salida del convertidor el cual en este caso es de 150V en este caso tanto el modelo eléctrico como el promedio se comportan de igual manera, en las gráficas inferiores se observa el comportamiento de la corriente en ambos inductores, la corriente en cada inductor corresponde aproximadamente a 75A una vez más el modelo eléctrico se comporta de manera oscilatoria mientras que el modelo promedio lo hace de manera lineal, con los resultados obtenidos podemos decir que el comportamiento del modelo promedio del convertidor en su modo reductor es el mismo que el modelo eléctrico, por lo cual puede utilizarse en la simulación.

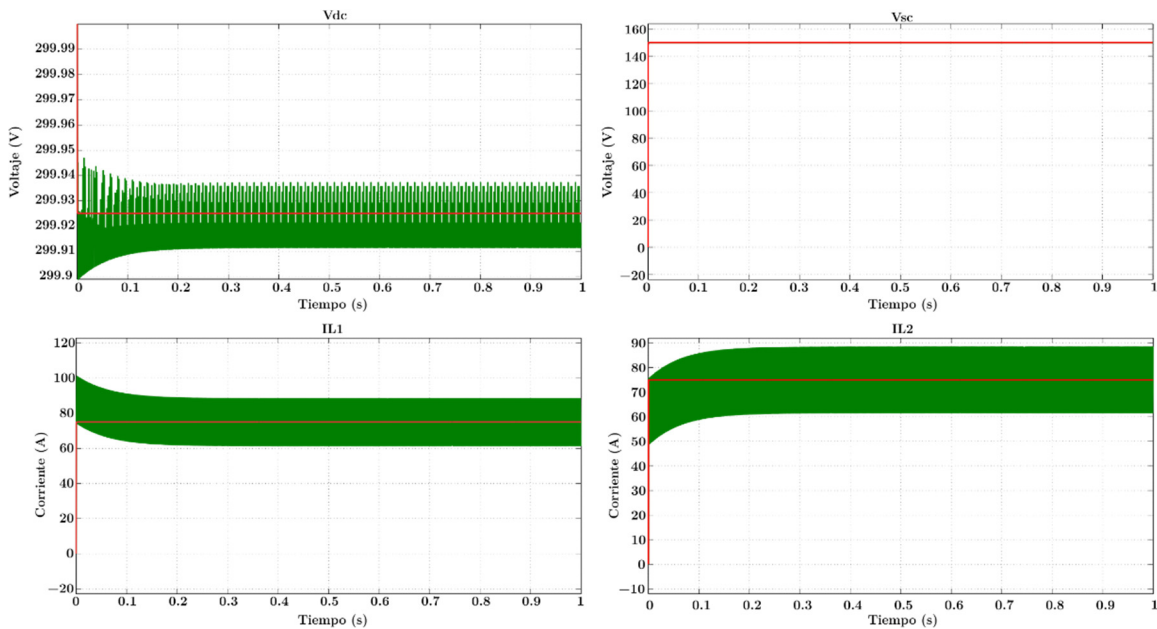


Figura 3.16. Comportamiento del convertidor en el modo reductor (Buck mode).

Para comprobar el comportamiento del convertidor operando en el modo elevador se modificó la simulación anterior de tal modo que se conectó una fuente de 150V al lado derecho del convertidor; en este caso la carga resistiva tiene un valor de 6Ω para así obtener una corriente de 50A fluyendo a través del resistor al fijar el ciclo de trabajo de los interruptores en 50%; como bien se sabe la corriente en los inductores en un convertidor elevador es igual a la corriente de entrada del convertidor, haciendo los cálculos correspondientes basados en un balanceo de potencias, es decir, la potencia de salida es igual a la de entrada, se tiene que la corriente que circula por el inductor equivaldría a 100A, el resultado que se espera obtener es que cada inductor de la topología interleaved otorgue 50A de la corriente consumida por la carga. En la Figura 3.17 se muestran los resultados de la simulación del convertidor interleaved en su modo elevador.

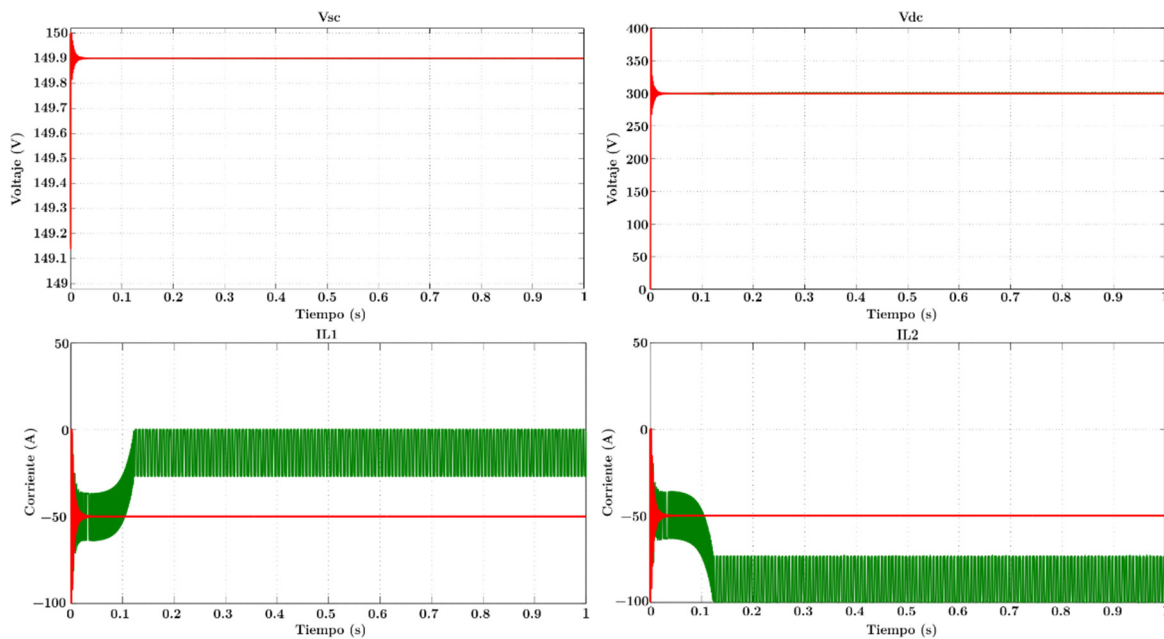


Figura 3.17. Comportamiento del convertidor en el modo elevador (boost mode).

En la gráfica superior izquierda (Figura 3.17) se muestra el comportamiento del voltaje en la fuente de entrada del convertidor, en este caso el comportamiento de ambos modelos es el mismo, de igual modo en la gráfica superior derecha se observa el comportamiento del nivel de voltaje a la salida del convertidor y nuevamente el funcionamiento es el mismo, en las gráficas inferiores se observa que cada inductor proporciona alrededor de 50A, pero después de un tiempo el modelo eléctrico sufre un desbalanceo de carga, por lo que el L2 proporciona los 100A y en L1 deja de fluir corriente, este efecto no se aprecia en el modelo promedio.

3.5 Algoritmo de manejo de energía

La estrategia de control utilizada en este trabajo se conoce como “control del modelo inverso del convertidor de medio puente”, esto se debe a que controla la corriente en cada uno de los

dispositivos del convertidor con la estimación de voltaje en los inductores. La estrategia está basada en un control de corriente debido a que el nivel de voltaje en el bus de CD es determinado por las baterías. La intención es controlar la corriente en los dispositivos de almacenamiento a partir de las caídas de voltaje en los inductores L_1 y L_2 . Esto se logra gracias a la estimación de los voltajes en los inductores, el voltaje presente en la batería y en los supercapacitores, para después determinar la señal de control en los interruptores y así establecer los periodos de conducción de los dispositivos semiconductores.

Para definir las reglas del control del convertidor en lazo cerrado se asume lo siguiente:

- Los dispositivos semiconductores (IGBT's y diodos) son ideales por lo tanto no se toman en cuenta las pérdidas por conducción en los semiconductores.
- No existen pérdidas en los dispositivos interconectados, esto es las baterías y los supercapacitores.

En la Figura 3.18 se muestra el SER en donde es posible observar que la corriente de carga es igual a la suma de la corriente en la batería I_{bat} y la corriente del convertidor I_{conv} .

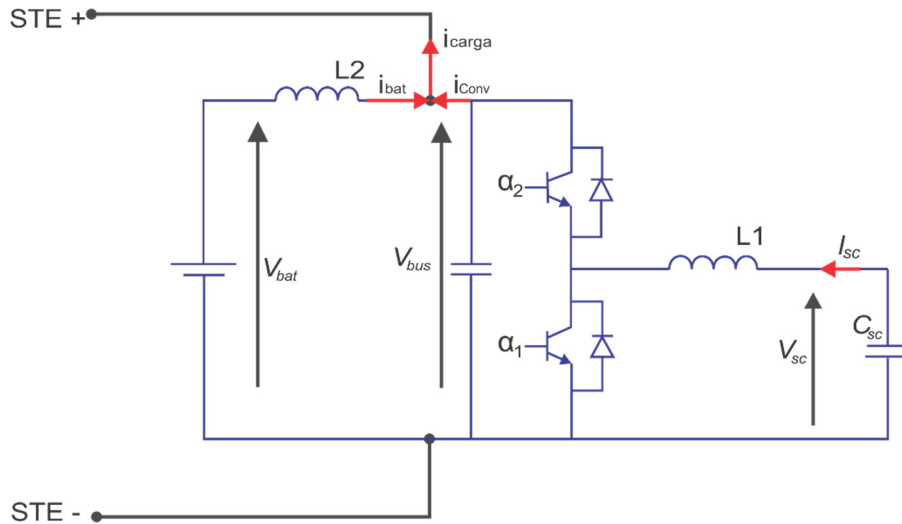


Figura 3.18. Diagrama del SRE considerada para el control.

El manejo de la energía se realiza de acuerdo a cada modo de operación (reductor y elevador). A continuación, se muestran las ecuaciones utilizadas en la estrategia de control para el modo elevador; donde el supercapacitor provee energía al bus de CD, el voltaje en los inductores L_1 y L_2 se expresa con las ecuaciones diferenciales mostradas en (3.18)

$$\left[\begin{array}{l} V_{L1} = L_1 \frac{dI_{sc}}{dt} = V_{sc} - (1 - \alpha_1) \cdot V_{bus} \\ V_{L2} = L_2 \frac{dI_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{bus} \\ I_{carga} = I_{conv} + I_{bat} \end{array} \right] \quad (3.18)$$

donde:

- V_{L1} es el voltaje en el inductor L_1 .
- V_{L2} es el voltaje en el inductor L_2 .
- I_{sc} es la corriente en el supercapacitor.
- I_{bat} es la corriente de la batería.
- I_{carga} es la corriente demandada por el STE.
- I_{conv} es la corriente de salida del convertidor de medio puente.
- α_1 es el ciclo de trabajo del interruptor inferior.

Si el convertidor se encuentra funcionando como reductor el supercapacitor se carga gracias a la corriente que fluye por el convertidor. La corriente I_{conv} y la corriente I_{carga} tienen signo opuesto al que se muestra en la Figura 3.18. En este modo de operación el sistema de tracción eléctrica devuelve energía hacia la batería principal, por lo que este exceso de energía es absorbido por los supercapacitores. Las caídas de voltaje en los inductores L_1 y L_2 se calculan con las ecuaciones diferenciales V_{L1} y V_{L2} respectivamente. El voltaje en la batería conserva la misma polaridad que en el convertidor de subida. Las ecuaciones mostradas en (3.19) describen el comportamiento del convertidor en modo reductor.

$$\left[\begin{array}{l} V_{L1} = L_1 \frac{dI_{sc}}{dt} = \alpha_2 \cdot V_{bus} - V_{sc} \\ V_{L2} = L_2 \frac{dI_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{bus} \\ I_{bat} = I_{conv} + I_{carga} \end{array} \right] \quad (3.19)$$

donde:

- α_2 es el ciclo de trabajo del interruptor superior.

De las ecuaciones (3.18) y (3.19) es posible agrupar los modos de operación del convertidor en la ecuación (3.20) si se definen las variables k y α , donde D es el signo de la corriente del supercapacitor y α el ciclo de trabajo de los interruptores. Si el convertidor es elevador $k=1$ y $\alpha = 1 - \alpha_1$ y si el convertidor es reductor $k=-1$ y $\alpha = \alpha_2$.

$$L_1 \frac{dI_{sc}}{dt} = k \cdot (V_{sc} - \alpha \cdot V_{bus}) \quad (3.20)$$

3.5.1 Diseño de los lazos de control del convertidor de medio puente

Para el cálculo de los controladores se precisa de los voltajes en los inductores. Las ecuaciones de los voltajes se transforman al dominio de la frecuencia con la transformada de Laplace y se

obtiene la función de transferencia $G(s)$ que relaciona la corriente del supercapacitor y el voltaje del inductor VL_1 como se muestra en (3.21):

$$G(s) = \frac{I_{sc}(s)}{VL_1(s)} = \frac{1}{sL_1} \quad (3.21)$$

De forma similar en la batería la relación entre la corriente de la batería y el voltaje en el inductor VL_2 se obtiene gracias a la función de transferencia $F(s)$ de la batería:

$$F(s) = \frac{I_{bat}(s)}{V_{bat}(s)} = \frac{1}{sL_2} \quad (3.22)$$

Las funciones de transferencia de los controladores PI utilizados en el supercapacitor y la batería se muestran en la ecuación (3.23):

$$PI_{sc}(s) = K_{p,sc} + \frac{K_{i,sc}}{s} = K_{p,sc} \left[1 + \frac{K_{i,sc}}{K_{p,sc}} \cdot \frac{1}{s} \right] \quad (3.23)$$

$$PI_{bat}(s) = K_{p,bat} + \frac{K_{i,bat}}{s} = K_{p,bat} \left[1 + \frac{K_{i,bat}}{K_{p,bat}} \cdot \frac{1}{s} \right]$$

Al considerar el controlador PI las funciones de transferencia que resultan son las mostradas en (3.24)

$$F_{sc}(s) = \frac{PI_{sc}(s)G(s)}{1 + PI(s) \cdot G(s)} = \frac{K_{p,sc} + K_{i,sc}}{L_1 \cdot s^2 + K_{p,sc} \cdot s + K_{i,sc}} \quad (3.24)$$

$$F_{bat}(s) = \frac{PI_{bat}(s)G(s)}{1 + PI(s) \cdot G(s)} = \frac{K_{p,bat} + K_{i,bat}}{L_1 \cdot s^2 + K_{p,bat} \cdot s + K_{i,bat}}$$

Los diagramas de bloques mostrados en la Figura 3.19 se representan los lazos de control de corriente en el supercapacitor y batería a partir de los modelos en cada lazo. Cada lazo de control se compone por una señal de referencia, el controlador PI y la planta [60].

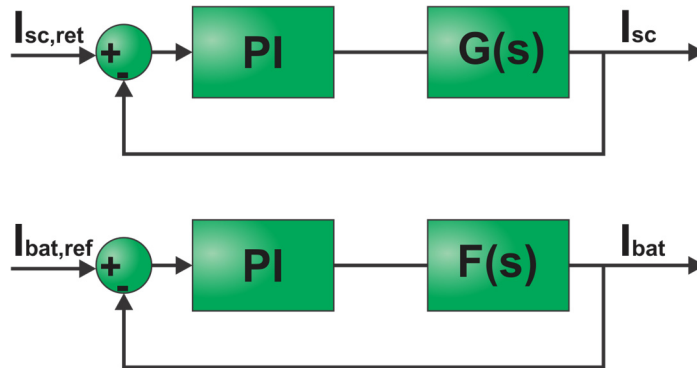


Figura 3.19. Lazos de control de corriente para el supercapacitor y la batería.

Ya que se requiere que el control sea dinámico es necesario utilizar un filtro en la referencia de cada lazo cerrado de control. De tal modo que la función de transferencia del lazo de corriente del supercapacitor es muestra en (3.25):

$$F_{sc}(s) = \frac{I_{sc}(s)}{I_{sc,ref}(s)} = \frac{1}{\tau_{sc} \cdot s + 1} \cdot \frac{\frac{K_{p,sc}}{K_{i,sc}} \cdot s + 1}{\frac{L_1}{K_{i,sc}} \cdot s^2 + \frac{K_{p,sc}}{K_{i,sc}} \cdot s + 1} \quad (3.25)$$

Donde $\tau_{sc} = K_{p,sc}/K_{i,sc}$ es la constante de tiempo del filtro de entrada. Considerando el filtro de entrada en las señales de referencia se sustituye en la ecuación (3.25) al simplificar se obtiene la siguiente expresión:

$$F_{sc}(s) = \frac{I_{sc}(s)}{I_{sc,ref}(s)} = \frac{1}{\frac{L_1}{K_{i,sc}} \cdot s^2 + \frac{K_{p,sc}}{K_{i,sc}} \cdot s + 1} \quad (3.26)$$

El diagrama de bloques mostrado en la Figura 3.20 considera la ecuación (3.26) y considera el filtro de entrada que es utilizado en la simulación.

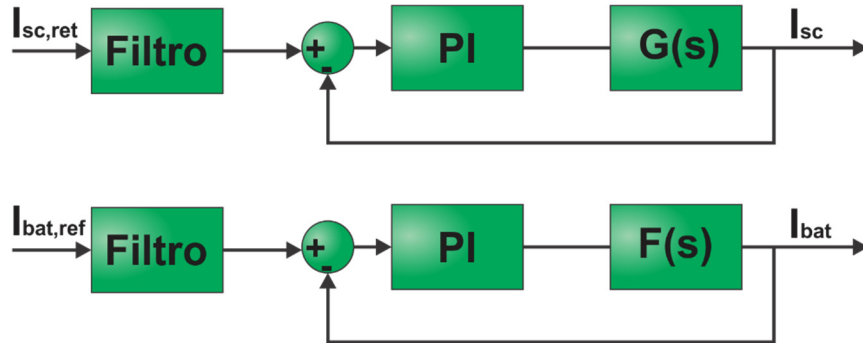


Figura 3.20. Lazos de control de corriente utilizados en la simulación.

La ecuación característica de la función de transferencia es de segundo grado, por lo que la determinación de las constantes proporcional e integral de los controladores PI se puede hacer mediante la representación del diagrama de bloques de un sistema de control de segundo orden como se muestra en la Figura 3.21.

