



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA
Y ELÉCTRICA

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E
INVESTIGACIÓN

**SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE
RECUPERACIÓN DE ENERGÍA BASADO EN
SUPERCAPACITORES CON APLICACIÓN EN
TRACCIÓN ELÉCTRICA**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA

ING. IVÁN IGNACIO JUÁREZ HERNÁNDEZ

MÉXICO, D.F. JULIO 2011





INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de MÉXICO siendo las 17:00 horas del día 25 del mes de JULIO del 2011 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de E. S. I. M. E. ZAC. para examinar la tesis titulada:

"SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE RECUPERACIÓN DE ENERGÍA BASADO EN SUPERCAPACITORES CON APLICACIÓN EN TRACCIÓN ELÉCTRICA"

Presentada por el alumno:

JUÁREZ

Apellido paterno

HERNÁNDEZ

Apellido materno

IVÁN IGNACIO

Nombre(s)

Con registro:

A	0	9	0	4	8	7
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **APROBAR LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis

Dr. Edgar Peralta Sánchez

Primer Vocal

Dr. Jaime José Rodríguez Rivas

Segundo Vocal

Dr. Leszek Kawecki Zlotkowska

Presidente

Dr. David Sebastián Baltazar

Secretario

Dr. Raúl Ángel Cortés Mateos

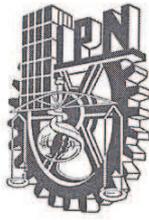
Tercer Vocal

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES

Dr. Jaime Robles Garcia



JL



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
COORDINACIÓN GENERAL DE POSGRADOS E INVESTIGACIÓN

CARTA DE CESIÓN DE DERECHOS

En la ciudad de México D.F., el día 25 del mes de julio del año 2011, el que suscribe **Ing. Iván Ignacio Juárez Hernández**, alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica con número de registro **A090487**, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-Zacatenco del IPN, manifiesta que es autor(a) intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del **Dr. Edgar Peralta Sánchez** y el **Dr. Jaime José Rodríguez Rivas** y cede los derechos del trabajo intitulado: **Simulación de un Sistema de Recuperación de Energía basado en Supercapacitores con Aplicación en Tracción Eléctrica**, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o directores del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección ivanijuarez@gmail.com, eperalta@ipn.mx y/o jjrodriguezr@ipn.mx.

Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Iván Ignacio Juárez Hernández
Nombre y Firma

DEDICATORIA

Este trabajo está dedicado a la familia Juárez Hernández, con mucho cariño.

A mi madre

Ilda Delia Hernández Mendo

A mi hermano

Israel Juárez Hernández

A mi novia

Jazmín Aguirre Jaimes

AGRADECIMIENTOS

Agradezco la oportunidad otorgada para estudiar en la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación E.S.I.M.E. ZACATENCO del Instituto Politécnico Nacional.

Al CONACYT y al Programa de Formación de Investigadores P.I.F.I. del Instituto Politécnico Nacional por el apoyo económico brindado.

A mis asesores de tesis el Dr. Edgar Peralta Sánchez y Dr. Jaime José Rodríguez Rivas por ser parte de este proyecto y dirigir ésta tesis hasta su culminación.

Al jurado de tesis conformado por: Dr. Raúl Ángel Cortés Mateos, Dr. David Sebastián Baltazar y Dr. Leszek Kawecki Zlotkowska por las recomendaciones ofrecidas para mejorar este trabajo.

A mis compañeros de generación: Uriel, Martín, Pedro, Mauricio, Octavio, Roberto, Armando y Gregorio, etc por compartir esta etapa profesional de mi vida.

RESUMEN

En este trabajo se desarrolla la simulación en Simulink (versión 7.7) de un sistema de recuperación de energía (*SRE*) basado en baterías y supercapacitores (SC) aplicado al sistema de tracción eléctrica (*STE*) de un vehículo eléctrico. Las baterías se usan como fuente de energía y los supercapacitores como fuente de potencia. El sistema de recuperación está formado por módulos de baterías y supercapacitores conectados a través de un convertidor CD/CD de medio puente, el cuál puede operar como convertidor reductor o elevador y es bidireccional. El manejo de la energía del *SRE* se realiza mediante el control en lazo cerrado de las corrientes en la batería y el supercapacitor, bajo el principio de que la potencia de entrada y salida del convertidor son iguales (convertidor sin pérdidas). El sistema de tracción eléctrica (*STE*) en este trabajo está compuesto por una máquina síncrona de imanes permanentes superficiales (*MSIPS*), accionada por el modelo promedio de un inversor en el marco de referencia dq , la máquina es acoplada a un vehículo eléctrico. Se desarrolla el modelo dinámico que describe las fuerzas que intervienen en un vehículo eléctrico con el fin de observar su impacto en la fuente de alimentación. El perfil de velocidad que se utiliza se basa en el ciclo de manejo urbano UNECE (United Nations Economic Commission for Europe Comisión Económica de las Naciones Unidas para Europa) y de acuerdo a la relación de la velocidad de la máquina r/min con la relación de velocidad del vehículo en km/h se desarrolla el control de campo orientado para el control de la *MSIPS*.

ABSTRACT

This thesis addresses the simulation of an Energy Recovery System (ERS) based on batteries and supercapacitors (SC) with application in an electric vehicle. The batteries are used as energy source and the supercapacitors as power source. The ERS is comprised of battery and supercapacitor modules connected by means of a bidirectional half bridge DC/DC converter which may work as a boost or buck converter. The energy management in the ERS is carried out by means of a battery and SC current closed-loop control based on the fact that the input and output powers of the converter are the same (lossless converter). The Electric Traction System (ETS) is comprised of a Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) with surface mounted magnets, a dq average model of a power inverter is used to drive the machine which is mechanically coupled to an electric vehicle. The dynamic model for an electric vehicle is developed, that model accounts for the forces interacting in an electric vehicle and their impacts on the power supply are assessed. The speed profile used is based on the UN/CE driving cycle. A Field Oriented Control (FOC) is developed to control the machine.

CONTENIDO

RESUMEN.....	I
ABSTRACT.....	II
CONTENIDO.....	II
ÍNDICE DE FIGURAS.....	V
ÍNDICE DE TABLAS.....	VIII
NOMENCLATURA.....	IX
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 Introducción	1
1.2 Objetivo de la tesis	1
1.3 Justificación	1
1.4 Estado del arte	2
1.5 Estructura de la tesis	4
CAPÍTULO 2 SISTEMA DE TRACCIÓN ELÉCTRICA (STE)	5
2.1 Introducción	5
2.2 Inversor.....	5
2.2.1 Modelo detallado del inversor	6
2.2.2 Modelo promedio del inversor.....	7
2.3 Máquina síncrona de imanes permanentes.....	9
2.3.1 Modelo de la máquina síncrona de imanes permanentes.....	10
2.3.2 Ecuaciones electromecánicas de la máquina síncrona de imanes permanentes....	10
.....	10
2.4 Descripción general de las fuerzas sobre el movimiento de un vehículo.....	13
2.4.1 Fuerza de resistencia de rodadura	14
2.4.2 Fuerza de fricción aerodinámica	16
2.4.3 Fuerza de resistencia de la pendiente	16
2.4.4 Ecuación dinámica del vehículo.....	17
2.4.5 Relación de velocidad del Vehículo con el sistema de tracción eléctrica.....	18
2.5 Control de campo orientado.....	20
2.5.1 Diseño del control de campo orientado	21