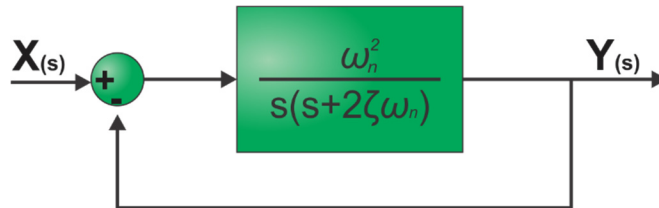


Figura 3.21. Diagrama a bloques de un sistema de segundo orden.

Donde:

ω_n es la frecuencia natural.

ζ es el coeficiente de amortiguamiento.

La función de transferencia del diagrama a bloques mostrado en la Figura 3.21 es la siguiente:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.27)$$

Por lo tanto, relacionando la ecuación (3.26) con la ecuación (3.27) se puede calcular las constantes del controlador PI por cada uno de los lazos de control de corriente como se muestra en la siguiente ecuación:

$$F_{sc}(s) = \frac{I_{sc}(s)}{I_{sc,ref}(s)} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \cdot s + 1} \quad (3.28)$$

De acuerdo a la ecuación (3.25) y (3.26) se identifican las ganancias K_p y K_i para calcular los controladores PI. Es importante fijar el ancho de banda del sistema a un 10% de la frecuencia de control y así evitar fenómenos de resonancia cercanos a la frecuencia de conmutación. El coeficiente de amortiguamiento se fija en $\zeta = \sqrt{2}/2$ (caso subamortiguado)

$$\left[\begin{array}{l} \omega_n \leq \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{10} \\ K_{p,sc} = 2 \cdot \zeta \cdot L_1 \cdot \omega_n \\ K_{i,sc} = L_1 \cdot \omega_n^2 \end{array} \right] \quad (3.29)$$

Una variable β es introducida en las expresiones anteriores con el fin de variar el cálculo de las ganancias dentro del ancho de banda. De esta forma se obtienen las ganancias dentro del ancho de banda y puede tomar valores entre 0 y 1. Reescribiendo las ecuaciones de (3.29) se tiene lo siguiente:

$$\left[\begin{array}{l} 0 < \beta \leq 1 \\ \omega_n \leq \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \beta}{10} \\ K_{p,sc} = \frac{\sqrt{2} \cdot L_1 \cdot \pi \cdot f \cdot \beta}{5} \\ K_{i,sc} = L_1 \cdot \frac{(\pi \cdot f \cdot \beta)^2}{5} \end{array} \right] \quad (3.30)$$

De igual forma se calculan las ganancias del PI para el lazo de control de la batería al sustituir L_2 por L_1 .

3.5.2 Algoritmos de control del SRE

De acuerdo a las condiciones del STE el control del convertidor debe ser capaz de entregar energía hacia el bus de CD o de captar la energía cuando exista una condición de frenado. La señal de referencia del supercapacitor puede ser calculada a partir del análisis de potencia entre el supercapacitor y el bus CD. La relación de potencia entre la entrada y la salida de cualquier convertidor se relaciona con la eficiencia del convertidor y puede ser escrita como se muestra en (3.31).

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (3.31)$$

Si se toma en cuenta al supercapacitor como la fuente de entrada del convertidor y la salida es el bus de CD, se puede reescribir (3.31) sustituyendo la expresión $P = V \cdot I$ en ambos lados de la ecuación:

$$V_{sc} \cdot I_{sc} = \frac{V_{bus} \cdot I_{bus}}{\eta} \quad (3.32)$$

La corriente de referencia del supercapacitor se relaciona con la corriente de salida del convertidor, la corriente en la batería y la corriente de carga como se muestra en la ecuación (3.33).

$$I_{sc,ref} = \frac{V_{bus}}{V_{sc} \cdot \eta} \cdot (I_{carga} - I_{bat,ref}) = \frac{V_{bus} \cdot I_{conv}}{V_{sc} \cdot \eta} \quad (3.33)$$

Las señales de control α_1 y α_2 son generadas de acuerdo al discriminador de corriente. Si el convertidor está en modo elevador se calcula la señal de control α_1 y $\alpha_2 = 0$; por otra parte, cuando el convertidor se encuentra funcionando en su modo reductor la señal que se calcula es α_2 y $\alpha_1 = 0$.

Durante el modo elevador el cálculo del ciclo de trabajo se realiza utilizando la ecuación (3.34)

$$\alpha_1 = 1 - \frac{V_{sc} - V_{L1}}{V_{bat} - V_{L2}} \quad (3.34)$$

Para el caso del convertidor reductor el cálculo del ciclo de trabajo se realiza mediante la expresión:

$$\alpha_2 = \frac{V_{sc} + V_{L1}}{V_{bus}} \quad (3.35)$$

En la Figura 3.22 se describe el control en lazo cerrado para la batería y el supercapacitor. Según la ecuación según la ecuación (3.33) la corriente de referencia del supercapacitor es dinámica y se calcula con la corriente de carga y la corriente de referencia de la batería, posteriormente se hace la estimación de voltajes en los inductores y se calcula el ciclo de trabajo correspondiente para cada modo de operación.

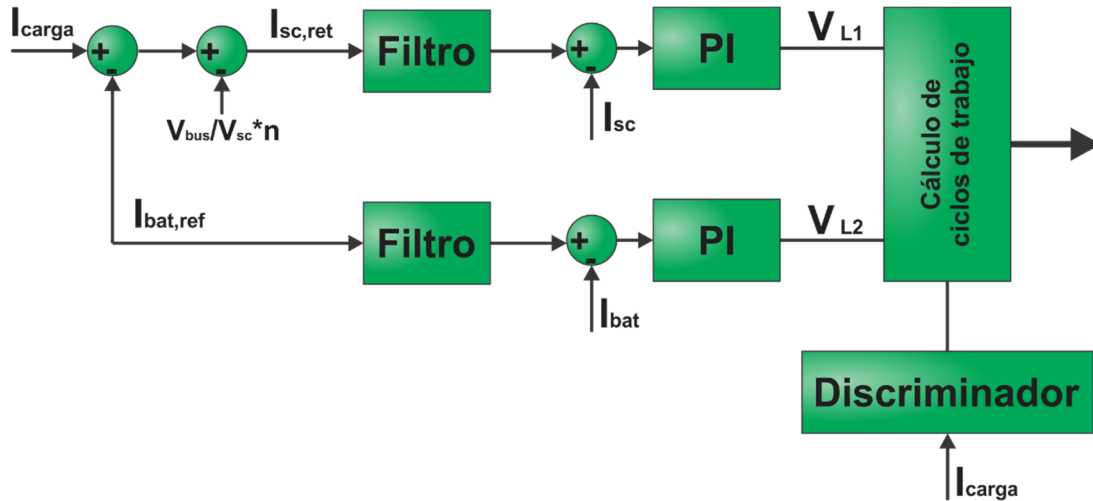


Figura 3.22. Diagrama a bloques del lazo de control del supercapacitor y batería.

En la Figura 3.23 se aprecia el diagrama de flujo del algoritmo de manejo de energía, el algoritmo se basa en tres estados de funcionamiento, *Reposo*, *Carga SC* y *Descarga SC*. El convertidor empieza en esta de reposo, en este estado no existe transferencia de energía en el convertidor y permanece con este funcionamiento hasta que se detecta un cambio en la corriente de carga. Cuando $I_{carga} > 0$ entonces el algoritmo cambia al modo *Descarga SC*, en este modo el convertidor funciona en modo subida por lo que el supercapacitor transfiere energía al bus de CD, dependiendo del estado de carga (SOC) del supercapacitor el algoritmo pasa a la etapa de cálculo de corrientes de referencia y calcula el ciclo de trabajo para el convertidor, el sistema permanece en este estado de funcionamiento hasta que se detecta un cambio en la polaridad de la corriente de carga o cuando el módulo SC se descarga hasta el 50% de su capacidad. El tercer estado se da cuando $I_{carga} < 0$, este estado se denomina *Carga SC* y mientras el algoritmo se encuentre en este modo el supercapacitor absorbe energía del bus de CD, esto significa que el auto se encuentra en una etapa de frenado, dependiendo del SOC del supercapacitor el algoritmo calcula las corrientes de referencia para el módulo SC y la batería para después obtener el ciclo de trabajo del convertidor, el convertidor funciona en su modo bajada hasta que se detecta un cambio de polaridad en la corriente de carga o bien el módulo SC se encuentra completamente cargado.

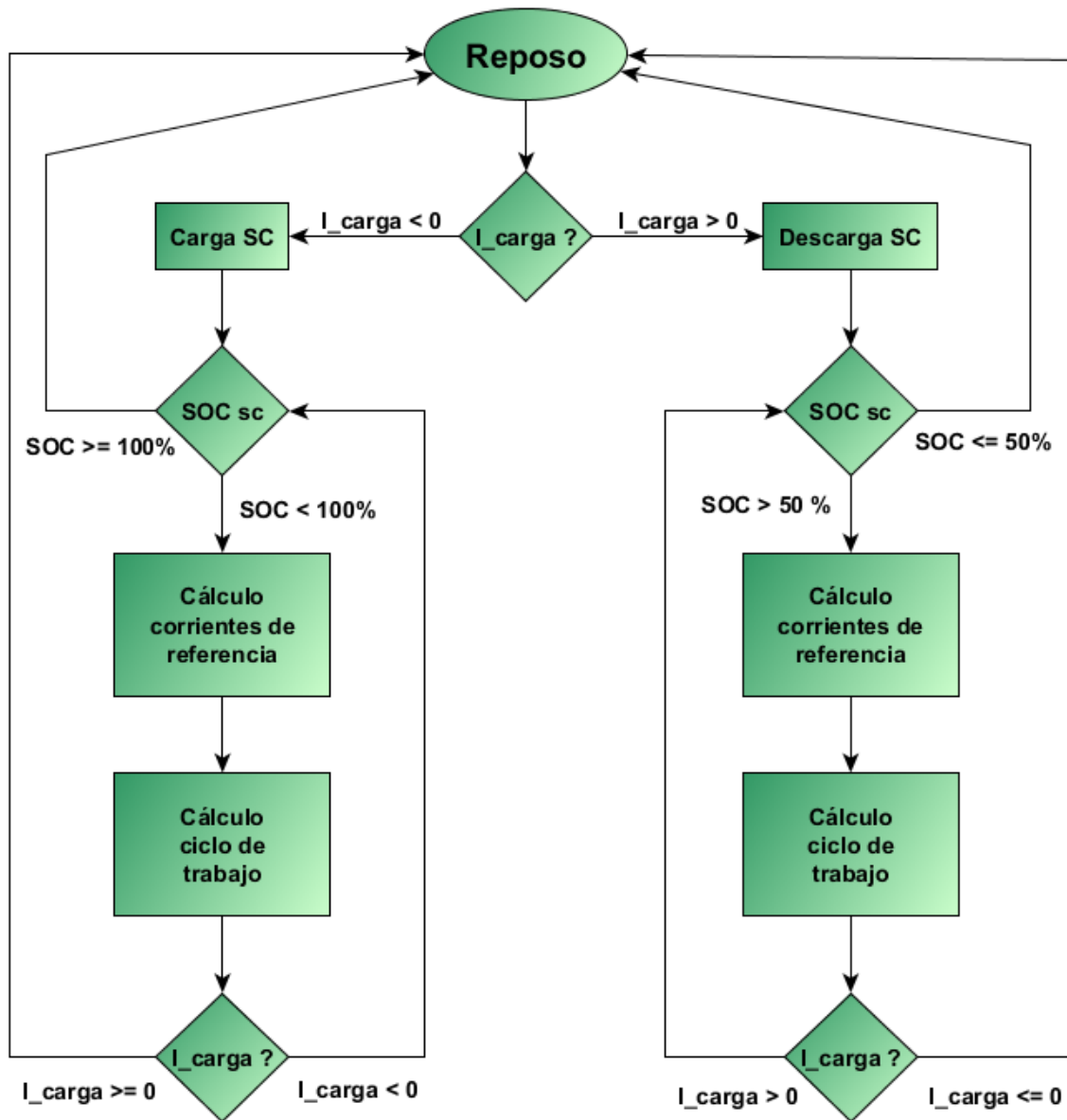


Figura 3.23. Diagrama de flujo del algoritmo de manejo de energía.

3.6 Simulación de la estrategia de control

Conforme a las ecuaciones desarrolladas anteriormente se realiza la simulación de la estrategia de control mostrada en la Figura 3.24 donde se muestra que con bloques de función de Matlab son programadas las ecuaciones para calcular las corrientes de referencia, después estas corrientes son utilizadas para la estimación del voltaje en los inductores, posteriormente son calculados los ciclos de trabajo en el bloque llamado “Calculo Alfa” donde además de programar las ecuaciones (3.34) y (3.35) se incluye un discriminador para determinar la señal

alfa activa dependiendo del signo de la corriente de carga. Las señales calculadas para los ciclos de trabajo son limitadas entre 0 y 1.

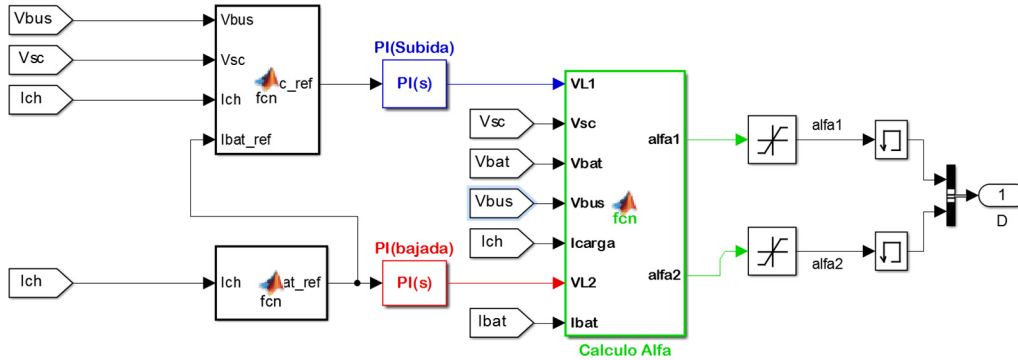


Figura 3.24. Diagrama de la simulación de la estrategia de control.

Al conectar el algoritmo de control al convertidor y aplicar el ciclo del manejo NEDC mostrado en Figura 3.25 es posible determinar de igual modo que en el capítulo anterior la autonomía del vehículo, además es posible observar como el SRE ayuda a disminuir los picos de corriente consumidos por la batería logrando una curva de descarga más suave y por lo tanto no se afecta el tiempo de vida útil de la misma.

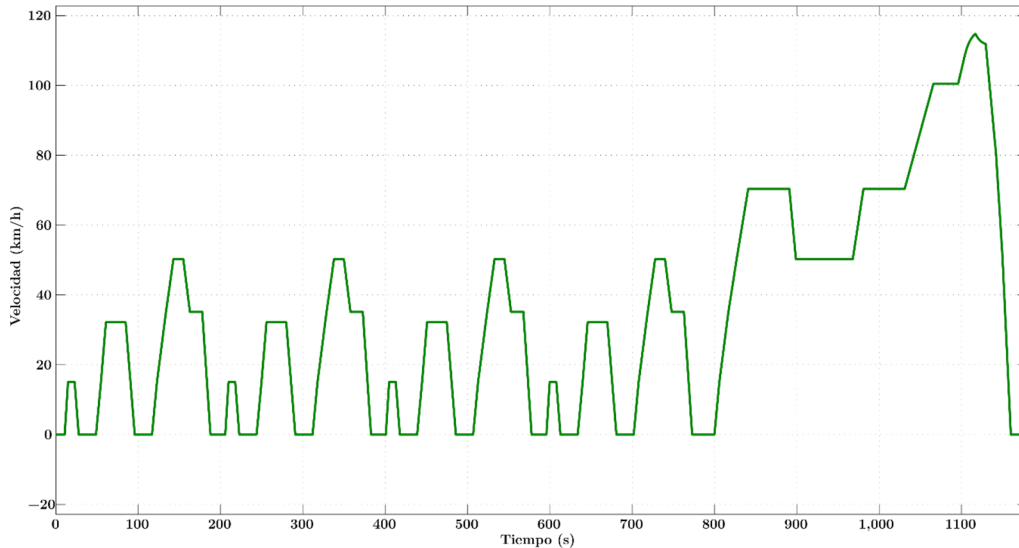


Figura 3.25. Ciclo de manejo NEDC utilizado en la simulación.

En la Figura 3.26 se muestra el comportamiento de la corriente en el punto donde se conecta el convertidor con el STE y la batería, la estrategia de control asegura que los picos de corriente sean absorbidos en su mayoría por el módulo SC de tal modo que la corriente consumida o devuelta al módulo de baterías sea mínima.

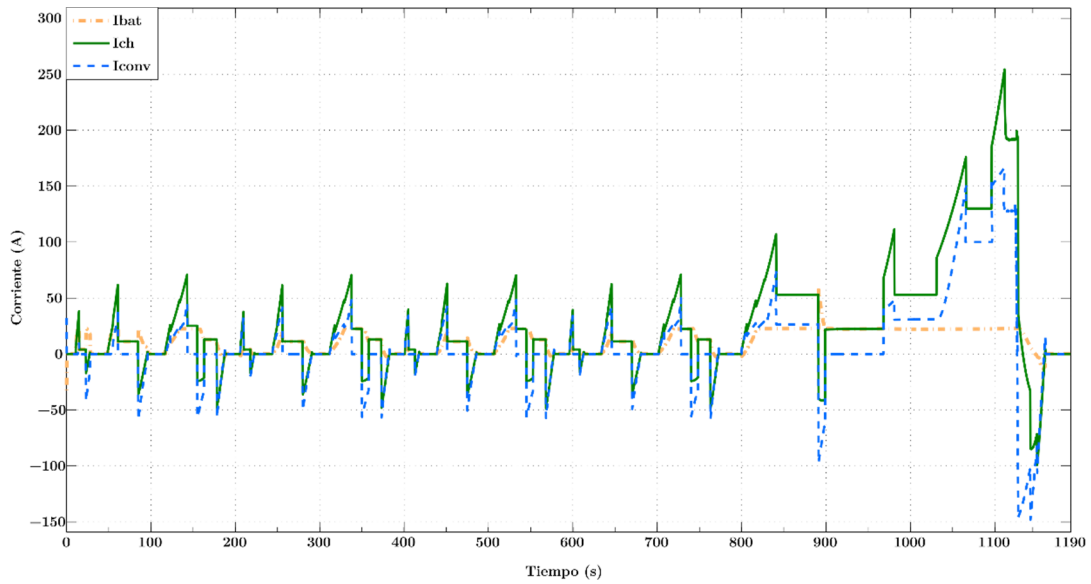


Figura 3.26. Corrientes en punto de conexión batería-convertidor-STE.

El estado de carga del módulo de supercapacitores es mostrado en la Figura 3.27 donde se observa la carga y descarga del SC, la velocidad de carga y descarga depende de la corriente absorbida por el convertidor, de tal modo que a mayor corriente el supercapacitor se cargara más rápido.

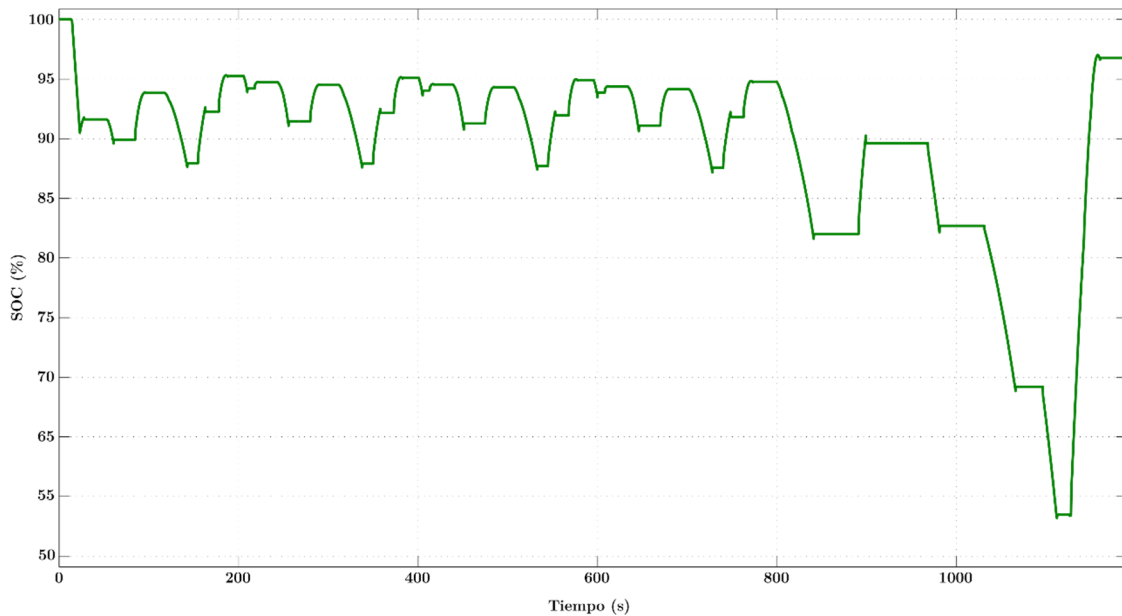


Figura 3.27. Estado de carga del módulo SC.

En la Figura 3.28 se observa el comportamiento del estado de carga del módulo de baterías, al observar detenidamente la imagen se puede apreciar que el comportamiento de descarga del módulo es más suave, esto se debe principalmente a que el SRE absorbe en su mayoría los

picos de corriente tanto en tracción como en generación con lo que se obtiene un aumento en la vida útil de la batería.

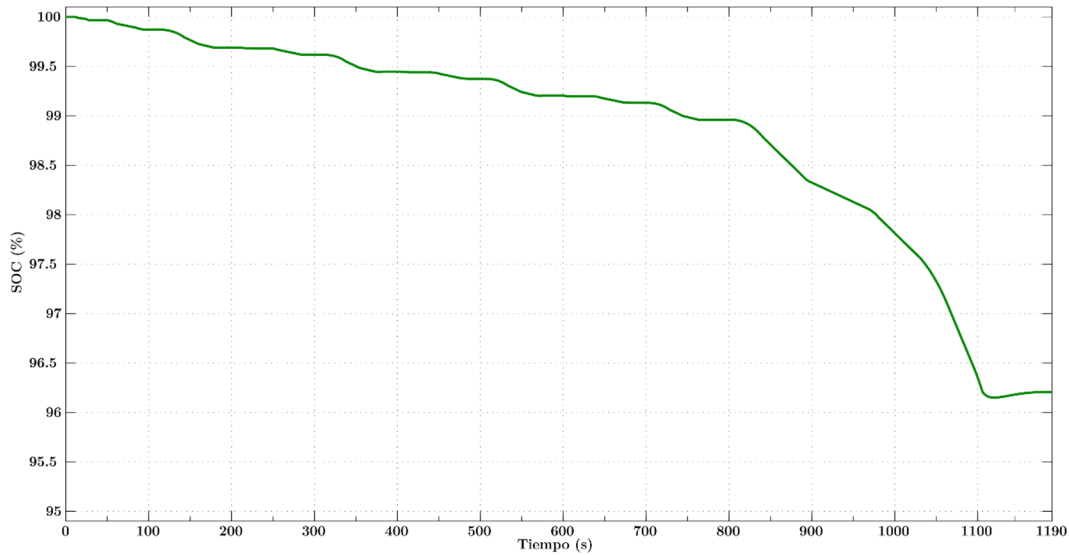


Figura 3.28. Estado de carga de la batería.

De igual modo que en el capítulo anterior es posible obtener la autonomía del vehículo funcionando con el SRE propuesto en este trabajo. Al realizar un ciclo completo del NEDC el vehículo consume un 3.8% de la energía disponible en la batería, puesto que en un ciclo del NEDC se recorren 11.022 km se tiene que la autonomía del vehículo usando un SRE es de unos 145.02 km. Al comparar la autonomía que se tiene al usar un SRE con la autonomía que tiene el vehículo únicamente utilizando el módulo de baterías como fuente de alimentación, se concluye que el uso de un SRE en este caso aumenta aproximadamente en un 23 % la autonomía del vehículo.

Capítulo 4

Verificación de la simulación mediante la técnica Hardware in the Loop

Verificación de la simulación mediante la técnica Hardware in the Loop

4.1 Introducción

En aplicaciones automotrices, debido a preocupaciones ambientales y energéticas los vehículos eléctricos han retomado fuerza como una alternativa para los vehículos basados en motores de combustión interna. Una consecuencia del desarrollo de vehículos eléctricos es la variedad de topologías que el tren de potencia puede adoptar, una visión general de estas topologías se presenta en [61]. Sin embargo, además de las atractivas características ambientales, todavía tienen que alcanzar logros competitivos en términos de alcance, costo, etc. Para lograr estos objetivos, un extenso trabajo se debe de hacer tanto en el desarrollo como en la prueba de sistemas electroquímicos (celdas de combustible, baterías y supercapacitores), controladores electrónicos, electrónica de potencia y control. El diseño de algunos de estos subsistemas podría beneficiarse de las herramientas adecuadas para reducir los costos de desarrollo, esta cuestión es especialmente relevante, por ejemplo, durante el diseño de la etapa de electrónica de potencia. Estas herramientas de diseño pueden clasificarse en tres grupos: simulación numérica pura, plataformas de hardware puros o sistemas de simulación basados en hardware-in-the-loop (HIL).

La simulación pura es el enfoque más rentable; sin embargo, los modelos y las simulaciones que se llevan a cabo son una mera aproximación del sistema real, la exactitud de las conclusiones se basa en gran medida en la exactitud y validez de los modelos numéricos usados en la simulación. Por otra parte, con hardware puro puede obtenerse un comportamiento realista de los dispositivos involucrados [62]. Sin embargo, este enfoque presenta algunas desventajas que no pueden ser ignoradas, tales como los altos costos de los elementos sometidos a prueba, los requisitos de infraestructura y de seguridad y la complejidad asociada a la realización de pruebas cuando un número elevado de elementos se ven involucrados.

Una solución intermedia entre los dos enfoques anteriores es la simulación de hardware-in-the-loop (HIL), en el que uno o varios dispositivos del sistema son usados en lugar de sus modelos simulados. Dependiendo de la naturaleza de las variables que interactúan entre los elementos simulados y físicos, la simulación HIL puede clasificarse como nivel de señal, nivel de potencia o nivel mecánico como es descrito por Bouscayrol en [63]. Los niveles de potencia y mecánico son utilizados para la simulación de sistemas de energía híbridos en vehículos eléctricos, ya que los dispositivos involucrados son elementos de potencia, siendo estos baterías, celdas de combustible, supercapacitores, convertidores de potencia y máquinas eléctricas.

El banco de pruebas HIL a presentarse incluye la simulación dinámica del auto, las máquinas de imanes permanentes y controladores de potencia utilizados en el STE, dicha simulación

tiene como meta el construir una plataforma en la cual puedan probarse diferentes técnicas de control de velocidad en motores y al mismo tiempo experimentar con técnicas modernas para la optimización de dichos métodos de control.

4.2 Características del sistema dSPACE

El banco de pruebas basado en HIL a diseñarse puede dividirse en dos partes; la primera es la etapa de la simulación HIL que en este caso se compone por los dos accionamientos eléctricos y el módulo de baterías estos componentes conforman el Sistema de Tracción Eléctrica (STE) del auto, además de estos bloques el sistema HIL incluye la dinámica del auto, los modelos utilizados en el HIL han sido desarrollados en las secciones anteriores. La segunda etapa del banco de prueba está conformada por una etapa de acondicionamiento de señal que se encarga de interconectar el sistema de control con la simulación HIL, el sistema de control que se propone se basa en CompactRIO (Ver Figura 4.1).

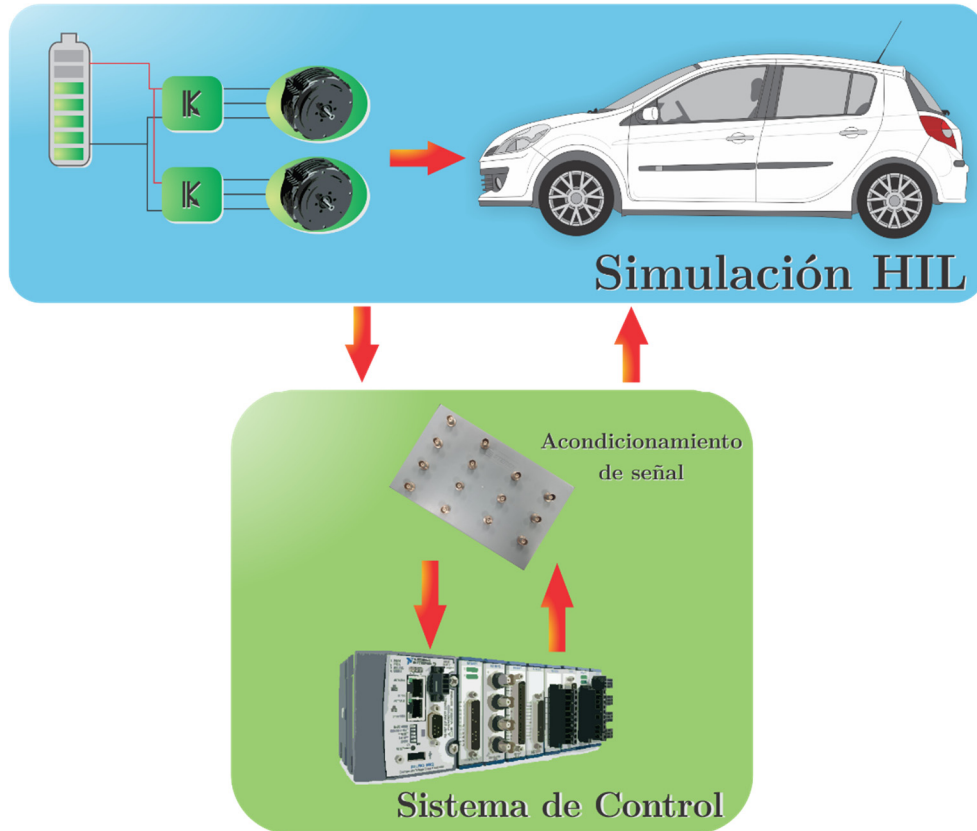


Figura 4.1. Diagrama a bloques del banco de pruebas basado en HIL.

En la realización del presente trabajo se utiliza el módulo PPC DS1103 de dSPACE® en donde se programa el comportamiento del STE incorporando la dinámica del automóvil en tiempo real, debido a su flexibilidad de uso permite introducir las simulaciones desarrolladas en

Matlab-Simulink® mismas que son traducidas a lenguaje máquina una vez que se construye el proyecto necesario.

En este caso se utilizan los modelos desarrollados para el STE y la dinámica del auto desarrollados en capítulos anteriores con sus respectivas modificaciones para obtener y generar las señales necesarias en tiempo real.

4.2.1 Descripción general de la tarjeta DS1103

La tarjeta PPC DS1103 específicamente diseñada para desarrollar controladores digitales multivariables y simulaciones en tiempo real, es un sistema de control en tiempo real basado en el procesador de potencia 750GX. Para propósitos avanzados de entradas y salidas, la tarjeta incluye un subsistema esclavo basado en el microcontrolador de Texas Instruments TMS320F240 (Figura 4.2).

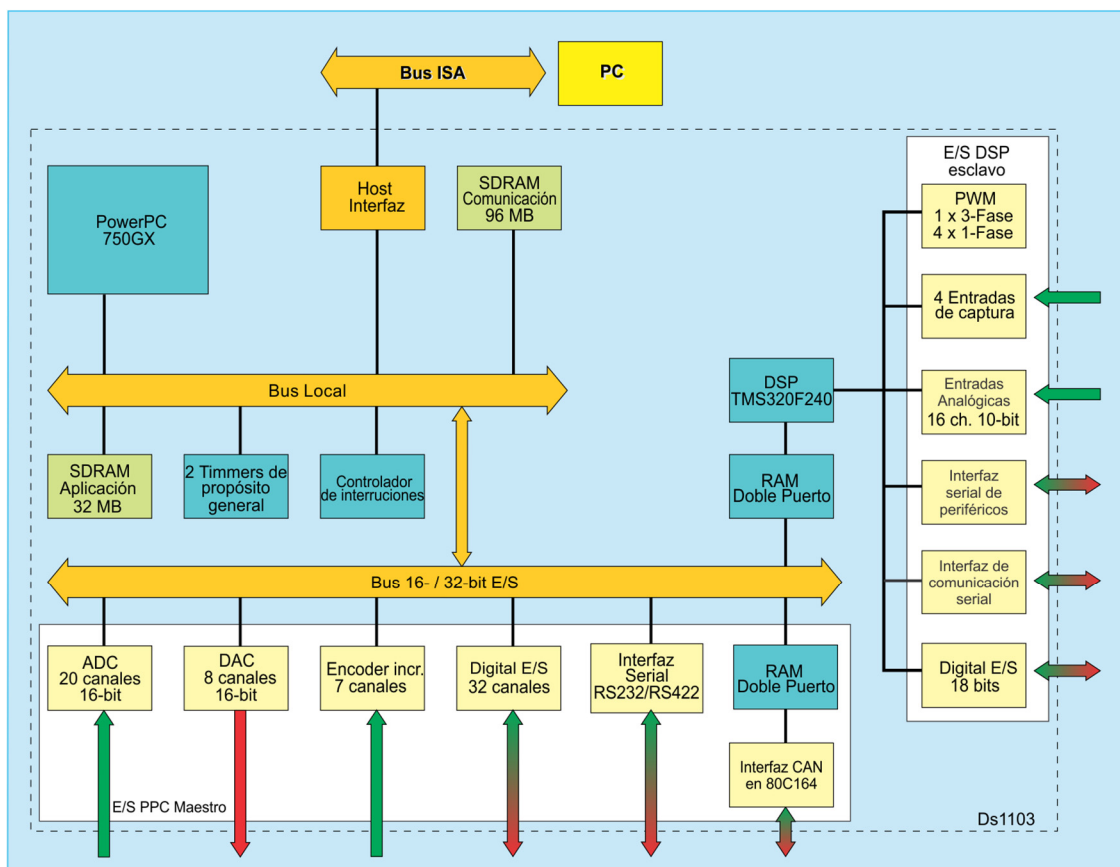


Figura 4.2. Diagrama a bloques de la tarjeta DS1103.

La programación del PPC DS1103 puede ir desde lo más sencillo hasta lo más complejo ya que cuenta con un traductor interno que automáticamente realiza la conversión del lenguaje de programación utilizado a lenguaje de máquina, siendo su microprocesador de potencia lo que permite que un número muy grande operaciones puedan ser realizadas a una velocidad de

1GHz ya que cuenta con dos temporizadores de propósito general, un control de interrupciones y una memoria SDRAM de 32 MB conectados al bus local que se encarga de comunicar las entradas y salidas del procesador de potencia con el bus global, donde a través de una interfaz de administración llega a la tarjeta haciendo uso del puerto de comunicación ISA de una PC.

Las entradas con las que cuenta la tarjeta para la adquisición de datos tanto por parte del procesador de potencia como por el DSP esclavo se muestran en la Tabla 4-1.

Tabla 4-1. Lista de Entradas/Salidas del PPC-DS1103.

| PPC 750GX | DSP TMS320F240 |
|---|---|
| Interfaz CAN | 1 salida PWM trifásico o 4 PWM monofásicos |
| Interfaz serial RS232/RS422 | 4 entradas de captura |
| 32 canales de E/S digitales | 16 canales DAC de 10 bits |
| 7 canales de Encoder Incremental | Interfaz serial |
| 16 canales DAC multiplexados | 16 bits E/S digitales |
| 4 canales DAC no multiplexados | |
| 8 canales ADC de 16 bits | |

.5

4.2.2 Conexión entre la tarjeta DS1103 y la interfaz de potencia

Para tener acceso a las entradas y salidas de la tarjeta DS1103, es necesario el uso de un panel de conexiones para simplificar así el uso de las mismas, para ello se utiliza el panel compatible CP1103 de dSPACE® el cual se muestra con detalle en el anexo A1.

En este trabajo de tesis se utilizan 8 canales ADC de 16 bits con los cuales se envían las señales de corriente, velocidad del rotor y posición del rotor de cada uno de los motores hacia el control; de igual forma se utilizan 6 canales DAC como las señales de control de los inversores.

Puesto que la suma de las corrientes que pasan por las terminales del panel no debe exceder 1.5 A se diseña una caja de conexiones basada en seguidores de voltaje, con lo cual se aísla la señal obtenida del dSPACE de la carga, haciendo que la corriente que se solicita sea suministrada por una fuente exterior. El diseño y construcción de esta caja de conexión se muestra en el anexo A1.