2.6 Simulación del STE acoplado al modelo dinámico de un vehículo eléctrico	23
CAPÍTULO 3 SISTEMA DE RECUPERACIÓN DE ENERGÍA (SRE)	30
3.1 Introducción	30
3.2 Dispositivos de almacenamiento de energía	31
3.3 Tecnología de la batería	31
3.3.1 Modelo de la batería	31
3.4 Tecnología del supercapacitor	35
3.4.1 Modelo del supercapacitor	36
3.4.2 Descarga del supercapacitor a corriente constante	39
3.4.3 Análisis de eficiencia para descarga a corriente constante.	40
3.4.4 Descarga del supercapacitor a potencia constante	44
3.4.5 Análisis de eficiencia para descarga a potencia constante	46
3.5 Convertidor reductor (Buck Converter)	48
3.5.1 Análisis en modo continuo	48
3.5.2 Cálculo del inductor del convertidor reductor	50
3.6 Convertidor elevador (Boost Converter)	52
3.6.1 Análisis en modo continuo	53
3.6.2 Cálculo del inductor del convertidor elevador	55
3.7 Convertidor de medio puente	57
3.7.1 Simulación del convertidor de medio puente en lazo abierto	58
CAPÍTULO 4 ESTRATEGIA DE CONTROL PARA EL MANEJO DE LA ENERGÍA	66
4.1 Introducción	66
4.2 Control del modelo inverso del convertidor de medio puente	66
4.2.1 Diseño de los lazos de control del convertidor de medio puente	68
4.3 Algoritmos de control del SRE	72
4.4 Simulación de la estrategia de control	75
CAPÍTULO 5 Integración DEL STE AL SRE	82
5.1 Introducción	82
5.2 Simulación del STE con el SRE	83
CAPÍTULO 6 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	89

6.1 Conclusiones	89
6.2 Recomendaciones	90
BIBLIOGRAFÍA	91
APÉNDICE A	97
APÉNDICE B	105

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig.2.1 Diagrama Conceptual del Sistema de Tracción Eléctrica en un vehículo eléctrico.	5
Fig. 2.2 VSI modelo detallado.	6
Fig. 2.3 VSI modelo promedio].	8
Fig. 2.4 a) MSIPS b) MSIPi	9
Fig. 2.5 Modelo eléctrico de la MSIPS en el marco dq.	13
Fig. 2.6 Fuerzas que actúan sobre un vehículo	14
Fig. 2.7 Fuerzas que actúan sobre una llanta en movimiento	15
Fig. 2.8 Ilustración del Sistema de Tracción Eléctrica de un Vehículo	18
Fig. 2.9 Relación entre la velocidad lineal y la velocidad angular de la llanta.	20
Fig. 2.10 Máquina de dos polos en dq0 con \vec{F}_s y \vec{F}_r	21
Fig. 2.11 Diagrama de bloques del control de campo orientado.	22
Fig. 2.12 Diagrama de bloques del STE acoplado a un vehículo.....	24
Fig. 2.13 Velocidad de referencia (Ciclo de Manejo)	26
Fig. 2.14 Velocidad de referencia y velocidad real del vehículo	26
Fig. 2.15 Respuesta del Par EM de la MSIP	27
Fig. 2.16 Velocidad de la MSIP	27
Fig. 2.17 Voltaje en el bus de cd	28
Fig. 2.18 Corriente en el bus de cd	28
Fig. 3.1 Diagrama Conceptual del Sistema de Recuperación de Energía	29
Fig. 3.2 Clasificación de los Dispositivos de Almacenamiento de Energía	30
Fig. 3.3 Modelo Eléctrico de la Batería.	32
Fig. 3.4 Descarga de la Batería con corriente nominal de 3.5 A.....	33

Fig. 3.5 Descarga de la batería y obtención de parámetros.....	34
Fig. 3.6 Modelo de la batería	35
Fig. 3.7 Fenómeno electroquímico en un supercapacitor	36
Fig. 3.8 Modelo de un supercapacitor de primer orden.	37
Fig. 3.9 Circuito equivalente descarga de un supercapacitor.	37
Fig. 3.10 Diagrama de bloques para el modelo del supercapacitor	38
Fig. 3.11 Perfil de descarga de un supercapacitor a corriente constante	39
Fig. 3.12 Voltaje del supercapacitor con descarga a corriente constante.....	39
Fig. 3.13 Eficiencia de un supercapacitor para descarga a corriente constante.	43
Fig. 3.14 Descarga del supercapacitor a potencia constante.....	45
Fig. 3.12 Voltaje vs corriente del supercapacitor con descarga a potencia constante.....	45
Fig. 3.13 Perfil de eficiencia para potencia constante.	47
Fig. 3.14 Convertidor reductor.	48
Fig. 3.15 Convertidor reductor: a) interruptor cerrado b) interruptor abierto.	49
Fig. 3.17 Convertidor reductor corriente y voltaje en el límite de la conducción continua y discontinua.	51
Fig. 3.18 Convertidor reductor ciclo de trabajo vs la corriente promedio	52
Fig. 3.19 Convertidor elevador.	53
Fig. 3.20 Convertidor elevador: a) interruptor cerrado b) interruptor abierto.	53
Fig. 3.21 Convertidor elevador voltaje en el inductor.....	54
Fig. 3.22 Convertidor elevador corriente y voltaje en el límite de la conducción continua y discontinua.	55
Fig. 3.23 Convertidor reductor ciclo de trabajo vs corriente promedio	56
Fig. 3.24 Convertidor de medio puente.	57
Fig.3.25 Simulación del convertidor de medio puente.	58
Fig.3.26 Convertidor de medio puente en modo reductor.	59
Fig.3.27 Convertidor de medio puente en modo elevador.....	59
Fig.3.28 Perfil de corriente de carga modo elevador.....	61
Fig.3.29 Voltaje en el bus de cd.	61
Fig.3.30 Voltaje en el supercapacitor modo elevador.	62
Fig.3.31 Corriente en el supercapacitor modo elevador.....	62
Fig.3.32 Perfil de corriente de carga modo reductor.	63
Fig.3.33 Voltaje del bus de cd en modo reductor.	63

CONTENIDO

Fig.3.34 Voltaje del supercapacitor en modo reductor.	64
Fig.3.35 Corriente del supercapacitor en modo reductor.....	64

Fig. 4.1 Sistema de recuperación de energía.	66
Fig. 4.2 Lazos de Control de corriente para el supercapacitor y la batería.	69
Fig. 4.3 Lazos de Control de corriente para el Supercapacitor y la Batería.	70
Fig. 4.4 Sistema de segundo orden.	70
Fig. 4.5 Generación del PWM para el lazo de control del supercapacitor y la batería.....	70
Fig. 4.6 Simulación del control del convertidor de cd-cd.	75
Fig. 4.7 Simulación del convertidor en lazo cerrado.	76
Fig. 4.8 Corriente de carga propuesta para la simulación.....	77
Fig. 4.9 Voltaje en el bus de cd ante los disturbios de carga.	77
Fig. 4.10 Corriente de referencia vs corriente real de la batería.	78
Fig. 4.11 Acercamiento a la Corriente de referencia vs corriente real de la batería.	78
Fig. 4.12 Voltaje del supercapacitor.	79
Fig. 4.13 Corriente de referencia vs corriente real del supercapacitor.	79
Fig. 5.1 Diagrama del STE con el SRE.	77
Fig. 5.2 Simulación del STE y el SRE.	77
Fig. 5.3 Perfil de Velocidad UN/ECE.	77
Fig. 5.4 Perfil de Velocidad UN/ECE.	77
Fig. 5.5 Perfil de Velocidad UN/ECE.	77
Fig. 5.6 Módulos BM0D0165-E048 de Maxwell Technologies.	78
Fig. 5.7 Corriente que toma la <i>MSIPS</i> de la fuente de alimentación.	79
Fig. 5.8 Voltaje del bus de cd.	79
Fig. 5.9 Acercamiento al Voltaje del bus de cd.	80
Fig. 5.10 Corriente de referencia y real de la batería.....	80
Fig. 5.11 Corriente de referencia y real del supercapacitor.	81
Fig. 5.12 Voltaje del supercapacitor.	81

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1 Batería vs Supercapacitor	2
Tabla 2.1 Estados Lógicos de los dispositivos	7
Tabla 2.2 Parámetros de la MSIPS.....	25
Tabla 2.3 Parámetros de auto eléctrico	25
Tabla 3.1. Parámetros de descarga a corriente constante.....	40
Tabla 3.2 Parámetros de descarga a potencia constante	44
Tabla 3.3 Modos de Operación del Convertidor.....	57
Tabla 3.4 Parámetros de la simulación	60

NOMENCLATURA

ω_r	velocidad mecánica del rotor
ω	velocidad angular del estator
P	número de pares de polo
T_L	par de carga
B	coeficiente de fricción
J	fuerza de inercia del motor
V	velocidad del vehículo en km/hr .
$K_{p\omega}$	ganancia proporcional del controlador PI de velocidad.
$K_{i\omega}$	ganancia integral del controlador PI de velocidad.
J	inercia de la <i>MSIPS</i> .
P	número de pares de polos.
ψ_{IP}	flujo de los imanes permanentes.
$\omega_{c\omega}$	frecuencia de cruce en rad/s para el lazo de velocidad.
$mf\omega$	margen de fase de velocidad.
ω_{ciq}	frecuencia de cruce en rad/s para el lazo de corriente i_q
K_{PWM}	ganancia del inversor a partir de la señal de control V_{cd}/V_{tr} (V_{cd} voltaje de cd, V_{tr} voltaje pico de la triangular).
$K_{p,iq}$	ganancia proporcional del lazo de corriente i_q .
$K_{i,iq}$	ganancia integral del lazo de corriente i_q .
R	resistencia de fase de la <i>MSIPS</i> .
L_q	inductancia de cuadratura de la <i>MSIPS</i> .
A	amplitud de la zona exponencial (V).
B	constante de tiempo inversa de la zona exponencial (Ah^{-1}).
V_{bat}	voltaje en las terminales de la batería (V)
R_{bat}	es la resistencia interna de la batería (Ω).
I_{bat}	corriente de la batería (A).
Q	capacidad de la batería en (Ah).
E	voltaje sin carga de la batería (V).
E_o	voltaje constante de la batería (V).
K	voltaje de polarización (V).

P_{in}	potencia de entrada del convertidor de cd-cd.
P_o	potencia de salida del convertidor de cd-cd
D	ciclo de trabajo de los interruptores
V_{L1}	voltaje en el inductor L_1 .
V_{L2}	voltaje en el inductor L_2 .
i_{sc}	corriente en el supercapacitor.
i_{bat}	corriente de la batería.
i_{carga}	corriente del STE.
i_{HB}	corriente de salida del convertidor de medio puente.
α_1	ciclo de trabajo del interruptor inferior.
α_2	ciclo de trabajo del interruptor superior.
ω_n	frecuencia natural.
ζ	coeficiente de amortiguamiento.
i_{inv}	corriente en el inversor.
i_{bat}	es la corriente en la batería.
i_{conv}	es la corriente a través del convertidor.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción

En esta tesis se aborda el modelo y la simulación de un sistema de recuperación de energía basado en módulos de baterías y supercapacitores para el ahorro de energía en el transporte eléctrico. El sistema de tracción simulado está compuesto por un inversor trifásico tipo fuente de voltaje alimentado por baterías y un motor de imanes permanentes modelado en el marco de referencia dq . El sistema auxiliar de recuperación de energía está compuesto por el conjunto batería-convertidor-supercapacitor. La energía de frenado se almacena a través de un sistema de recuperación de energía para reutilizarla en demandas (picos de potencia) durante el arranque del vehículo. Esto ayuda a no someter la batería con picos de potencia, impactando en disminuir el sobredimensionamiento nominal y aumentar el ciclo de vida del dispositivo.

1.2 Objetivo de la Tesis

Diseño y simulación de un Sistema de Recuperación de energía (*SRE*) basado en módulos de supercapacitores, módulos de baterías y un convertidor de medio puente, que sirva como interfaz entre el impulsor eléctrico, las baterías y los supercapacitores, para su aplicación en la tracción y frenado de un vehículo eléctrico.

Desarrollar un algoritmo de control para el *SRE* (batería-convertidor-supercapacitor) que permita la recuperación de energía durante el frenado del vehículo eléctrico y la reutilización de esa energía durante la tracción.

1.3 Justificación

En la actualidad debido a la sobreexplotación de algunos recursos energéticos, el aumento en los precios del combustible, y la contaminación ambiental, el interés por los sistemas de ahorro de energía se ha incrementado. El uso de dispositivos de almacenamiento de energía como los volantes de inercia y los supercapacitores, ha llamado la atención de investigadores. Existen desarrollos recientes en supercapacitores que han hecho que el almacenamiento de energía sea viable principalmente en los vehículos eléctricos.

Por muchos años se han usado las baterías como medio principal de almacenamiento de energía en vehículos con motor de combustión interna y en vehículos eléctricos. Si bien una

batería posee gran densidad de energía, los picos de potencia causados por grandes corrientes hacen que disminuya la vida útil del dispositivo. Con el propósito de mejorar la eficiencia en una batería se han propuesto topologías híbridas con la ayuda de supercapacitores. Esto es debido a que tienen una rápida liberación de energía (alta potencia) que reduce las altas demandas de energía en la fuente principal (p. ej. baterías). En comparación con las baterías, los supercapacitores tienen una alta densidad de potencia (W/kg) y moderada densidad de energía (Wh/kg) (ver tabla 1).