4.2.3 Descripción del software

El software que se requiere para el uso de la tarjeta DS1103 es el dSPACE® ControlDesk, el cual sirve como interfaz gráfica para administrar las aplicaciones desarrolladas. Por medio de esta plataforma se pueden generar y poner en marcha los proyectos generados en Matlab-Simulink®, en donde se integran distintas características del dSPACE tales como son:

- **RTI o RTI-MP** Interfaz entre Simulink y la tarjeta dSPACE, la interfaz de tiempo real puede ser usada para construir código en tiempo real y para descargar y ejecutar este código en el hardware de dSPACE.
- **MLIB/MTRACE** Son bibliotecas de interfaz Matlab®-dSPACE®, estas librerías permiten acceso directo al hardware en tiempo real del dSPACE® desde el ambiente de trabajo de Matlab®.
- **ControlDesk** Ofrece una variedad de instrumentos virtuales para construir y configurar paneles de instrumentación, proveyendo de funciones para realizar estudios de parámetros por medio de un editor de parámetros y funciones.
- **AutomationDesk** Ofrece un ambiente de automatización con un editor de secuencias gráfico altamente eficiente.

4.3 Simulación HIL

Con la ayuda Matlab-Simulink® se programa la simulación del sistema de tracción eléctrica del vehículo, esta simulación se describe en el capítulo 2. A diferencia de la simulación abordada con anterioridad se precisa de realizar unos cambios para que la misma pueda ser ejecutada en tiempo real, primero es necesario determinar las entradas y las salidas del sistema HIL, de tal forma que al compilar la simulación la tarjeta sea capaz de enviar y recibir señales por los puertos configurados, en la Tabla 4-2 se listan las señales E/S del sistema y de igual modo se mencionan los puertos que ocuparán en el panel de conexiones.

Tabla 4-2. Señales de Entrada/Salida de la simulación HIL.

| Señal | Tipo | Descripción | Terminal CP1103 |
|---------------|---------|------------------------------------|-----------------|
| M1-Ia | Salida | Corriente en la fase a del motor 1 | DACH1 |
| M1-Ib | Salida | Corriente en la fase b del motor 1 | DACH2 |
| M1-wm | Salida | Velocidad del motor (RPM) | DACH3 |
| M1-Pos | Salida | Posición del rotor del motor 2 | DACH4 |
| M2-Ia | Salida | Corriente en la fase a del motor 2 | DACH1 |
| M2-Ib | Salida | Corriente en la fase b del motor 2 | DACH2 |
| M2-wm | Salida | Velocidad del motor 2 (RPM) | DACH3 |
| M2-Pos | Salida | Posición del rotor del motor 2 | DACH4 |
| da1 | Entrada | Señal de control a inversor 1 | ADCH1 |
| db1 | Entrada | Señal de control b inversor 1 | ADCH2 |
| dc1 | Entrada | Señal de control c inversor 1 | ADCH3 |
| da2 | Entrada | Señal de control a inversor 2 | ADCH5 |
| db2 | Entrada | Señal de control b inversor 2 | ADCH6 |
| dc2 | Entrada | Señal de control c inversor 2 | ADCH7 |

Las señales de salida son enviadas a través de la caja de conexiones al CompactRIO® donde se ejecuta el algoritmo de control de campo orientado, de igual modo el sistema de control envía de regreso al dSPACE® las señales de control para cada inversor. Además las señales de entrada y salida deben tener una amplitud máxima de ± 10 V físicamente, aunque en Matlab® estas señales tendrán una amplitud de ± 1 por lo que es necesario atenuar o amplificar las señales multiplicándolas por una ganancia que dependerá de los niveles máximos y mínimos de cada señal.

4.3.1 Panel de instrumentación virtual ControlDesk®

Puesto que la simulación corresponde al STE incorporada a la dinámica del automóvil, se implementa un panel de instrumentación virtual en ControlDesk® que imita la apariencia del tablero de un vehículo. Este panel se observa en la Figura 4.3, donde se aprecian los indicadores para la velocidad de cada uno de los motores, el velocímetro del automóvil, el nivel de voltaje en las baterías y el estado de carga de las mismas.

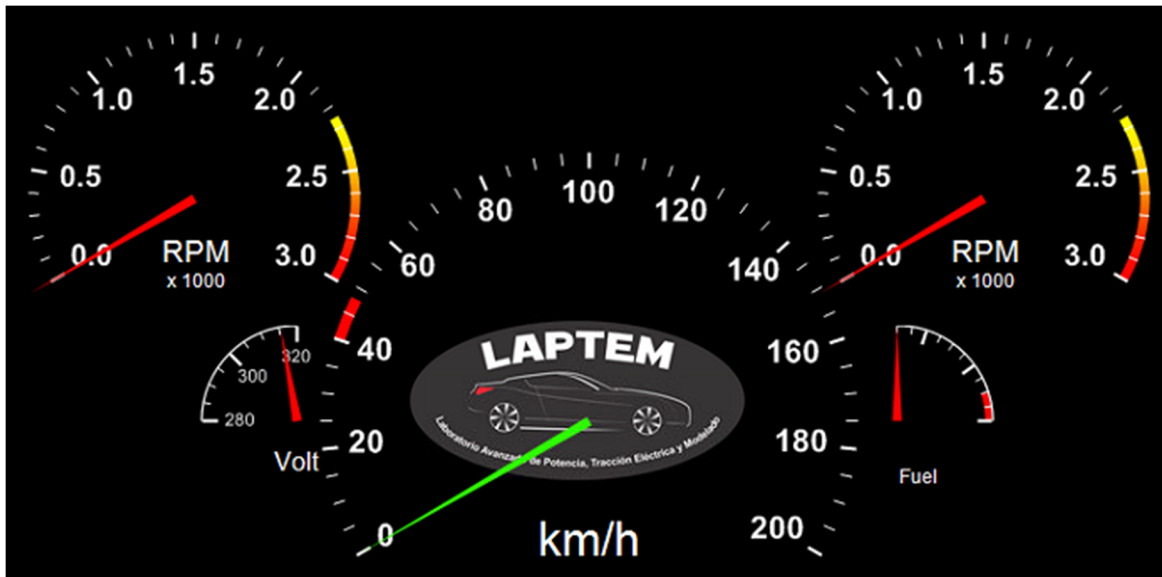


Figura 4.3. Panel de instrumentación virtual realizado en ControlDesk®.

Los indicadores son conectados a las diferentes señales con las que cuenta el modelo de Simulink®, de tal forma es posible observar mediante este panel el estado de las señales en tiempo real; es importante configurar de manera correcta las características de las señales a interconectar, debido a que es necesario establecer tanto los rangos máximos y mínimos que pueden tomar dichas variables. Por medio del panel de propiedades se tiene la opción de amplificar o atenuar las señales para ajustarlas a los valores disponibles en los indicadores de tal modo que es posible asegurar la correcta visualización de los niveles de cada variable en cuestión.

4.4 Características de sistema embebido CompactRIO®

Para hacer más fácil los procesos National Instruments® desarrolló CompactRIO®, un sistema embebido de bajo costo, robusto y de altas prestaciones. El CompactRIO® se basa en la nueva tecnología de Entradas/Salidas reconfigurables (RIO por sus siglas en inglés), su funcionalidad básica es proporcionada por una FPGA programable por el usuario. Se puede acceder y configurar la FPGA usando el software de desarrollo gráfico LabVIEW® de NI®.

4.4.1 Arquitectura CompactRIO®

La arquitectura CompactRIO® se compone de tres partes principales (Figura 4.4):

1. El controlador de tiempo real embebido.
2. El chasis embebido reconfigurable que contiene la FPGA.
3. Los módulos E/S intercambiables.

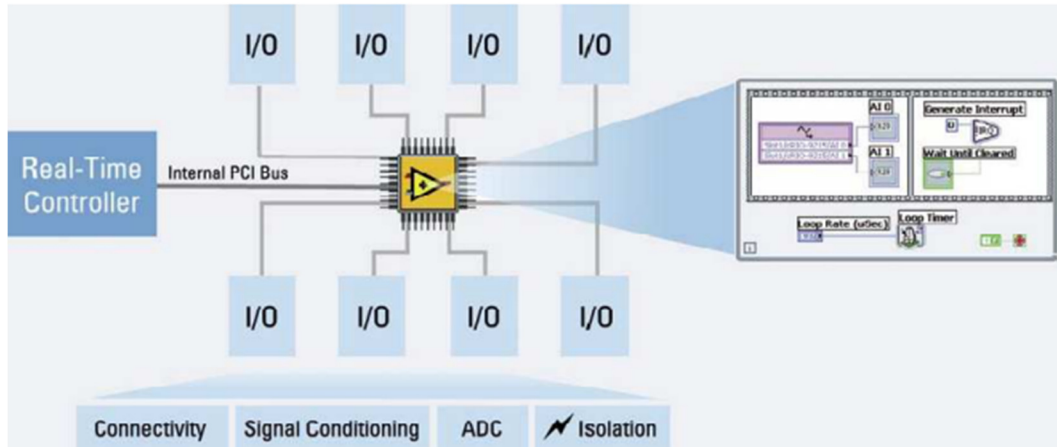


Figura 4.4. Arquitectura del CompactRIO®.

Gracias a la conexión directa entre los módulos de E/S y la FPGA se puede integrar perfectamente la sincronización y el disparo entre los módulos de E/S a través de la FPGA y obtener un alto nivel de flexibilidad del sistema.

4.4.1.1 El controlador de tiempo real

El controlador embebido de tiempo real CompactRIO® incorpora un procesador industrial Freescale® MPC5200 de 400 MHz que ejecuta las aplicaciones de LabVIEW Real-Time® de forma fiable.

Se puede elegir entre miles de funciones incorporadas de LabVIEW® para construir un sistema embebido multi-hilo para control, análisis, registro de datos y comunicación en tiempo real. Solo hay que desarrollar el código de la aplicación de tiempo real para después descargar la aplicación que se ejecutará en el controlador de tiempo real, el cual contiene un sistema

operativo embebido. El controlador de tiempo real dispone de un puerto Ethernet de 10/100 Mb/s para los programas de comunicación a través de red.

4.4.1.2 El chasis embebido reconfigurable que contiene la FPGA

El chasis reconfigurable es el corazón de los sistemas embebidas de CompactRIO®, contiene el núcleo RIO FPGA. El chip RIO FPGA se conecta a los módulos de E/S, proporcionado un acceso directo a cada módulo para un control preciso y una flexibilidad sin límites de la temporización, disparo y sincronización.

4.4.1.3 Los módulos de E/S intercambiables en caliente

Cada módulo de E/S de la serie C de NI® contiene una función de acondicionamiento de señales incorporado y un borne de conexión de presión por tornillo, un borne de conexión de precisión por resorte, BNC o conectores D-Sub. Existen diferentes tipos de E/S entre las que se incluyen Entradas para termopares, entradas para acelerómetros, entradas para células de carga y de deformación, entradas analógicas de hasta ± 60 V, salidas analógicas hasta ± 10 V, E/S digitales industriales de 12/24/48 V con un consumo de corriente de hasta 1A y E/S digitales de 5V/TTL para encoders, contadores/temporizadores y generadores de pulsos.

Para fines de esta tesis se utiliza el módulo de entradas analógicas NI 9205 y el módulo de salidas analógicas NI 9264; los dos módulos soportan señales de ± 10 V y 16 bits, las características de estos módulos se presentan en el anexo A2.

4.5 Programación del control de campo orientado en LabVIEW®

El algoritmo de control de campo orientado a programar es el que ha sido desarrollado en el capítulo 2, para lograr que este algoritmo funcione en el sistema CompactRIO® se traduce al lenguaje de programación gráfico LabVIEW®. En la Figura 4.5 se muestra el algoritmo de control ya programado en LabVIEW®, este algoritmo consta de tres módulos PID con los cuales es posible controlar velocidad, par y flujo del motor, como valores para las ganancias de los controladores se utilizan las obtenidas en el capítulo 2.

De igual modo es necesario utilizar la transformación de Clark y Park para facilitar el trabajo de procesamiento en el FPGA. Las transformaciones son programadas en sub-VI's con la finalidad de obtener un esquema más organizado, para la programación de dichas transformaciones se utilizan las ecuaciones desarrolladas en capítulos anteriores.

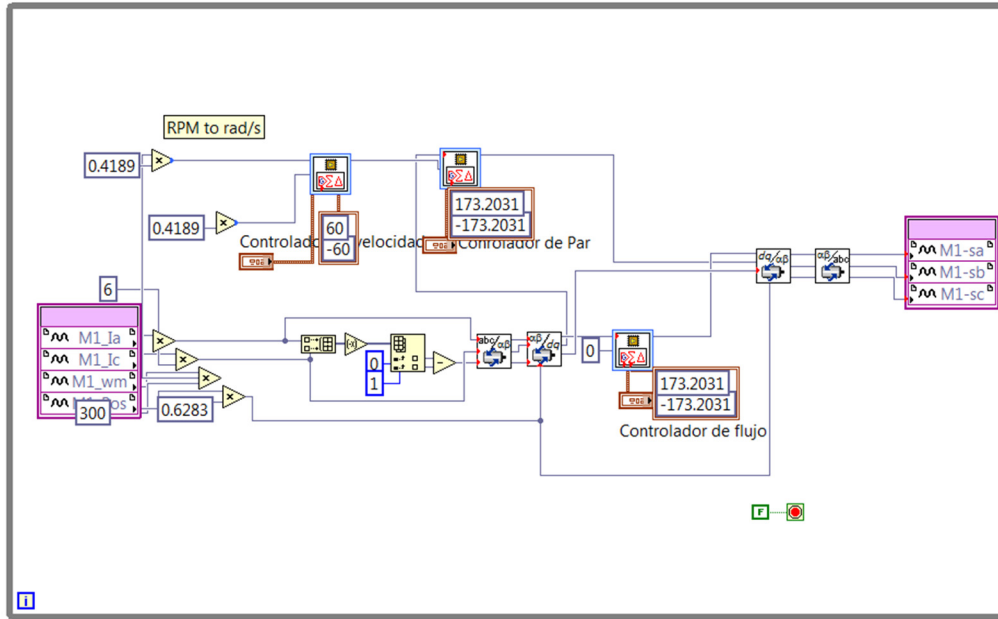


Figura 4.5. Algoritmo de control de campo orientado programado en LabVIEW®.

En la Figura 4.6 se muestra el panel de instrumentación virtual desarrollado para el control de campo orientado, este panel se encuentra conformado por 3 bloques en los que pueden ingresarse las ganancias de los controladores de velocidad, par y flujo respectivamente.

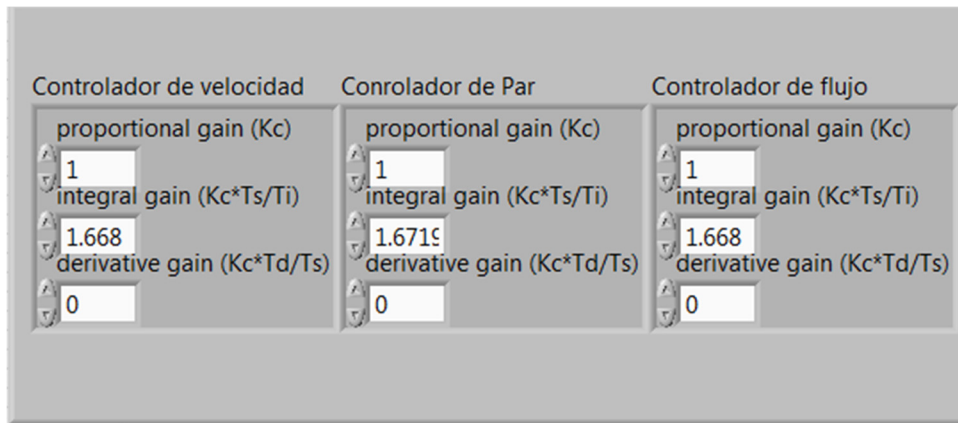


Figura 4.6. Panel de instrumentación virtual del algoritmo de control de campo orientado.

4.6 Resultados de la simulación HIL

Una vez teniendo la simulación HIL programada en el sistema dSPACE® y el algoritmo de control de campo orientado ejecutándose en el sistema embebido CompactRIO® se realiza la interconexión de ambos sistemas de tiempo real para así observar el comportamiento del control y determinar así el tiempo de respuesta del sistema de control. La interconexión se realiza por medio de una caja de conexiones diseñada específicamente para esta aplicación, en la Figura 4.7 se muestra la conexión de ambos sistemas de tiempo real.

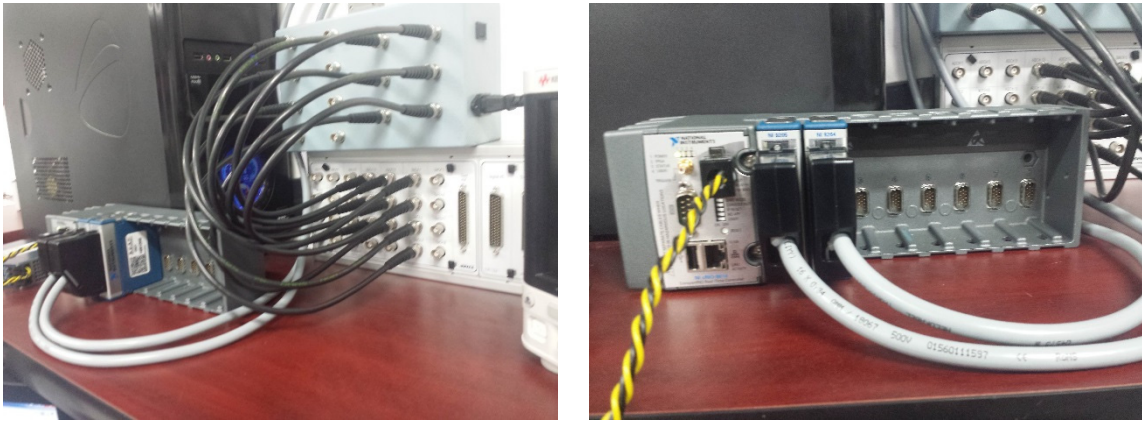


Figura 4.7. Conexión entre la tarjeta dSPACE® y CompactRIO®.

Al tener interconectados los sistemas y observando que ambos envían y reciben señales sin ningún problema, es posible iniciar la simulación HIL con lo cual el dSPACE® ejecuta la simulación del auto, haciendo que los indicadores tomen lectura de las señales adecuadas con lo que se puede decir que la simulación se encuentra a la espera de las señales de control.