Tabla Batería vs Supercapacitor [27]

<i>Parámetros</i>	<i>Batería</i>	<i>Supercapacitor</i>
Energía	10-100 Wh/kg	5 -10 Wh/kg
Potencia	<1000 w/kg	<10,000 w/kg
Eficiencia Carga/Descarga	50-85%	85-98%
Tiempo de Vida	3 años	10 años

El transporte público eléctrico que circula actualmente en el DF (trolebuses, tren ligero y METRO) funciona con un sistema de tracción basado en motores de corriente alterna y corriente directa. Las características eléctricas de estos motores hacen que durante el arranque del vehículo las corrientes demandadas a su sistema de potencia sean altas; del orden de 3 a 6 veces su valor nominal, provocando que sus fuentes de energía (subestaciones, baterías) estén sobredimensionadas y/o sometidas a fuertes descargas reduciendo el tiempo de vida útil. Durante la etapa de frenado del vehículo, el motor regenera energía eléctrica. Ésta energía es enviada de regreso a la subestación, sin embargo, para el caso de las subestaciones de los trolebuses en el DF éstas son unidireccionales no admitiendo energía regenerada. Para el caso del metro algunas subestaciones son receptivas. Cuando la energía regenerada no se puede regresar a la subestación se usa un frenado de tipo disipativo; esto significa que cuando el vehículo es frenado la energía regenerada es disipada a través de resistores en forma de calor (desperdiciada).

1.4 Estado del arte

El desarrollo de sistemas de ahorro de energía en el transporte público surge como una alternativa que coadyuve a la disminución de la contaminación ambiental y al desarrollo sustentable del transporte eléctrico. 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 sistemas de control de la energía.

Se han publicado varios trabajos con el fin de caracterizar la carga/descarga en un supercapacitor [13,16-20]. En [13] 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 [16] se concluye que el supercapacitor puede ser modelado como una línea de transmisión no lineal y algunos circuitos RC. Bonert y Zubieta [18] proponen un modelo de un circuito RC de tres ramas, en el que a partir de mediciones reales se obtienen los parámetros del modelo [19]. 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) [20]. La compañía *NESSCAP*, publicó en [21] que un ultracapacitor puede ser modelado como un capacitor convencional de primer orden y que para fines prácticos es suficiente un circuito RC. En las referencias [22-25] 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 [30-37] que proponen la integración de los supercapacitores de forma estacionaria en las subestaciones eléctricas (en suelo), o a bordo del vehículo de transporte. En los vehículos autónomos (automóviles) se han propuesto diferentes trabajos para integrar el conjunto de supercapacitores a través de un *SRE* y existen dos líneas de investigación principales: vehículos eléctricos (desde 1990 [38]) y vehículos híbridos. Ambos necesitan de estrategias de control para el intercambio de energía entre el sistema de tracción y los sistemas de almacenamiento de energía.

Los algoritmos de control se resumen de la siguiente forma [10]:

Algoritmos Heurísticos: del griego *εὐρίσκειν* (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 [39-51].

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 [52-57].

Algoritmos no Determinísticos: se usan cuando el modelo matemático es complejo. Por medio de métodos estocásticos y lógica difusa intentan dar una solución óptima al problema [58-62].

1.5 Estructura de la Tesis

En el capítulo 2 se describe el sistema de tracción eléctrica compuesto por un inversor trifásico tipo fuente de voltaje y un motor síncrono de imanes permanentes modelado en el marco de referencia dq . En el capítulo 3 se realiza una revisión de los dispositivos de almacenamiento de energía batería y supercapacitor. Para el caso del supercapacitor se realizan simulaciones para carga/descarga a corriente y potencia constante. El diseño del convertidor de $CD - CD$ y los algoritmos de control para la interface con los supercapacitores se aborda en el capítulo 4. En el capítulo 5 se realiza la integración del *SRE* al Sistema de Tracción Eléctrica y se simula con el perfil de velocidad UN/ECE. Las conclusiones y algunas recomendaciones son expuestas en el capítulo 6.

CAPÍTULO 2

SISTEMA DE TRACCIÓN ELÉCTRICA (STE)

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 funcional [1]. El sistema de tracción eléctrica que se presenta en este capítulo está formado por el accionamiento de una máquina síncrona de imanes permanentes (*MSIPS*) a través de un inversor tipo fuente de voltaje por sus siglas en inglés (*VSI*), acoplados a un vehículo eléctrico (ver figura 2.1). El modelo del inversor que se utiliza es el modelo promedio por ser una alternativa para mejorar el tiempo de simulación. La *MSIPS* se modela en el marco de referencia dq . Las fuerzas que actúan sobre un vehículo eléctrico son descritas con el fin de acoplar la *MSIPS* a la dinámica del vehículo.

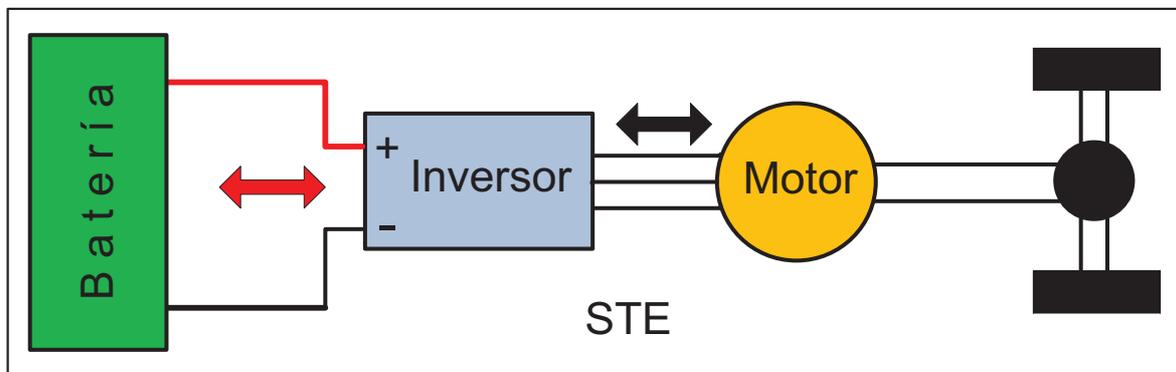


Fig.2.1 Diagrama Conceptual del Sistema de Tracción Eléctrica en un vehículo eléctrico.

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.

La alimentación del *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* [2]. Se utiliza en aplicaciones de alta potencia como en sistemas de almacenamiento magnético superconductor y en calentamiento inductivo [3]. En este trabajo se presenta el modelo detallado y promedio de un *VSI* descrito a continuación.

2.2.1 Modelo Detallado del Inversor

Los modelos detallados permiten el estudio de fenómenos como el rizado de corriente por conmutación, espectro de alta frecuencia, oscilaciones parásitas, así como los efectos de algunos esquemas PWM. Se modelan como circuitos eléctricos multipuertos y debido a los largos tiempos de simulación, el análisis se enfoca para periodos cortos. La figura 2.2 ilustra un inversor con fuente de voltaje.

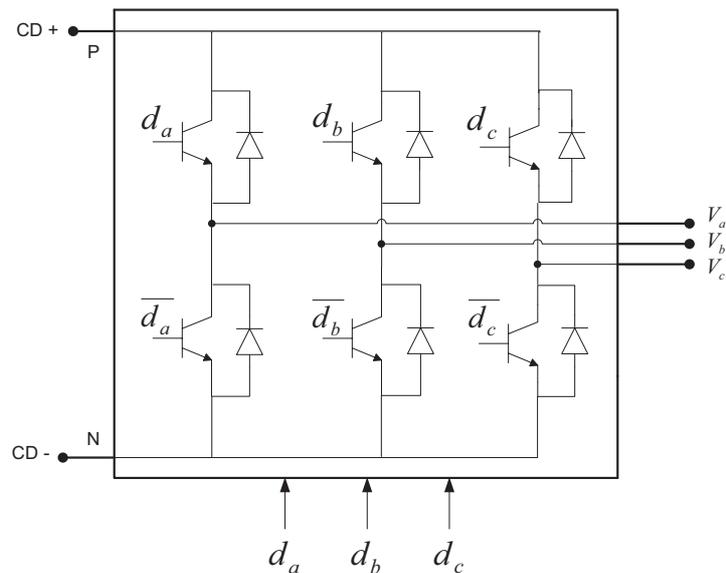


Fig. 2.2 VSI modelo detallado.