En la Figura 4.8 se muestran las señales de control enviadas a los inversores, además se cuenta con unos indicadores en los que se monitorea el par electromagnético generado por cada uno de los motores, como es de esperarse el par generado debe de ser el mismo, puesto que en este control no se ha implementado ningún diferencial electrónico y ambos motores giran a la misma velocidad, el par nominal de los motores utilizados en el STE es de 40 Nm, este par es el necesario para mantener constante la velocidad en los motores.

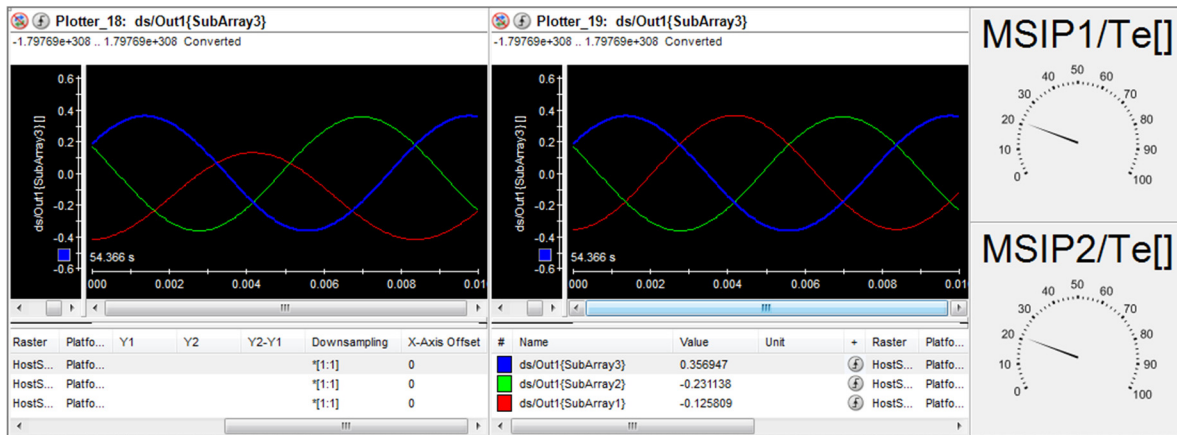


Figura 4.8. Señales de control enviadas a los inversores y medidores del par de los motores.

En la Figura 4.9 observamos el panel de instrumentación virtual con el cuál se envía la señal de velocidad de referencia al controlador de velocidad, de igual forma se puede monitorear el nivel de corriente en las 3 fases del motor, la velocidad actual del rotor dada en RPM y la posición angular que se encuentra entre 0 y 2π . De igual forma se observa que la corriente se encuentra dentro de los parámetros nominales del motor, que para este caso es de 60A.

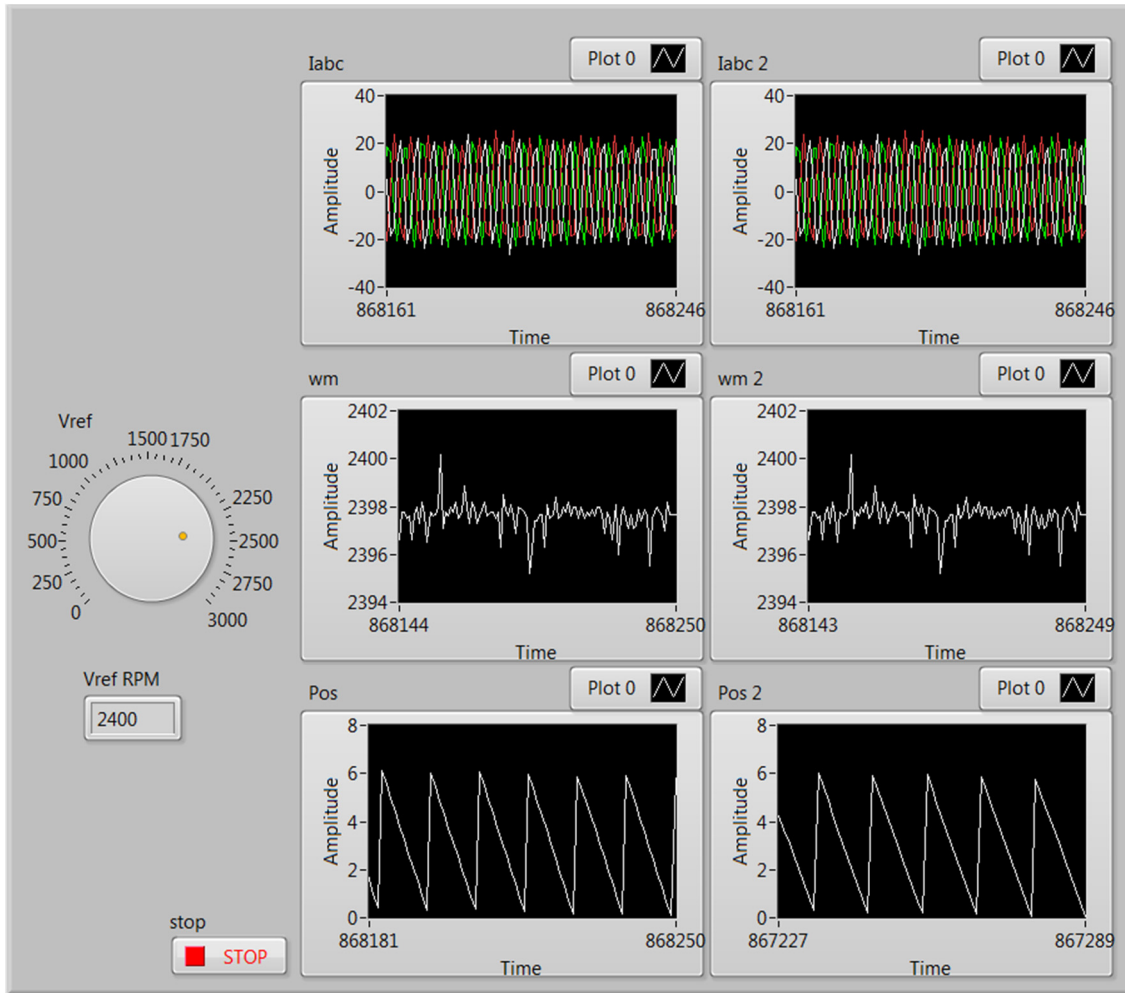


Figura 4.9. Panel de mediciones del algoritmo de control.

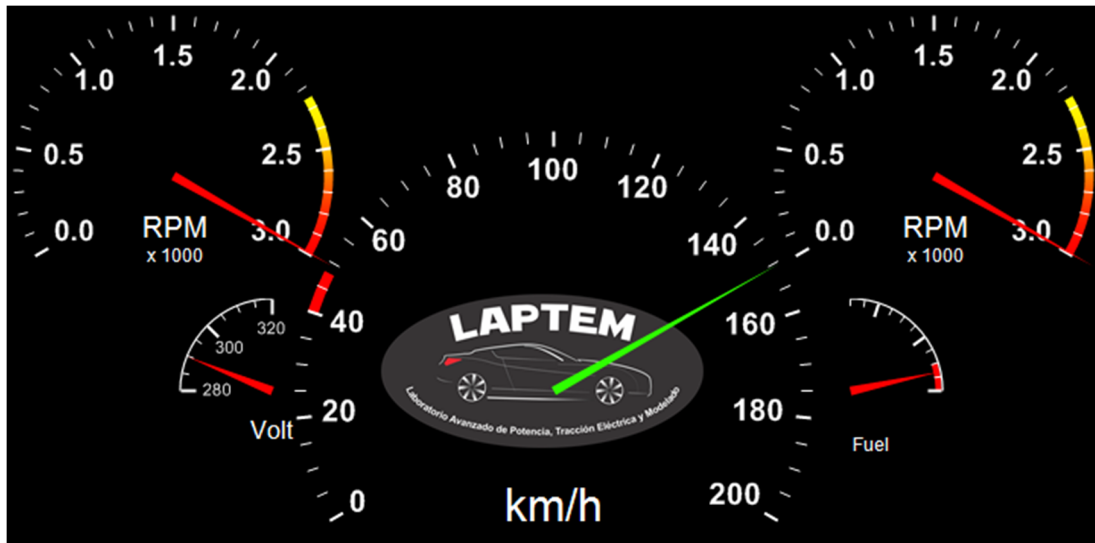


Figura 4.10. Tablero virtual de automóvil con velocidad máxima.

En la Figura 4.10 se muestra el tablero virtual del vehículo en el cual se observa la velocidad máxima del auto, en este caso 150 km/h, esta velocidad se alcanza cuando los motores se encuentran a 3000 RPM; también es posible apreciar que el indicador de voltaje en las baterías se encuentra en 290 V esto se debe a la corriente que exigen los motores para mantener constante la velocidad; el indicador de estado de carga de la batería se posiciona sobre la banda roja, indicando así que el nivel de carga de la batería es muy bajo, por lo que será necesario una recarga pronto. Estos resultados de estado de carga y voltaje se dan después de tener el auto a máxima velocidad durante una hora de simulación aproximadamente.

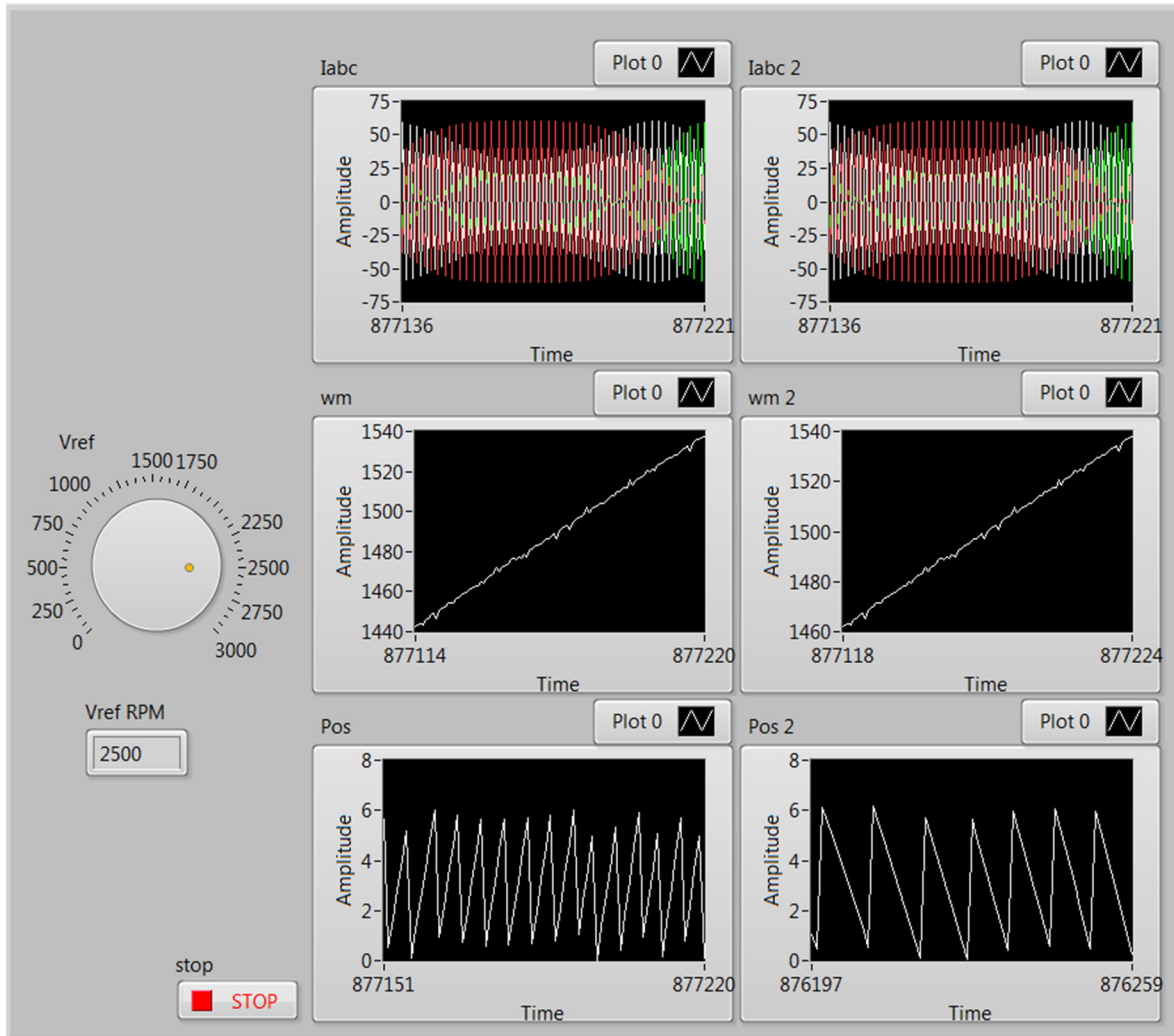


Figura 4.11. Medición de variables durante el cambio de velocidad de referencia.

Al realizar un cambio en la velocidad de referencia del motor, se espera ver como las señales de corriente de fase en las terminales del motor cambian durante el tiempo en el que se tarda para alcanzar la velocidad establecida con anterioridad, esto se debe a que el motor demanda mayor corriente durante la etapa de aceleración. En la Figura 4.11 se observa este efecto, además se aprecia que la velocidad de referencia del motor ha sido configurada a 2500 RPM,

la velocidad real en ambos motores es de 1540 RPM por lo que la corriente consumida por el motor aumenta ya que el controlador trata de llegar a la velocidad planteada.

Durante una etapa de cambio en la velocidad, las señales de control también se modifican de acuerdo a la velocidad actual del motor, en este caso en la Figura 4.12 se observa un aumento en la amplitud de las señales de control, las cuales se encuentran al máximo puesto que el controlador hace que a la salida del inversor aumente la corriente para aumentar la velocidad del motor; de igual modo se observa que el par generado aumenta debido a la aceleración del motor.

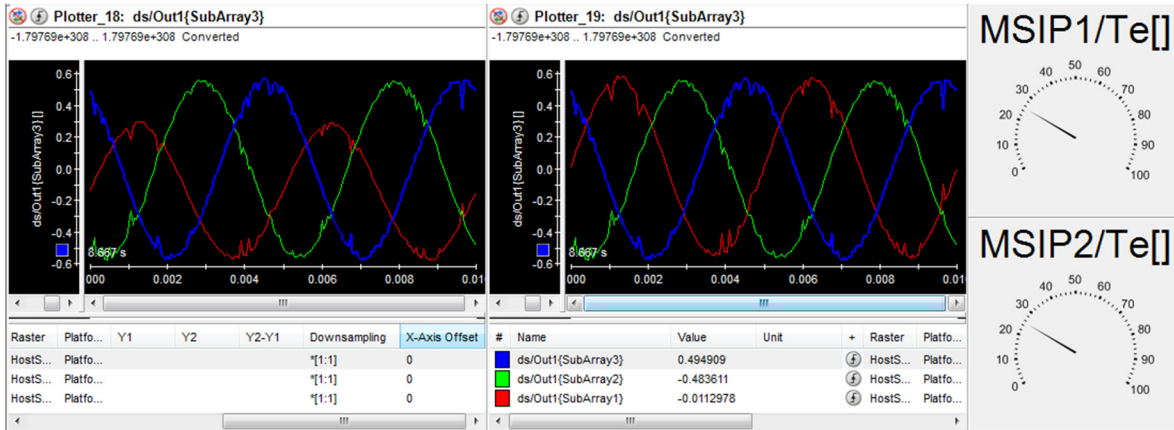


Figura 4.12. Señales de control durante un cambio de velocidad.

En la Figura 4.13 se muestra el tablero virtual del auto donde se observa un cambio de velocidad comprándolo con la Figura 4.10, se puede apreciar que la velocidad de los motores en el momento de la captura es de 1200 RPM con lo que el auto se desplaza a una velocidad de 60 km/h.



Figura 4.13. Tablero virtual mostrando un cambio de velocidad.

El sistema de control implementado en CompactRIO® funciona de manera fluida como se esperaba no se encuentra ningún inconveniente al implementar el algoritmo de control. Comparando los resultados de la simulación HIL con la simulación realizada en Simulink® se tiene entonces que el tiempo de aceleración de cero a velocidad máxima es de 30 segundos en el sistema HIL mientras que en la simulación de Matlab® es de 18 segundos, se propone como trabajo futuro la mejora del banco de pruebas HIL con ayuda de la implementación del ciclo de manejo utilizado en este trabajo.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

El desarrollo de vehículos eléctricos es un concepto incipiente en México. En este trabajo se simuló dinámicamente un vehículo eléctrico basado en baterías y supercapacitores. Para ello se desarrolló el modelo dinámico de un vehículo eléctrico que usa dos máquinas síncronas de imanes permanentes de flujo axial (MSIPFA) accionadas mediante un control de campo orientado para cada máquina. Para hacer posible el intercambio de energía entre la batería y el módulo supercapacitor se precisó del diseño y simulación de un convertidor CD-CD bidireccional interleaved de dos fases, el cual permite el flujo de energía de manera bidireccional durante los diferentes modos de tracción y frenado del auto. El convertidor interleaved propuesto trabajó en sus dos diferentes modos de operación (reductor y elevador) ya que el voltaje de los supercapacitores nunca sobrepasa el nivel del bus de CD. La cantidad de energía que las máquinas del auto demandan o devuelven hacia el bus de CD depende del par electromagnético desarrollado por las mismas. Se utiliza la técnica de control del modelo inverso del convertidor para el cálculo de los ciclos de trabajo de los interruptores que conforman el convertidor, de igual manera se emplea un algoritmo de manejo de energía para el cálculo de las corrientes de referencia de la batería y los supercapacitores. Este control permitió que el módulo de supercapacitores trabaje de forma dinámica (carga/descarga) logrando que el voltaje del bus se mantenga constante, con esto se disminuyen los ciclos de carga/descarga de la batería, esto último a su vez repercute directamente en el aumento del ciclo de vida útil de la batería principal, con los resultados obtenidos se estima que el aumento equivale a un año más de uso, estos resultados se deben al ahorro del 20% de consumo energético que se obtiene al implementar un SRE basado en supercapacitores. Al realizar la simulación HIL del sistema de tracción eléctrica del automóvil se comprueba el funcionamiento del algoritmo de control de campo orientado para los motores, con lo que se puede depurar posibles errores en el algoritmo y determinar el tiempo de respuesta del sistema de control.