Un análisis sencillo revela que cada rama tiene 4 estados lógicos posibles:

1. Transistor superior en saturación y transistor inferior en corte.
2. Transistor superior en corte y transistor inferior en saturación.
3. Transistor superior en corte y transistor inferior en corte.
4. Transistor superior en saturación y transistor inferior en saturación.

El tercer estado se puede realizar sin embargo puede resultar problemático pues significa que la fase correspondiente quedará desconectada de la fuente y que provocará discontinuidades en la corriente. El cuarto estado no es aceptable pues representa un corto circuito entre las terminales positiva y negativa. De lo anterior sólo se considerarán dos estados lógicos en cada rama y la combinación de los mismos da como resultado la siguiente tabla.

Tabla 1 Estados Lógicos de los dispositivos

Fase A	Fase B	Fase C
0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1

donde:

- ‘1’ implica transistor superior encendido e inferior apagado
- ‘0’ implica transistor superior apagado e inferior encendido

2.2.2 Modelo Promedio del Inversor

El modelo promedio se realiza en baja frecuencia por lo que permite realizar simulaciones en tiempos menores en comparación al modelo detallado, ya que la conmutación de los transistores se elimina. Para desarrollar el modelo promedio se definen los siguientes vectores.

- i. Voltajes entre líneas V_{ab} , V_{bc} y V_{ca} .

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a - V_b \\ V_b - V_c \\ V_c - V_a \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

ii. Señales de control d_{ab} , d_{bc} y d_{ca} .

$$\begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a - d_b \\ d_b - d_c \\ d_c - d_a \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

iii. Voltajes entre líneas a partir de las señales de control y V_{cd} .

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{cd} \cdot \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

iv. Corriente de entrada en el inversor I_{cd} en términos de las señales de control y las corrientes de línea.

$$I_{cd} = [d_a \quad d_b \quad d_c] \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

El modelo promedio se muestra en la figura 2.3, está compuesto por un conjunto de fuentes dependientes de corriente y de voltaje controladas por tres señales de control d_a, d_b, d_c que representan los ciclos de trabajo de fase promedio [1].

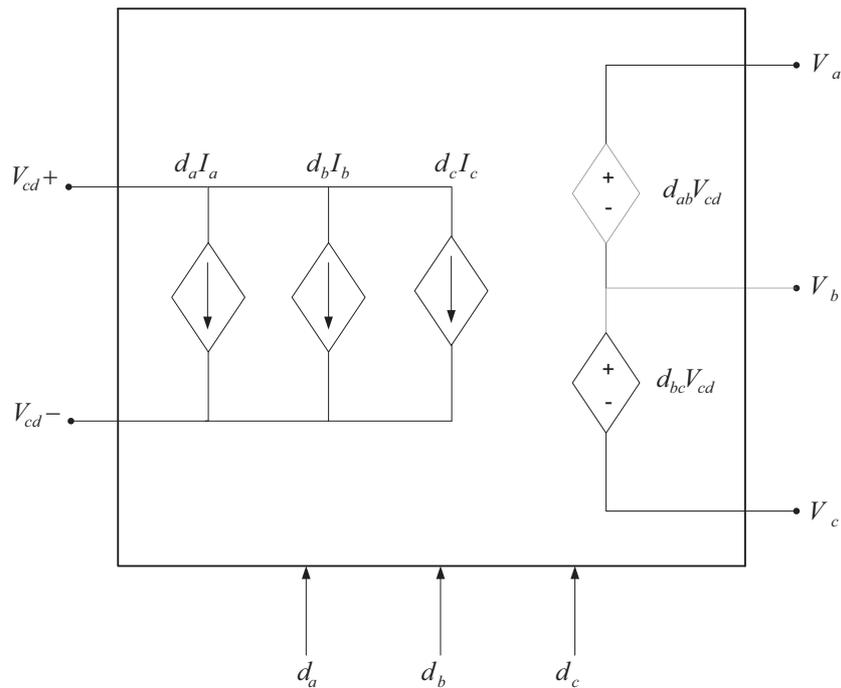


Fig. 2.3 VSI modelo promedio [1].

2.3 Máquina Síncrona de Imanes Permanentes

La *MSIP* (Máquina Síncrona de Imanes Permanentes) está compuesta por imanes (montados o incrustados en el rotor) que producen el campo magnético en el entrehierro. En comparación con otros motores son más eficientes, principalmente debido a que son más robustos y no necesitan fuente de excitación externa para crear el campo como por ejemplo la máquina síncrona. Algunos de los inconvenientes de estas máquinas son que los imanes son susceptibles a altas temperaturas lo que provoca la modificación de sus cualidades magnéticas. Los precios de los imanes aunque presentan una tendencia a disminuir aún son costosos. Según la configuración de los imanes existen dos tipos de *MSIP* de corriente alterna:

1. Motor de polos lisos *MSIPS* (Máquina Síncrona de Imanes Permanentes Superficiales).
2. Motor de polos salientes *MSIPI* (Máquina Síncrona de Imanes Permanentes Interiores).

El motor de polos lisos tiene imanes permanentes montados sobre la superficie del rotor pegados con adhesivos potentes (ver figura 2.4a). En estos motores la inductancia magnetizante es la misma en el eje directo que en el eje de cuadratura. El entrehierro es grande debido a que la permeabilidad de los imanes es muy cercana a la del aire. En el motor de polos salientes los imanes van incrustados en el interior del rotor ferromagnético (ver figura 2.4b). Debido al espacio entre los imanes y el material ferromagnético del rotor se considera como una máquina de polos salientes, por lo que la reluctancia en dirección del eje de cuadratura con el flujo de los imanes es menor que en el eje directo. De esta forma la inductancia en el eje directo es menor que en el eje de cuadratura [2].

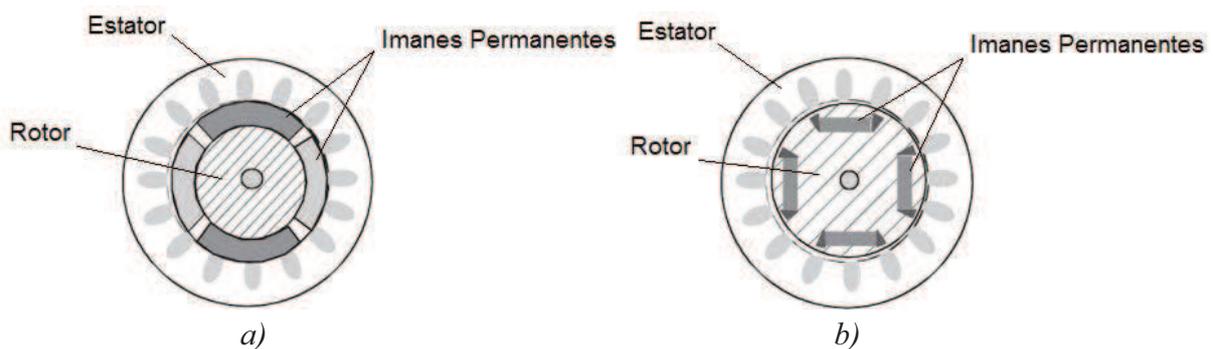


Fig. 2.4 a) MSIPS b) MSIPI [4].