Las simulaciones obtenidas a lo largo del desarrollo de este trabajo sirven como una herramienta de ayuda en el proceso de diseño de vehículos eléctricos. Al realizar la simulación dinámica de la mayoría de elementos implícitos en el sistema eléctrico del auto es posible obtener como resultado no solo el comportamiento de cada uno de estos elementos, sino también la factibilidad del uso de estos en el producto final. Teniendo como resultado una plataforma en la cual es posible al modificar los parámetros de diseño del auto obtener resultados de manera gráfica sobre el consumo energético, velocidad máxima del auto y autonomía del mismo.

5.2 Trabajos futuros

A lo largo de este trabajo de tesis se obtuvieron diferentes sistemas de simulación funcionales, estas simulaciones dan una idea más exacta en el comportamiento de los diferentes sistemas

eléctricos necesarios en un VE, gracias al sistema HIL en el cual se simulan los elementos del sistema de tracción del vehículo se podrá trabajar en el mejoramiento de los algoritmos de control de máquinas de imanes permanentes, se propone trabajar en trabajos posteriores en el mejoramiento de la eficiencia del motor al utilizar el control de flujo del control de campo orientado. Además, se pretende mejorar la simulación HIL con ayuda de la implementación de un ciclo de manejo como el utilizado en este trabajo.

De igual modo se propone trabajar en la optimización del algoritmo de control basado en CompatRIO® de tal modo que se logre no solo controlar de manera correcta los motores, sino que también se utilice la menor cantidad de recursos disponibles en el FPGA del controlador de National Instruments®.

Bibliografía

Bibliografía

- [1] M. E. Ortúzar, «Design, implementation and evaluation of an auxiliary energy system for electric vehicles, based on ultracapacitors and buck-boost converter,» julio, 2015.
- [2] S. E. Gay, A. Emadi, M. Ehsani y Y. Gao, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design*, Estados Unidos: CRC Press, 2005.
- [3] C. Paine, Dirección, *Who killed the electric car?*. [Película]. EE.UU.: Sony pictures classics release, 2006.
- [4] C. E. Ministerial, E. V. Iniciative y I. E. Agency, «Global EV outlook: Understanding the Electric Vehicle Landscape to 2020,» International Energy Agency, abril 2013.
- [5] S. S. Williamson, A. Choudhury y P. Pillay, «Comparative analysis between two-level and three-level DC/AC electric vehicle traction inverters using a novel DC-link voltage balancing algorithm,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. PP, n^o 99, p. 1, 2013.
- [6] I. Omrane, W. Dib, E. Etien y O. Bachelier, «Sensorless control of PMSM based on a nonlinear observer and a high-frequency signal injection for automotive applications,» *Industrial Electronics Society, IECON*, pp. 3130-3135, noviembre, 2013.
- [7] U. V. Patil, H. M. Suryawanshi y M. M. Renge, «Performance comparison of DTC and FOC induction motor drive in five level diode clamped inverter,» *Advances in Engineering, Science and Management (ICAESM), 2012 International Conference*, pp. 227-230, marzo 2012.
- [8] C. Wenge, B. Arendarsky, K. Haensch, A. Nauman y P. Komarnicki, «Electric vehicle simulation models for power system applications.,» *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*, pp. 1-6, julio 2012.
- [9] T. Letrouvéé, A. Bouscayrol, W. Lhomme, N. Dllinger y F. M. Calvairac, «Different models of a traction drive for an electric vehicle simulation.,» *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, pp. 1-6, septiembre 2010.
- [10] A. M. Namisnyk, *A survey of Electrochemical Supercapacitor Technology*, Sydney: A 12 Credit Point Project submitted in partial fulfillment of the requirement for the Degree of Bachelor of Engineering, University of Technology, Faculty of Engineering, junio, 2003.

- [11] F. Belhachemi, S. Raël y B. Davat, «A physical based model of power electronic double-layer supercapacitors,» de *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, Roma, 2000.
- [12] G. L. Bullard, H. B. Sierra-Alcazar, H. L. Lee y J. L. Morris, «Operating Principles of the ultracapacitor,» *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 25, nº 1, enero 1989.
- [13] L. Zubieta y R. Bonert, «Characterization of Double-Layer Capacitors for Power Electronics Applications,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, nº 1, enero/febrero 2000.
- [14] L. Zubieta y R. Bonert, «Measurement techniques for the evaluation of double-layer power capacitors,» de *IEEE Industry Application sSociety Annual Meeting, 1997*, New Orleans Louisiana, Octubre 1997.
- [15] P. Johansson y A. Björn, Comparison of Simulation Programs for Supercapacitor Modelling, Gothenburg, Sweden: Electrical Engineering Department of Energy and Environment, Division of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, 2008.
- [16] K. Youngho, «Ultracapacitor Technology Powers Electronic Circuits,» NESSCAP Co. Ltd, Korea, 2003.
- [17] «BOOSTCAP Ultracapacitor Cell Sizing,» de *Applications Note Maxwell Technologies Document #10073627 Rev 3*, 17 de febrero de 2009.
- [18] P. Barrade y A. Rufer, «Current Capability and Power Density of Supercapacitors: Considerations on Energy Efficiency,» de *EPE*, Toulouse, 2003.
- [19] N. Mohan, T. M. Underland y W. P. Robins, Power Electronics Converters Applications and Design, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [20] J. Bauman y M. Kazerani, «A Comparative Study of Fuel-Cell-Battery, Fuel-Cell-Ultracapacitor, and Fuel-Cell-Battery-Ultracapacitor Vehicles,» *IEEE transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, nº 2, Marzo, 2008.
- [21] R. Barrero, X. Tackoen y J. Van Mierlo, «Energy Savings in Public Transport,» *IEEE Vehicular Technology Magazine*, septiembre 2008.

- [22] R. Barrero, X. Tackoen y J. Van Mierlo, «Improving energy efficiency in public transport stationary supercapacitor based energy storage systems for a metro network,» de *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Harbin China, septiembre 2008.
- [23] D. Iannuzzi y P. Tricoli, «Metro Trains Equipped Onboard with Supercapacitors: a Control Technique for Energy Saving,» de *SPEEDAM 2010 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2010.
- [24] W. L.-l. Z. X.-j. L. H.-q. ZHANG Yi-cheng, «Desing of supercapacitor-based energy storage systems for metro vehicles and its control rapid implementation.,» de *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Harbin, China, septiembre 2008.
- [25] C.-H. Park, S.-J. Jang y B.-K. Lee, «Design and Control Algorithm Research of Active Regenerative Bidirectional DC/DC Converter used in Electric Railway,» de *IEEE*, 2008.
- [26] Y. Zhang, L. Wu, X. Hu y H. Liang, «Model and Control for Supercapacitor-based Energy storage System for Metro Vehicles,» de *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, Wuhan, Octubre, 2008.
- [27] D. Pavel y S. Lubos, «The energy storage system with supercapacitor for public transport,» de *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE* , Dearborn, MI, septiembre, 2009.
- [28] L. Latkovskis y V. Brazis, «Simulation of the Regenerative Energy Storage with Supercapacitors in Tatra T3 A Type Trams,» de *Tenth International Conference on Computer Modeling and Simulation*, 2008.
- [29] A. F. Burke, «Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, nº 4, Abril, 2007.
- [30] G. Guidi, Energy management system on board of electric vehicles, based on power electronics, Trondheim: Thesis for the degree of Philosophiae Doctor. Norwegian University of Science and Technology, Department of Electric Power Engineering, marzo 2009.
- [31] M. Hadartz y M. Julander, Battery-Supercapacitor Energy Storage, Gothenburg Suecia: Master of Science Thesis in Electrical Engineering, Chalmers University of Technology, Junio 2008.

- [32] J. W. Dixon y M. E. Ortúzar, «Ultracapacitors + DC-DC Converters in Regenerative Braking System,» *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 17, n° 8, pp. 16-21, Agosto 2002.
- [33] F. J. Perez Pinal, C. Nuñez, R. Alvarez y I. Cervantes, «Power Management Strategies for a Fuel Cell/Supercapacitor Electric Vehicle,» de *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE*, Arlington, TX, Septiembre 2007.
- [34] H. Yoo, S.-K. Sul, Y. Park y J. Jeong, «System integration and Power Flow Management for a series Hybrid Electric Vehicle Using Supercapacitors and Batteries,» *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 44, n° 1, pp. 108-114, Enero-Febrero 2008.
- [35] Y. Zhang, Z. Jiang y X. Yu, «Control Strategies for Battery/Supercapacitors Hybrid Energy Storage Systems,» de *Energy 2030 Conference, 2008. ENERGY 2008*, Atlanta, Noviembre 2008.
- [36] M. Burnett y L. Borle, «A power system combining batteries and supercapacitors in a solar/hydrogen hybrid electric vehicle,» de *Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference*, Septiembre 2005.
- [37] R. Carter y A. Cruden, «Strategies for control of a battery/supercapacitor system in an electric vehicle,» de *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on*, Ischia, Junio 2008.
- [38] D. Iannuzzi, «Improvement of the Energy Recovery of Traction Electrical Drives using Supercapacitors,» de *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, Poznan, Septiembre 2008.
- [39] S. Lu, K. Corzine y M. Ferdowsi, «A new Battery/Ultracapacitor Energy Storage System Design and Its Motor Drive Integration for Hybrid Vehicles,» *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 56, n° 4, pp. 1516-1523, Julio 2007.
- [40] F. Garcia, A. Ferreira y J. Pomilio, «Control Strategy for Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System,» de *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, Washington, DC, Febrero 2009.
- [41] P. Thounthong, S. Raël y B. Davat, «Analysis of Supercapacitors as Second Source Based on Fuel Cell Power Generation,» *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, n° 1, pp. 247-255, Marzo 2009.

- [42] Y. Bian, L. Zhu y X. Xu, «Regenerative brake system in electric hoist with ultracapacitor,» de *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on*, Wuhan, Junio 2010.
- [43] M. Becherif, M. Ayad y A. Miraoui, «Modeling and Passivity-Based Control of Hybrid Sources: Fuel Cell and Supercapacitors,» de *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, Tampa, FL, Octubre 2006.
- [44] M. Ayad, M. Becherif y D. Paire, «Passitivity-Based Control of Hybrid Power Source using Fuel Cell, Supercapacitors, and Batteries on the DC link for Energy Traction System,» de *Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, Antalya, Maya 2007.
- [45] L. L. A. Solero y J. Pomilio, «Design of Multiple-Input Power Converter for Hybrid Vehicles,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, n° 5, pp. 1007-1016, Septiembre 2005.
- [46] B. Chen, Ultracapacitor Boosted Fuel Cell Hybrid Vehicle, Texas: Submitted to the Office of Graduate Studies of Texas A&M University for the degree of Master of Science, Agosto 2009.
- [47] J. Leuchter, P. Bauer, P. Bojda y V. Rerucha, «Bi-directional DC-DC Converters for Supercapacitor based energy buffer for electrical Gen-Sets,» de *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, Aalborg, Septiembre 2007.
- [48] K. Inoue, K. Ogata y T. Kato, «A Control Method of a Regenerative Power Storage System for Electric Machinery,» de *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, Jeju, Junio 2006.
- [49] J. A. Moreno de la Carrera, Control Óptimo de la Energía en un vehículo Híbrido Eléctrico empleando redes neuronales, Santiago de Chile: Tesis para optar al grado de Magister en Ciencias de la Ingeniería. Pontificia Universidad Católica de Chile, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Junio 2004.
- [50] M. E. Ortúzar, Design, implentation and evaluation of an auxiliary energy system for electric vehicles, based on ultracapacitors and buck.boost converter, Santiago de Chile: Thesis for the Degree of Doctor in Engineering Schiencas, Department of Electrical Engineering, Pontificia Universidad Católica de Chile, julio 2005.

- [51] M. Ortúzar, J. Moreno y J. Dixon, Implementation and Evaluation of an Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for Electric Vehicles, Department of Electrical Engineering, Pontificia Universidad Católica de Chile.
- [52] J. Moreno, M. Ortuzar y J. Dixon, «Energy Management system for a Hybrid Electric Vehicle, Using Ultracapacitors and Neural Networks,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, n° 2, pp. 614-623, Abril 2006.
- [53] T. Knoke, C. Romaus, J. Bocker y Dell'Aere, «Energy Management for an Onboard Storage System Based on Multi-Objective Optimization,» de *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, Paris, Noviembre 2006.
- [54] M. Zoran, P. V. Himamshu y B. Dusan, «Computer Modeling and Analysis of VSI Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems with Adjustable Levels of Complexity,» IEEE, 1997.
- [55] P. C. Castellanos Morales, «Control vectorial de la velocidad de una máquina síncrona de imanes permanentes,» México, D.F., junio 2011.
- [56] N. Mohan, Electric Drives an integrative Approach, Mnpere, 2003.
- [57] L. M. Palma Fanjul, «Some new application of supercapacitors in power electronic systems,» Texas A&M University, Texas, agosto 2013.
- [58] Energy Storage Publishing Ltd., «Abrief history of supercapacitors,» *Batteries and Energy Storage Technology*, pp. 61-78, otoño 2007.
- [59] F. Quirino Morales, «Sistema de recuperación de energía basado en supercapacitores para su uso en el sistema de tracción del METRO,» Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, Pue., febrero, 2014.
- [60] H. G. F. G. A. B. Mamadou Bailo Camara, «Design and new control of DC/DC converters to share energy between supercapacitors and batteries in hybrid vehicles.,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, n° 5, pp. 2721-2735, septiembre 2008.
- [61] A. Emadi, K. Rajashekara, S. Williamson y S. Lukic, «Topological overview of hybrid electric and fuel cell vehicular power systems architectures and configurations,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, pp. 763-770, Mayo 2005.

- [62] C. Chen y M. Cheng, «Implementation of a highly reliable hybrid electric scooter drive,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 2462-2473, Octubre 2007.
- [63] A. Bouscayrol, «Different types of hardware-in-the-loop simulation for electric drives,» de *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Cambridge, RU, Junio 2008.
- [64] C.-T. Liu, L. Shih-Chao, J. F. Diaz Zamora y T.-S. Chiang, «Optimal Operational Strategy Design of A Singlesided Permanent Magnet Axial-flux Motor for Electrical Vehicle Application,» de *IEEE*, 2003.

Anexos

Anexo A1 Panel de conexiones

Para lograr una correcta conexión entre el panel de conexiones CP1103 y el CompactRIO se diseña una caja de conexiones con la cual se evita que los sistemas sufran de una sobre carga ocasionada por el exceso en el consumo de la corriente que pueden suministrar estos dispositivos. La Figura A1.1 muestra la apariencia final de la caja de conexiones, está cuenta con 8 señales de entrada y 6 señales de salida, las entradas serán conectadas por medio de cables coaxiales a las señales provenientes de los canales DAC del dSPACE; por otra parte las salidas se conectan a 6 canales ADC del dSPACE. Además de los conectores BNC la caja cuenta con 2 conectores Sub-D 25 con los cuales se logra la comunicación con el sistema CompactRIO.



Figura A1.1. Apariencia final de la caja de conexiones.

En la Figura A1.2 se muestra el diagrama esquemático de la caja de conexiones diseñada, el circuito se basa en amplificadores operacionales con conexión “seguidor de voltaje”, con esta configuración se logra el aislamiento de la señal de entrada con respecto a la señal de salida, con lo que la corriente consumida por la salida es suministrada en su totalidad por la fuente de alimentación de los amplificadores.

En la Figura A1.3 se muestran los diagramas PCB diseñados para la placa de la caja de conexión, se opta por una placa doble cara con la cual se obtiene una mejor distribución de las pistas del PCB, obteniendo como resultado un PCB que no genera capacitancias parasitas y por tanto no afecta el comportamiento de las señales que recorren la caja de conexiones.

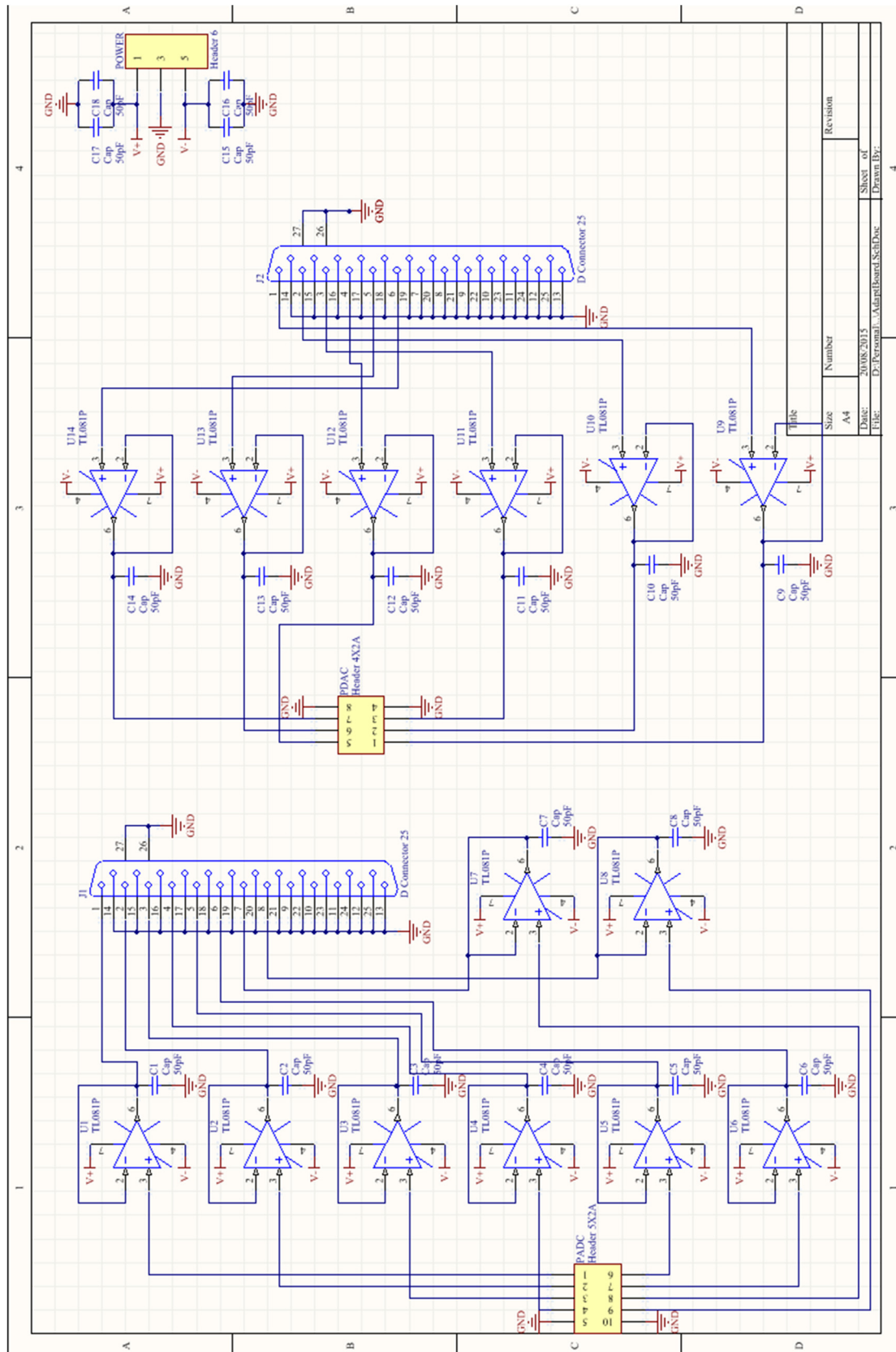


Figura A1.2. Diagrama esquemático de la caja de conexiones diseñada.