Para facilitar la solución de los modelos matemáticos en una máquina de imanes permanentes se utiliza la transformación de las variables (voltajes, corrientes, flujos) de un

sistema trifásico abc a un sistema bifásico ortogonal rotatorio dq y viceversa. Los marcos de referencia son un conjunto de ejes para la representación vectorial de un sistema y se explican en el apéndice A.1.

2.3.1 Modelo de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes

En una máquina síncrona de imanes permanentes ($MSIP$) la generación del par mecánico está basada en la interacción de dos campos, uno en el rotor y otro en el estator. Estos campos son síncronos y se generan en $2n$ polos donde n es el número de pares de polos. La máquina síncrona de imanes permanentes es modelada en el marco de referencia dq . Se considera que el sistema es balanceado y está determinado por las siguientes ecuaciones:

$$V_d = L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q + Ri_d \quad (2.5)$$

$$V_q = L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \Psi_{IP}) + Ri_q \quad (2.6)$$

Las expresiones anteriores están en términos de la velocidad angular eléctrica sin embargo si se trabaja con velocidad mecánica entonces la conversión correspondiente es:

$$\omega_r = \frac{\omega}{P} \quad (2.7)$$

Donde:

- ω_r es la velocidad mecánica del rotor
- ω es la velocidad angular del estator
- P es el número de pares de polo

2.3.2 Ecuaciones Electromecánicas de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes

La ecuación del par electromagnético se obtiene a partir de la energía suministrada a los devanados en cualquier instante de tiempo:

$$W = P \cdot t \quad (2.8)$$

Para encontrar la potencia de la ecuación 2.8 se transforma la ecuación de potencia del marco abc al marco dq . La potencia trifásica de un sistema balanceado es

$P = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c$ despreciando la componente de secuencia cero (sin hilo neutro del motor) y en el marco de referencia dq resulta en la siguiente forma:

$$P = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.9)$$

Sustituyendo la ecuación 2.9 en 2.8 se obtiene el cambio de la energía suministrada a los devanados con respecto al tiempo:

$$\frac{dW}{dt} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.10)$$

Al sustituir en 2.10 los voltajes V_d y V_q de las ecuaciones 2.5 y 2.6 respectivamente se obtiene la ecuación 2.11. El primer término se refiere a las pérdidas óhmicas, el segundo término es la energía almacenada en los inductores y el tercero es la energía disponible para desarrollar el par electromagnético.

$$\begin{aligned} & \frac{3}{2} \left[\left(L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q + R i_d \right) i_d + \left(L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \Psi_{PM}) + R i_q \right) i_q \right] dt = \\ \frac{d\omega_e}{dt} = & \left[\frac{3}{2} \left(\underbrace{(i_d^2 R + i_q^2 R)}_{\text{pérdidas}} + \underbrace{(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt})}_{\text{energía almacenada}} + \underbrace{\omega (-L_q i_d i_q + L_d i_d i_q + i_q \Psi_{PM})}_{\text{energía disponible par}} \right) \right] dt \end{aligned} \quad (2.11)$$

De la ecuación 2.11 la energía asociada al desarrollo del par electromagnético es la siguiente:

$$\frac{dW}{dt} = \frac{3}{2} \left[\omega (i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \Psi_{PM}) \right] \quad (2.12)$$

El par electromagnético es el único capaz de entregar energía hacia la carga y se relaciona con el cambio de energía y el cambio de posición mecánica del rotor como se muestra en la siguiente expresión:

$$\tau_e = \frac{dW}{d\theta_r} = \frac{dW/dt}{d\theta_r/dt} \quad (2.13)$$

Con el cambio de posición del rotor con respecto al tiempo se obtiene la velocidad mecánica del rotor:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.14)$$

De la ecuación (2.7) la relación de la velocidad angular eléctrica entre la velocidad mecánica es

$$\frac{\omega}{\omega_r} = P \quad (2.15)$$

Si se sustituyen las expresiones 2.12, 2.14 y 2.15 en la ecuación 2.13, se obtiene la ecuación del par electromagnético que desarrolla la máquina de imanes permanentes.

$$\tau_e = \frac{3}{2} P \left[\underbrace{i_d i_q (L_d - L_q)}_{\text{par reluctancia}} + \underbrace{i_q \Psi_{IP}}_{\text{par EM}} \right] \quad (2.16)$$

La ecuación electromecánica que describe las fuerzas que actúan sobre la *MSIP* se muestra a continuación:

$$\tau_e = T_L + B\omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.17)$$

Donde:

- T_L es el par de carga
- B es el coeficiente de fricción
- J es la fuerza de inercia del motor

El modelo eléctrico de la *MSIP* se obtiene de relacionar el término $J \cdot d\omega_r/dt$ de la ecuación 2.17 con la corriente en un capacitor $i_c = C dV_c/dt$. Si la velocidad mecánica se cambia por velocidad angular eléctrica, la capacitancia C es $C = J/P$. La ecuación electromecánica se reescribe de la siguiente forma:

$$\frac{J}{P} \cdot \frac{d\omega}{dt} = \tau_e - T_L - \frac{B\omega}{P} \quad (2.18)$$

El modelo eléctrico que se utiliza está formado por fuentes controladas de voltaje y de corriente que representan las fuerzas que desarrolla la *MSIP* y las fuerzas que se oponen al movimiento de la ecuación 2.18, las cuáles se representan en el siguiente diagrama eléctrico [1]:

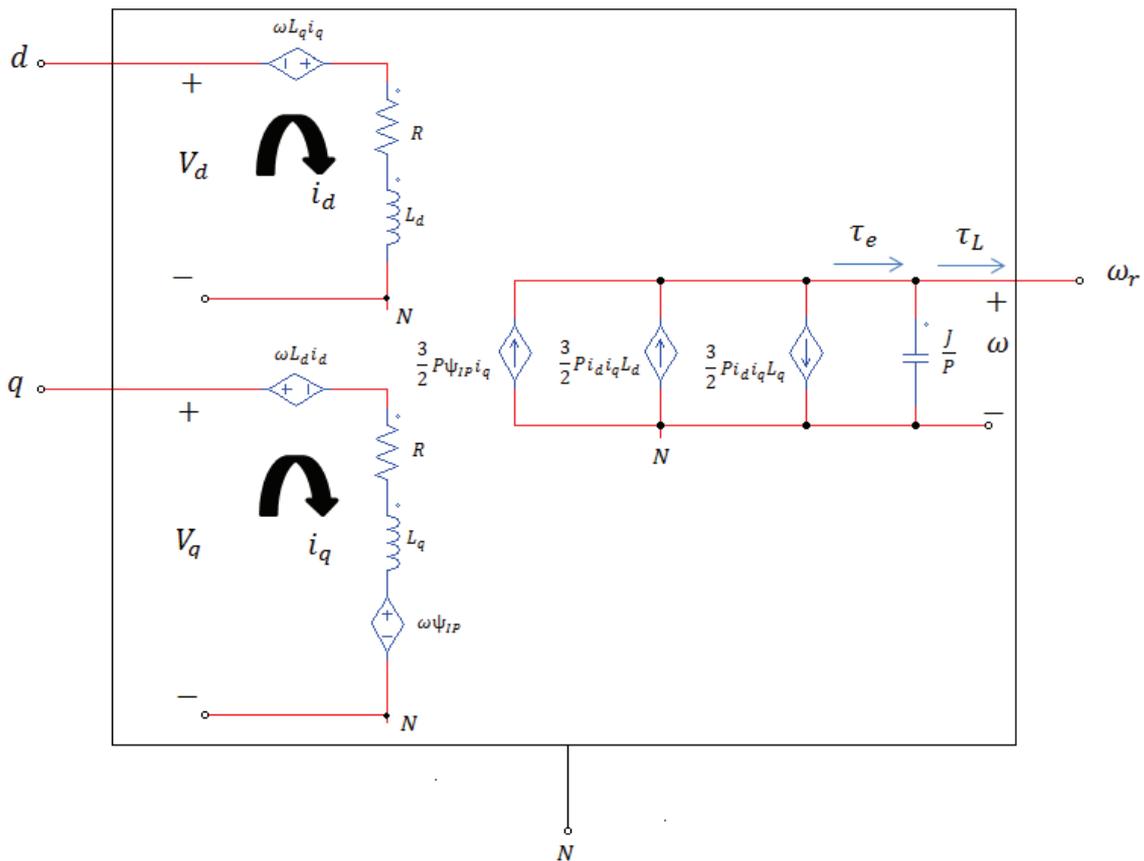


Fig. 2.5 Modelo eléctrico de la MSIPS en el marco dq.

2.4 Descripción General de las fuerzas sobre el Movimiento de un Vehículo

En esta sección se analiza la dinámica del vehículo. El propósito del análisis es llegar a un conjunto de ecuaciones que describan la dinámica del vehículo y que permita acoplar el vehículo al modelo de la MSIP. Las fuerzas que actúan sobre el movimiento de un vehículo en un plano inclinado se muestran en la figura 2.6. El interés en estas fuerzas es importante para calcular el par electromagnético que debe desarrollar la MSIP. Las principales fuerzas de tracción F_t proporcionan el avance del vehículo sobre el área de contacto entre las ruedas y el pavimento. Sin embargo cuando hay movimiento existen fuerzas de resistencia F_r que se oponen al rodamiento del vehículo como son: la asociada al peso del vehículo mg , la resistencia aerodinámica F_w y las resistencias de rodadura que se describen en este apartado [4].

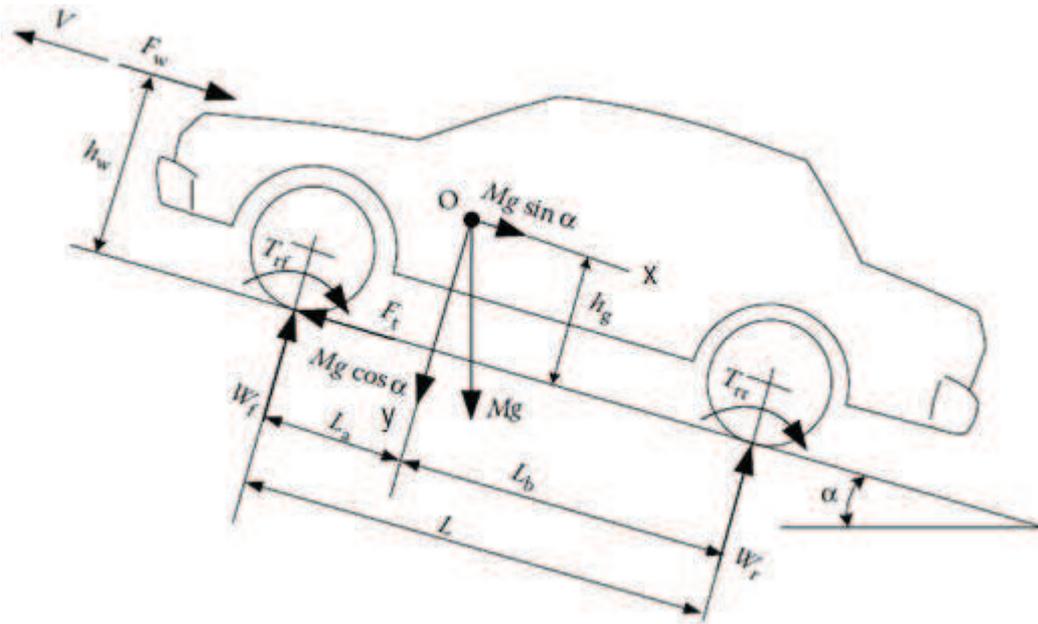


Fig. 2.6 Fuerzas que actúan sobre un vehículo [5].

A partir de la segunda ley de Newton la aceleración del vehículo dV/dt se determina con las fuerzas mencionadas en la figura 2.6 donde F_t son las fuerzas de tracción, F_r son las fuerzas de oposición y M la masa del vehículo

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\sum F_t - \sum F_r}{M} \quad (2.19)$$

2.4.1 Fuerza de Resistencia de Rodadura

Esta resistencia es causada principalmente por la histéresis en los materiales de las llantas y depende sobre la superficie en la que esté rodando. Cuando la llanta rueda en un pavimento actúa una fuerza P sobre el centro de la llanta debida 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 se arrastra se queda sin carga, por lo tanto la mitad principal es la que tiene la mayor presión de la superficie sobre la llanta. La distancia vertical que se deforma en la llanta se le llama z , r es el radio de la llanta y r_d es el radio efectivo de la llanta.

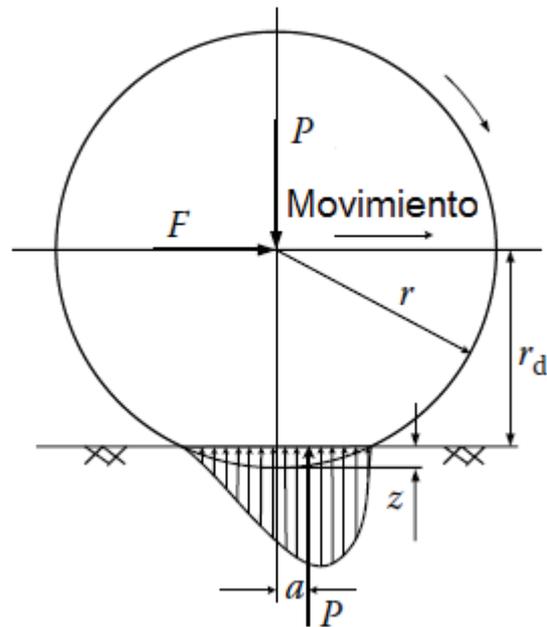


Fig. 2.7 Fuerzas que actúan sobre una llanta en movimiento [5].