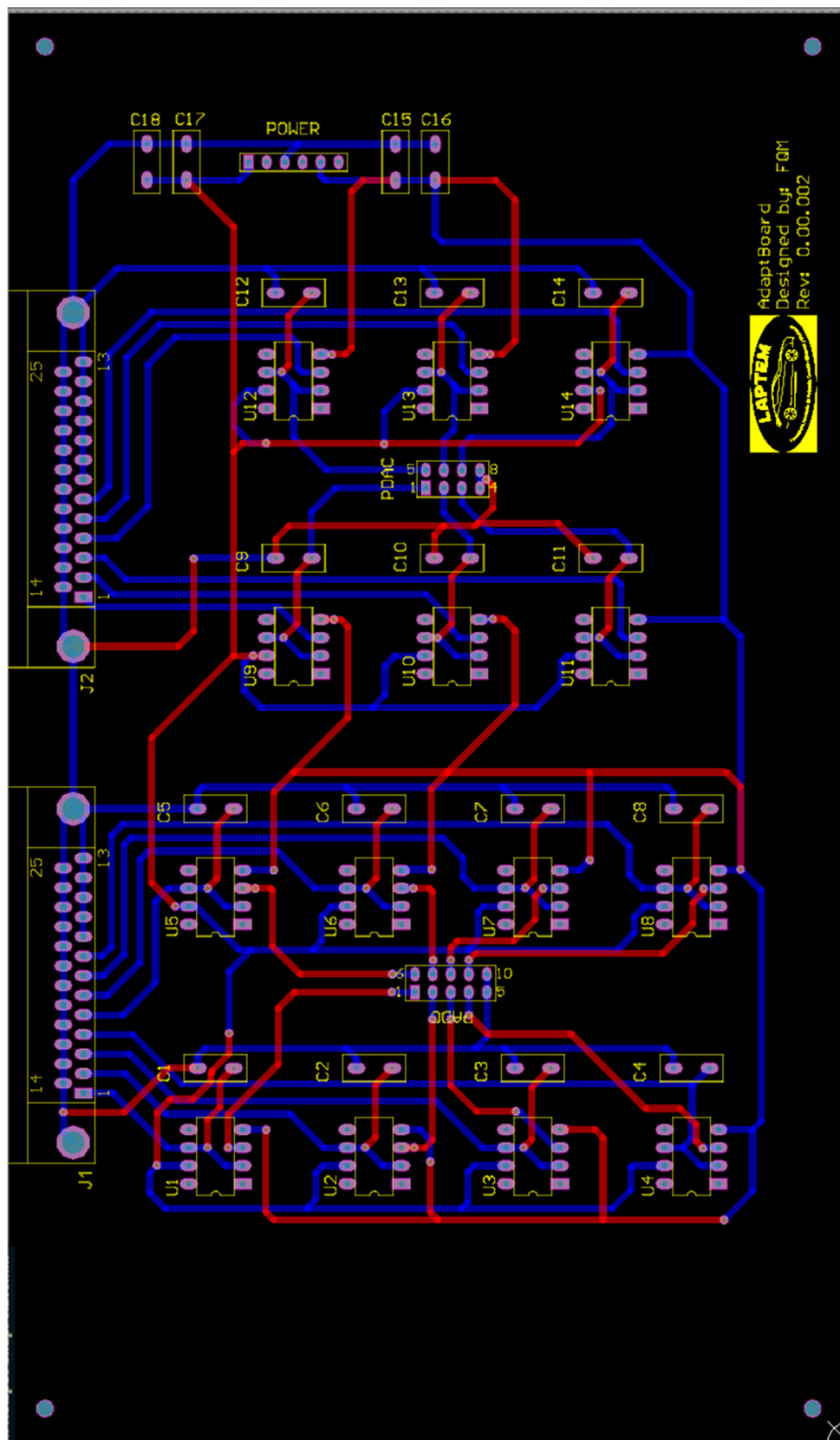


Figura A1.3. Diseño del PCB de la caja de conexiones.

En la Figura A1.4 y Figura A1.5 se muestra la apariencia de la placa finalizada, para realizar la interconexión de ambas caras de la placa se utilizó la técnica de remachado through hole.

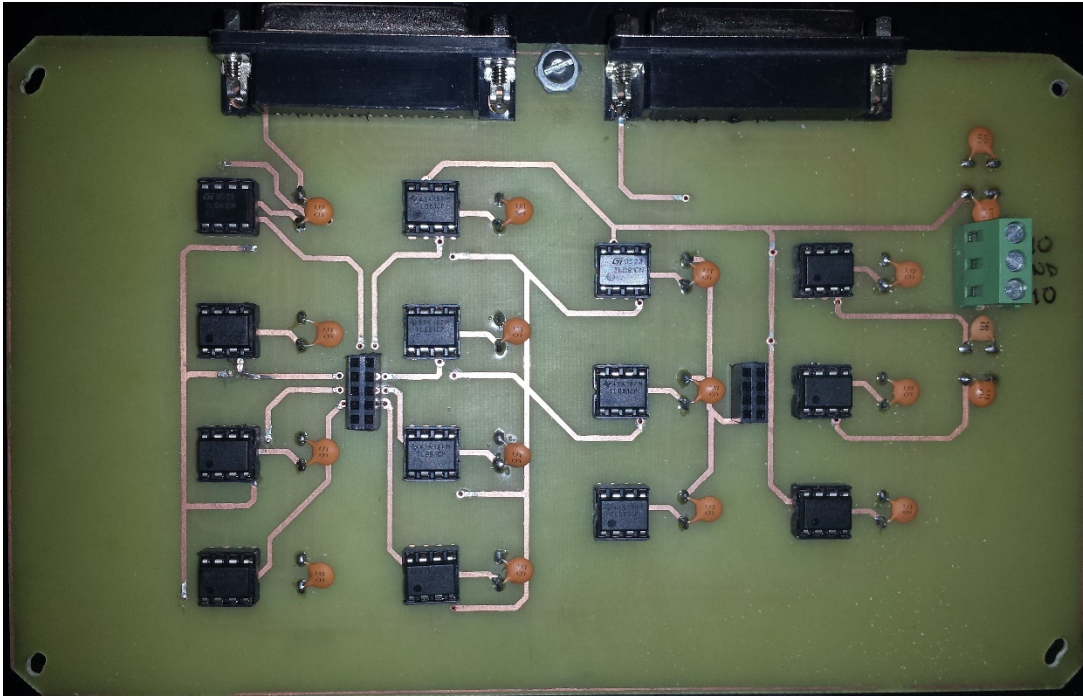


Figura A1.4. Placa finalizada de la caja de conexiones (vista superior).

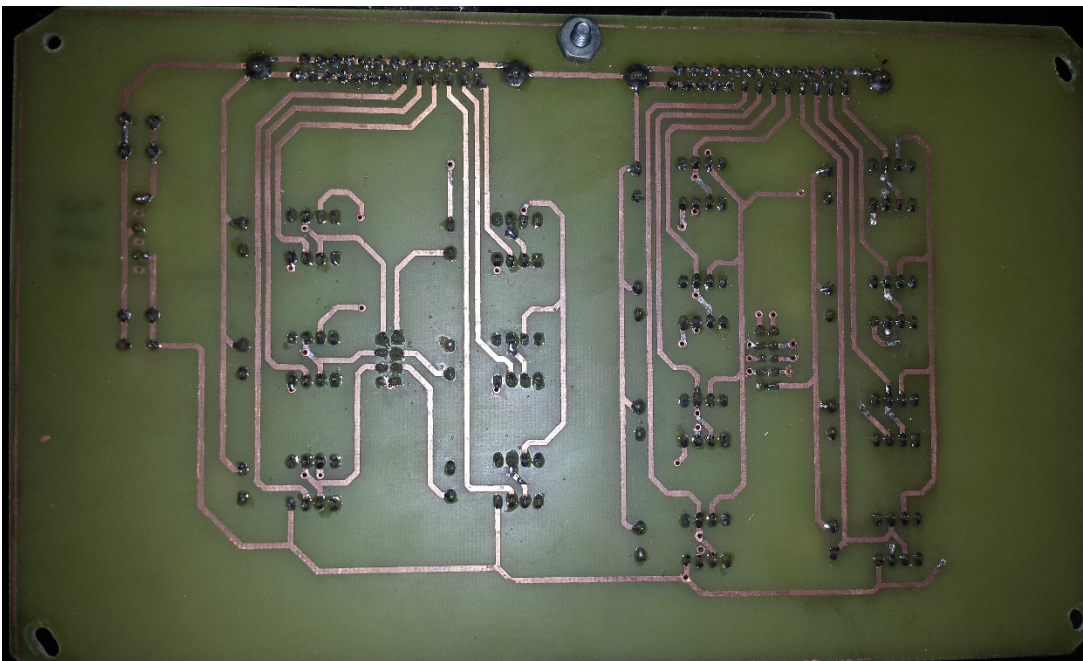


Figura A1.5. Placa finalizada de la caja de conexiones (vista posterior).

En la Figura A1.6 se muestra el panel de conexión CP1103, esta panel está conformado por tres partes, la primera el panel de entrada salida analógico (Figura A1.7) donde se puede

acceder a los 20 canales ADC y los 8 canales DAC, además de los 16 canales analógicos del DSP esclavo. En el segundo panel de conexiones (Figura A1.8) es posible acceder a los 32 canales de E/S con los que cuenta el procesador de potencia, los 7 canales disponibles para utilizar encoders incrementales, los 18 bits de E/S del DSP esclavo, además es posible utilizar las interfaces de comunicación CAN, RS232 y RS422. Finalmente en el tercer panel (Figura A1.9) se cuenta con indicadores LED, con los cuales es posible saber el estado de las señales digitales que puede manejar el dSPACE.



Figura A1.6. Panel de conexión CP1103 de dSPACE.



Figura A1.7. E/S analógicas del CP1103.



Figura A1.8. E/S digitales, entradas incrementales e interfaces de comunicación CAN, RS232 y RS422 del CP1103.

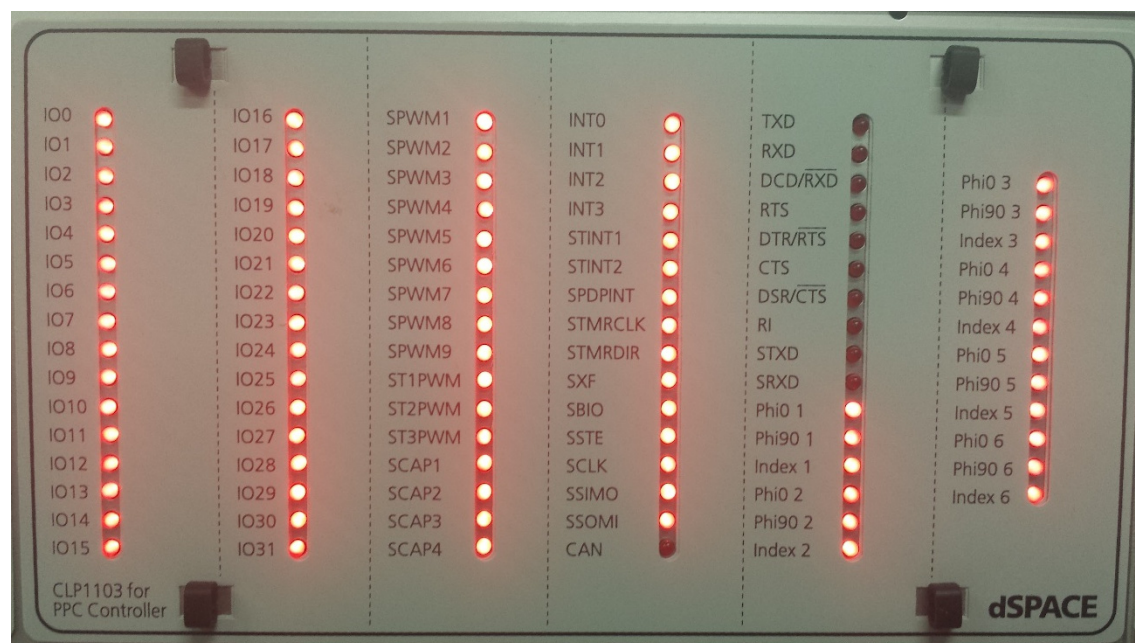


Figura A1.9. Panel de visualización de estado de señales del CP1103.

Anexo A2 Hojas de datos de los sistemas utilizados

En este anexo se muestran extractos de las hojas de datos del dSPACE y del CompactRIO utilizados en este trabajo.

OPERATING INSTRUCTIONS AND SPECIFICATIONS

CompactRIO™ NI cRIO-9012/9014

Intelligent Real-Time Embedded Controller for CompactRIO

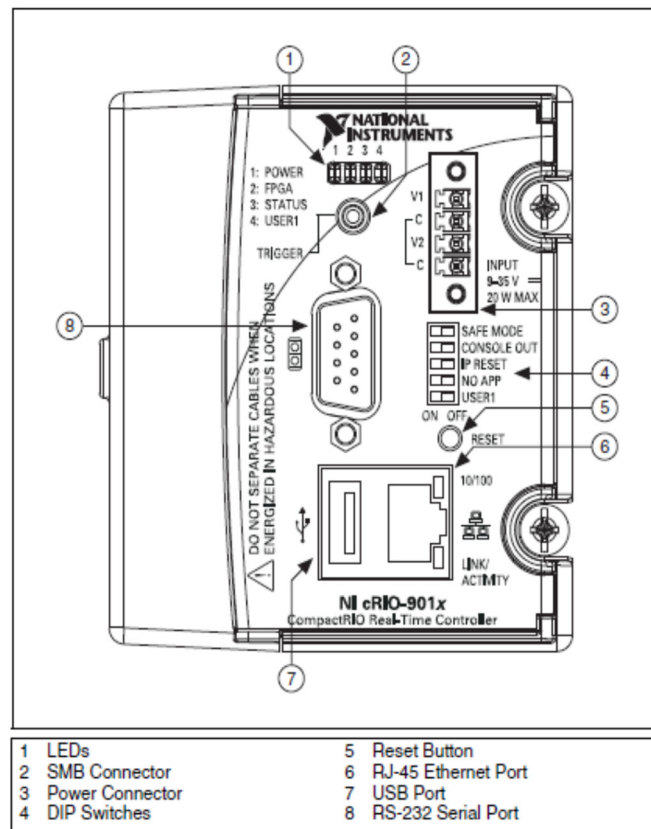


Figure 1. CompactRIO cRIO-9012/9014

Complete the following steps to install the controller on the chassis.

1. Make sure that no power is connected to the controller or the chassis.
2. Align the controller with the chassis as shown in Figure 3.

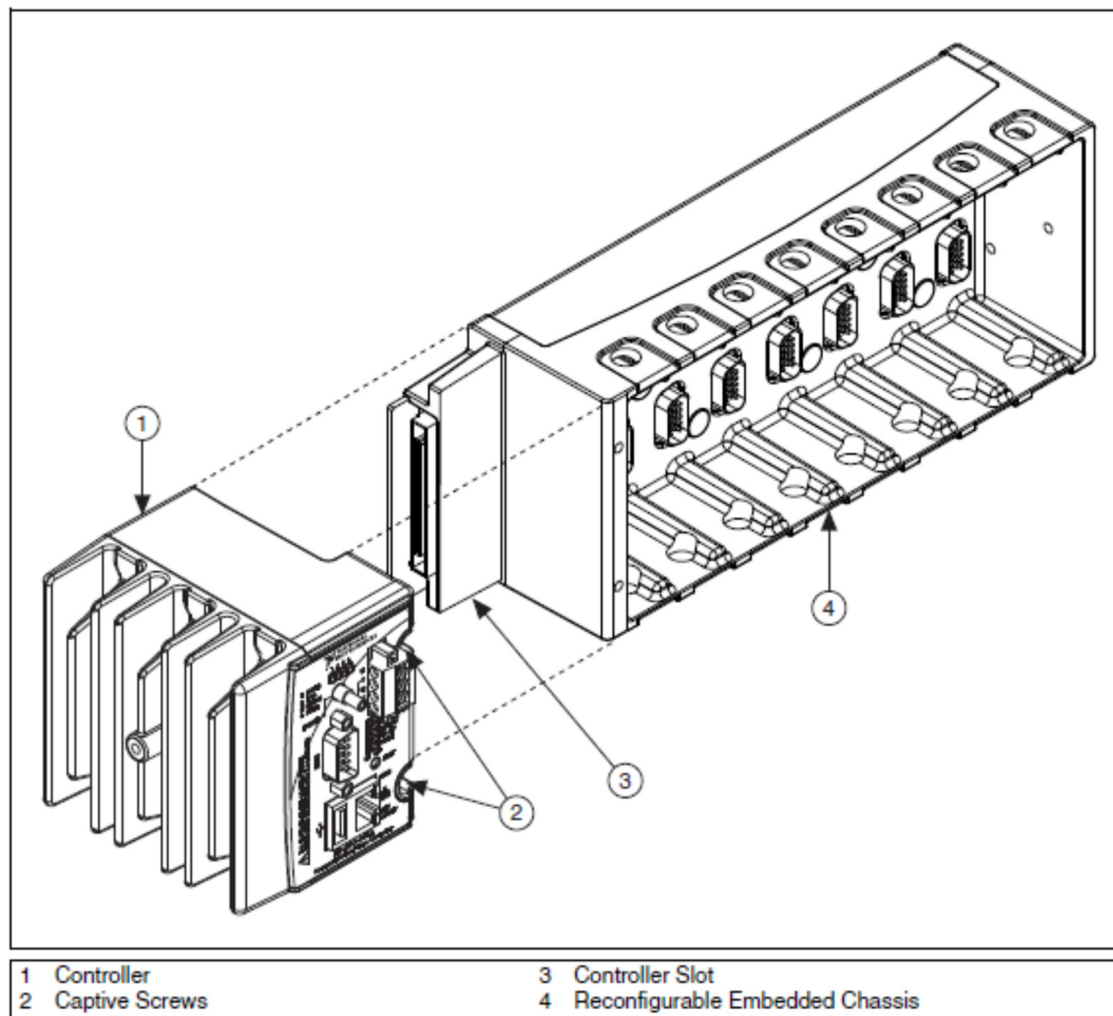


Figure 3. Installing the Controller on the Chassis (Eight-Slot Chassis Shown)

3. Slide the controller onto the controller slot on the chassis. Press firmly to ensure the chassis connector and the controller connector are mated.
4. Using a number 2 Phillips screwdriver, tighten the two captive screws on the front of the controller to 1.3 N · m (11.5 lb · in.) of torque.

USER1 LED

You can define the USER1 LED to meet the needs of your application. To define the LED, use the RT LEDs VI in LabVIEW. For more information about the RT LEDs VI, refer to the *LabVIEW Help*.

Resetting the Network Configuration of the Controller

If the controller is not able to communicate with the network, you can use the IP RESET switch to manually restore the controller to the factory network settings. When you restore the controller to the factory network settings, the IP address, subnet mask, DNS address, gateway, and Time Server IP are set to 0.0.0.0. Power-on defaults, watchdog settings, and VIs are unaffected.

Complete the following steps to reset the controller.

1. Move the IP RESET DIP switch to the ON position.
2. Push the RESET button to cycle power to the controller. The STATUS LED flashes once, indicating that the controller IP address is unconfigured.
3. Move the IP RESET switch to the OFF position.

The network settings are restored. You can reconfigure the settings in MAX from a computer on the same subnet. Refer to the *Measurement & Automation Explorer Help* for more information about configuring the controller.



Note If the controller is restored to the factory network settings, the LabVIEW run-time engine does not load. You must reconfigure the network settings and restart the controller for the LabVIEW run-time engine to load.

Specifications

The following specifications are typical for the range –40 to 70 °C unless otherwise noted.

Network

| | |
|-------------------------------|---------------------------------------|
| Network interface | 10BaseT and 100BaseTX Ethernet |
| Compatibility | IEEE 802.3 |
| Communication rates | 10 Mbps, 100 Mbps, auto-negotiated |
| Maximum cabling distance..... | 100 m/segment |

SMB Connector

Output Characteristics

| | |
|--------------------------------------|-----------------|
| Logic high | 3.3 V |
| Logic low | 0 V |
| Driver type | CMOS |
| Sink/source current | ± 50 mA |
| 3-state output leakage current | ± 5 μ A |

Input Characteristics

| | |
|-------------------------------|-----------------------|
| Minimum input level..... | -500 mV |
| Maximum input low level..... | 990 mV |
| Minimum input high level..... | 2.31 V |
| Maximum input level..... | 5.5 V |
| Input capacitance..... | 2.5 pF |
| Resistive strapping | 1 k Ω to 3.3 V |

USB Port

| | |
|-------------------------|---------|
| Maximum data rate | 12 Mb/s |
| Maximum current..... | 500 mA |

Memory

| | |
|-----------------|--------|
| Nonvolatile | |
| cRIO-9012 | 128 MB |
| cRIO-9014 | 2 GB |

For information about the life span of the nonvolatile memory and about best practices for using nonvolatile memory, go to ni.com/info and enter the Info Code SSDBP.

| | |
|-----------------|--------|
| DRAM | |
| cRIO-9012 | 64 MB |
| cRIO-9014 | 128 MB |

Internal Real-Time Clock

Accuracy200 ppm; 35 ppm at 25 °C

Power Requirements



Caution You must use a UL Listed ITE power supply marked *LPS* with the cRIO-9012/9014.

Recommended power supply.....48 W secondary,
18 VDC to 24 VDC

Power consumption

Controller only.....6 W

Controller supplying power to
eight CompactRIO modules20 W

Power supply

On powerup9 to 35 V

After powerup.....6 to 35 V



Note The cRIO-9012/9014 is guaranteed to power up when 9 V is applied to V and C. After powerup, it can operate on as little as 6 V.

Physical Characteristics

If you need to clean the controller, wipe it with a dry towel.

Screw-terminal wiring12 to 24 AWG copper conductor
wire with 10 mm (0.39 in.) of
insulation stripped from the end

Torque for screw terminals.....0.5 to 0.6 N · m
(4.4 to 5.3 lb · in.)

WeightApprox. 488 g (17.2 oz)

Safety Voltages

Connect only voltages that are within these limits.

V-to-C.....35 V max, Measurement
Category I

Measurement Category I is for measurements performed on circuits not directly connected to the electrical distribution system referred to as

DS1103 PPC Controller Board

Powerful controller board for rapid control prototyping

Highlights

- Single-board system with real-time processor and comprehensive I/O
- CAN interface and serial interfaces ideally suited to automotive applications
- High I/O speed and accuracy
- PLL-driven UART for accurate baud rate selection



Application Areas

The DS1103 controller board is designed to meet the requirements of modern rapid control prototyping and is highly suitable for applications such as:

- Automotive controllers
- Induction motor control
- Robotics
- Positioning systems and stepper motors
- Active vibration control

An integrated Infineon CAN microcontroller makes the board an attractive tool for automotive and automation applications.

Key Benefits

The DS1103 is an all-rounder in rapid control prototyping. You can mount the board in a dSPACE Expansion Box or dSPACE AutoBox to test your control functions in a laboratory or directly in the vehicle. Its processing power and fast I/O are vital for applications that involve numerous actuators and sensors. Used with Real-Time Interface (RTI, p. 56), the controller board is fully programmable from the Simulink® block diagram environment. You can configure all I/O graphically by using RTI. This is a quick and easy way to implement your control functions on the board.

Comprehensive Interfaces

The unparalleled number of I/O interfaces makes the DS1103 a versatile controller board for numerous applications. It provides a great selection of interfaces, including 50 bit-I/O channels, 36 A/D channels, and 8 D/A channels. For additional I/O tasks, a DSP controller unit built around Texas Instruments' TM320F240 DSP is used as a subsystem.

Recording and Output of I/O Values

The control of electrical drives requires accurate recording and output of I/O values. It is possible to synchronize the A/D channels and D/A channels, and the position of the incremental encoder interface, with an internal PWM signal or an external trigger signal. Also, the serial interface (UART) is driven by a phase-locked loop to achieve absolutely accurate baud rate selection.

Technical Details

| Parameter | | Specification | |
|----------------------|-------------------------------------|---|--------------|
| Processor | PowerPC Type | ■ PPC 750GX | |
| | CPU clock | ■ 1 GHz | |
| | Cache | ■ 32 KB level 1 (L1) instruction cache ■ 32 KB level 1 (L1) data cache ■ 1 MB level 2 (L2) | |
| | Bus frequency | ■ 133 MHz | |
| | Temperature sensor | ■ Reads actual temperature at the PPC | |
| Memory | Local memory | ■ 32 MB application SDRAM as program memory, cached | |
| | Global memory | ■ 96 MB communication SDRAM for data storage and data exchange with host | |
| Timer | 2 general-purpose timers | ■ One 32-bit down counter ■ Reload by software ■ 15-ns resolution | |
| | | ■ One 32-bit up counter with compare register ■ Reload by software ■ 30-ns resolution | |
| | 1 sampling rate timer (decrementer) | ■ 32-bit down counter ■ Reload by software ■ 30-ns resolution | |
| | 1 time base counter | ■ 64-bit up counter ■ 30-ns resolution | |
| Interrupt controller | | ■ 3 timer interrupts ■ 7 incremental encoder index line interrupts ■ 1 UART (universal asynchronous receiver and transmitter) interrupt ■ 1 CAN interrupt ■ 1 slave DSP interrupt ■ 2 slave DSP PWM interrupts ■ 1 host interrupt ■ 4 external interrupts (user interrupts) | |
| A/D converter | Channels | ■ 16 multiplexed channels equipped with 4 sample & hold A/D converters (4 channels belong to one A/D converter. 4 consecutive samplings are necessary to sample all channels belonging to one A/D converter.) ■ 4 parallel channels each equipped with one sample & hold A/D converter ■ Note: 8 A/D converter channels (4 multiplexed and 4 parallel) can be sampled simultaneously. | |
| | | Resolution | ■ 16-bit |
| | | Input voltage range | ■ ± 10 V |
| | Overvoltage protection | ■ ± 15 V | |
| | Conversion time | ■ Multiplexed channels: 1 μ s ¹⁾ ■ Parallel channels: 800 ns ¹⁾ | |
| | Offset error | ■ ± 5 mV | |
| | Gain error | ■ $\pm 0.25\%$ | |
| | Offset drift | ■ 40 μ V/K | |
| | Gain drift | ■ 50 ppm/K | |
| | Signal-to-noise ratio | ■ >83 dB | |
| D/A converter | Channels | ■ 8 channels | |
| | Resolution | ■ 16-bit | |
| | Output range | ■ ± 10 V | |
| | Settling time | ■ 5 μ s (14-bit) | |
| | Offset error | ■ ± 1 mV | |
| | Gain error | ■ $\pm 0.5\%$ | |
| | Gain drift | ■ 25 ppm/K | |

¹⁾ Speed and timing specifications describe the capabilities of the hardware components and circuits of our products. Depending on the software complexity, the attainable overall performance figures can deviate significantly from the hardware specifications.

Single-Board Hardware / DS1103 PPC Controller Board

| Parameter | | Specification |
|---------------------------------------|----------------------------|--|
| D/A converter | Signal-to-noise ratio | ■ >83 dB |
| | I_{max} | ■ ± 5 mA |
| | C_{Imax} | ■ 10 nF |
| Digital I/O | Channels | ■ 32-bit parallel I/O ■ Organized in four 8-bit groups ■ Each 8-bit group can be set to input or output (programmable by software) |
| | Voltage range | ■ TTL input/output levels |
| | $I_{out, max}$ | ■ ± 10 mA |
| Digital incremental encoder interface | Channels | ■ 6 independent channels ■ Single-ended (TTL) or differential (RS422) input (software programmable for each channel) |
| | Position counters | ■ 24-bit resolution ■ Max. 1.65 MHz input frequency, i.e., fourfold pulse count up to 6.6 MHz ■ Counter reset or reload via software |
| | Encoder supply voltage | ■ 5 V/1.5 A ■ Shared with analog incremental encoder interface |
| Analog incremental encoder interface | Channels | ■ 1 channel ■ Sinusoidal signals: 1 Vpp differential or 11 μ App differential (software programmable) |
| | Position counters | ■ < 5° resolution ■ 32-bit loadable position counter ■ Max. 0.6 MHz input frequency, i.e., fourfold pulse count up to 2.4 MHz |
| | A/D converter performance | ■ 6-bit resolution ■ 10 MSPS |
| | Encoder supply voltage | ■ 5 V/1.5 A ■ Shared with digital incremental encoder interface |
| CAN interface | Configuration | ■ 1 channel based on SAB 80C164 microcontroller ■ ISO DIS 11898-2 CAN high-speed standard |
| | Baud rate | ■ Max. 1 Mbit/s |
| Serial interface | Configuration | ■ TL6C550C single UART with FIFO ■ PLL-driven UART for accurate baud rate selection ■ RS232/RS422 compatibility |
| | Baud rate | ■ Up to 115.2 kBd (RS232) ■ Up to 1 MBd (RS422) |
| Slave DSP | Type | ■ Texas Instruments TMS320F240 DSP |
| | Clock rate | ■ 20 MHz |
| | Memory | ■ 64 Kx16 external code memory ■ 28 Kx16 external data memory ■ 4 Kx16 dual-port memory for communication ■ 32 KB flash memory |
| | I/O channels ¹⁾ | ■ 16 A/D converter inputs ■ 10 PWM outputs ■ 4 capture inputs ■ 2 serial ports |
| | Input voltage range | ■ TTL input/output level ■ A/D converter inputs: 0 ... 5 V |
| | Output current | ■ Max. ± 13 mA |
| Host interface | | ■ Plug & Play support ■ Requires a full-size 16-bit ISA slot |
| Physical characteristics | Physical size | ■ 340 x 125 x 45 mm (13.4 x 4.9 x 1.77 in) |
| | Ambient temperature | ■ 0 ... 50 °C (32 ... 122 °F) |
| | Cooling | ■ Passive cooling |
| | Power supply | ■ +5 V $\pm 5\%$, 4 A ■ +12 V $\pm 5\%$, 0.75 A ■ -12 V $\pm 5\%$, 0.25 A |

Order Information

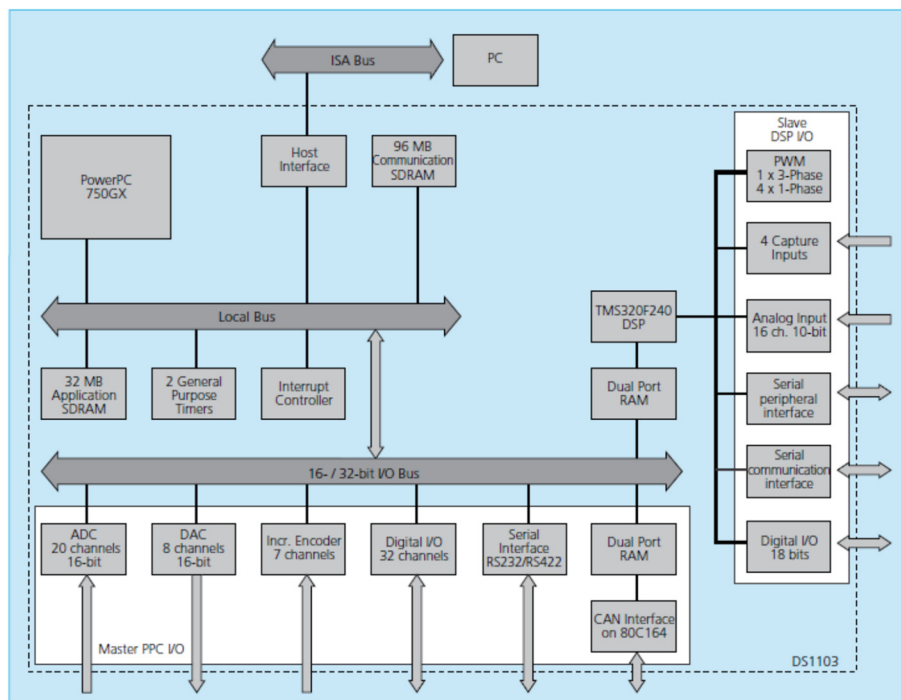
| Product | Order Number |
|-----------------------------|--------------|
| DS1103 PPC Controller Board | ■ DS1103 |

Relevant Software and Hardware

| Software | Order Number | |
|----------|--|---|
| Included | <ul style="list-style-type: none"> ■ DS1103 Real-Time Library ■ Experiment and Platform Manager for hardware management | <p>–</p> <p>–</p> |
| Required | <ul style="list-style-type: none"> ■ Real-Time Interface (RTI) (p. 56) ■ Microtec C Compiler for PowerPC (p. 94) | <ul style="list-style-type: none"> ■ RTI ■ CCPPPC |
| Optional | <ul style="list-style-type: none"> ■ Real-Time Interface CAN Blockset (p. 68) ■ Real-Time Interface CAN MultiMessage Blockset (p. 70) ■ ControlDesk® Next Generation (p. 102) ■ Platform API Package (p. 168) ■ MotionDesk (p. 134) | <ul style="list-style-type: none"> ■ RTICAN_BS ■ RTICANMM_BS <p>See p. 102</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ PLATFORM_API ■ MotionDesk |

| Hardware | Order Number | |
|----------|--|--|
| Optional | <ul style="list-style-type: none"> ■ Connector Panel (p. 326) ■ Connector/LED Combi Panel (p. 326) ■ Set of adapter cables for DS1103 | <ul style="list-style-type: none"> ■ CP1103 ■ CLP1103 ■ ADP_CAB1103 |

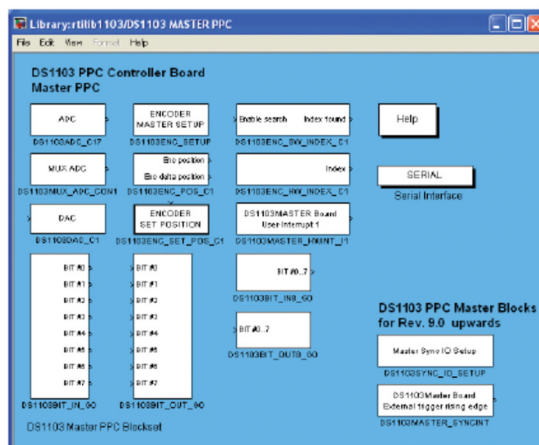
Block Diagram



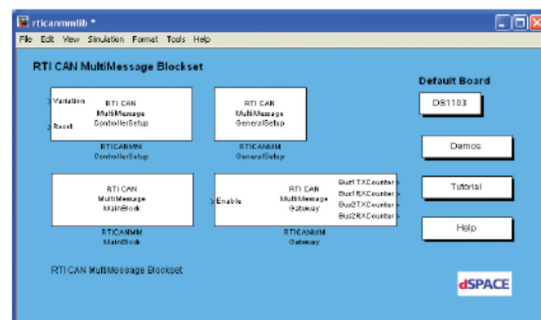
Graphical Configuration of the Controller Board

Using RTI

With Real-Time Interface (RTI, p. 56), you can easily run your Simulink® models on the controller board. You can configure all I/O graphically by using RTI. Thereby, the implementation time is reduced to a minimum. With the RTI CAN Blockset (p. 68), CAN configurations can be completely carried out in a Simulink block diagram, with very little effort.



Real-Time Interface (p. 56) provides Simulink blocks for convenient configuration of items such as A/D, D/A, digital I/O lines, incremental encoder interface and PWM generation.



RTI CAN MultiMessage Blockset (p. 70) for graphical configuration of CAN interfaces.