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

$$T_r = Pa \quad (2.20)$$

Para mantener la llanta en rodamiento se aplica una fuerza F sobre el centro de la llanta para balancear el momento resistivo. Ésta fuerza es conocida como la resistencia de rodadura que depende del momento resistivo T_r y el coeficiente resistivo de rodamiento $f_r = a/r_d$ por lo que se encuentra la siguiente expresión:

$$F = \frac{T_r}{r_d} = \frac{Pa}{r_d} = Pf_r \quad (2.21)$$

Si el vehículo se mueve sobre una pendiente la carga normal P se reemplaza por la componente perpendicular a la superficie, y la fuerza de resistencia de rodadura queda expresada como:

$$F_r = Pf_r \cos \alpha \quad (2.22)$$

El coeficiente resistivo de rodamiento f_r es una función que depende del material de las llantas y la presión de inflado entre otros. Para su cálculo se considera como una función

lineal de la velocidad asumiendo que la presión de inflado de las llantas esta en su valor nominal. La siguiente ecuación puede ser usada para vehículos de pasajeros sobre un pavimento de concreto con velocidades de hasta 128 km/hr .

$$f_r = 0.01\left(1 + \frac{V}{160}\right) \quad (2.23)$$

Donde V es la velocidad del vehículo en km/hr .

2.4.2 Fuerza de fricción aerodinámica

Esta fuerza de fricción aerodinámica se opone al movimiento del vehículo y está compuesta por dos componentes: fricción por la forma del vehículo y fricción inducida. La fricción de la forma se debe a las bolsas de aire que se forman con el movimiento del vehículo, creando una zona de alta presión al frente del vehículo y una zona de baja presión en la parte trasera del vehículo. La fricción inducida se debe al aire cercano al vehículo que casi se mueve a la velocidad del vehículo mientras que el aire permanece aún lejos del vehículo, creando así una diferencia de velocidades. De las dos componentes se obtiene la fuerza de fricción aerodinámica en función de la densidad del aire ρ (kg/m^3), el coeficiente de la fuerza de la fricción C_d ($\text{N} \cdot \text{s}^2/\text{kg} \cdot \text{m}$), el área frontal del vehículo A_f (m^2), la velocidad lineal del vehículo V (m/s) y la velocidad del aire V_w (m/s). Si el aire está a favor del movimiento del vehículo tiene signo positivo y si se opone el signo es negativo como se muestra a continuación:

$$F_w = \frac{1}{2} \rho C_d A_f (V - V_w)^2 \quad (2.24)$$

2.4.3 Fuerza de resistencia de la pendiente

El peso del vehículo sobre un plano inclinado produce dos componentes que se oponen al movimiento del vehículo. La componente en y (ver figura 2.6) es la correspondiente a la fuerza de resistencia de rodadura y ya se abordó en la sección anterior. La componente en x corresponde a la fuerza de gravedad y el ángulo de inclinación α y se expresa como.

$$F_g = M \cdot g \cdot \text{sen} \alpha \quad (2.25)$$

2.4.4 Ecuación dinámica del vehículo

Después de mostrar las fuerzas que actúan sobre un vehículo en movimiento se determina la ecuación dinámica del vehículo. Los primeros términos de la ecuación 2.26 son fuerzas de tracción delantera F_{tf} y trasera F_{tr} del vehículo, mientras que los segundos términos son fuerzas resistivas de rodamiento en el eje delantero F_{rf} , en el eje trasero F_{rr} así como la fuerza de fricción aerodinámica y la asociada a la fuerza de gravedad F_g . Para un vehículo con tracción delantera $F_{tr} = 0$ y para uno de tracción trasera $F_{tf} = 0$.

$$M \frac{dV}{dt} = (F_{tf} + F_{tr}) - (F_{rf} + F_{rr} + F_w + F_g) \quad (2.26)$$

El máximo esfuerzo tractivo que soporta el contacto entre la llanta y la superficie se determina con las cargas normales en el eje trasero y delantero. Esto se hace sumando los momentos de todas las fuerzas en el centro del área de contacto entre la rueda y el pavimento. Las cargas normales en el eje trasero y delantero se determinan de la figura 2.6 La suma de momentos debe cumplir la siguiente ecuación:

$$\Sigma \tau = (M \cdot dV/dt)h_g \quad (2.27)$$

Con la suma de momentos en el eje trasero se determina la carga normal en el eje delantero:

$$W_f = \frac{M \cdot g \cdot L_b \cdot \cos \alpha - (T_{rf} + T_{rr} + F_w \cdot h_w + M \cdot g \cdot h_g \cdot \text{sen} \alpha + M \cdot h_g \cdot dV/dt)}{L} \quad (2.28)$$

A partir de la suma de momentos en el eje delantero se obtiene la carga normal en el eje trasero:

$$W_r = \frac{M \cdot g \cdot L_a \cdot \cos \alpha + (T_{rf} + T_{rr} + F_w \cdot h_w + M \cdot g \cdot h_g \cdot \text{sen} \alpha + M \cdot h_g \cdot dV/dt)}{L} \quad (2.29)$$

Se sabe que el momento está dado como $\tau = F \cdot d$, convirtiendo los momentos a fuerzas mediante la sustitución de 2.21 y 2.22 en las ecuaciones 2.28 y 2.29 y considerando que la altura del centro de aplicación de la resistencia aerodinámica es la misma que la del centro de gravedad $h_w = h_g$ la carga normal en el eje delantero W_f se puede escribir como:

$$W_f = \frac{L_b \cdot M \cdot g \cdot \cos \alpha}{L} - \frac{h_g}{L} \cdot (F_w + F_g) + \frac{M \cdot g \cdot f_r \cdot r_d}{h_g} \cdot \cos \alpha + M \cdot \frac{dV}{dt} \quad (2.30)$$

De forma similar se determina la carga normal en el eje trasero W_r como:

$$W_r = \frac{L_a \cdot M \cdot g \cdot \cos \alpha}{L} - \frac{h_g}{L} \cdot (F_w + F_g + \frac{M \cdot g \cdot f_r \cdot r_d}{h_g} \cdot \cos \alpha + M \cdot \frac{dV}{dt}) \quad (2.31)$$

El máximo esfuerzo tractivo con tracción delantera está dado por la siguiente ecuación:

$$F_{tf \max} = \mu W_f \quad (2.32)$$

Si la tracción es trasera se determina con la carga normal correspondiente:

$$F_{tr \max} = \mu W_r \quad (2.33)$$

Donde μ es el coeficiente de fricción.

2.4.5 Relación de Velocidad del Vehículo con el Sistema de Tracción Eléctrica

El sistema de tracción eléctrica de un vehículo tiene como objetivo transmitir el par de salida desde el eje del motor hacia las llantas del vehículo. Está compuesto por un motor (eléctrico o de gasolina), un embrague (clutch) para transmisión manual o convertidor de par para transmisión automática, un impulsor final, el diferencial y el eje impulsor hacia las ruedas (ver figura 2.8). El objetivo en este apartado no es entrar a detalle a cada elemento del tren impulsor sino relacionar la velocidad lineal del automóvil con la velocidad mecánica de la máquina síncrona de imanes permanentes.

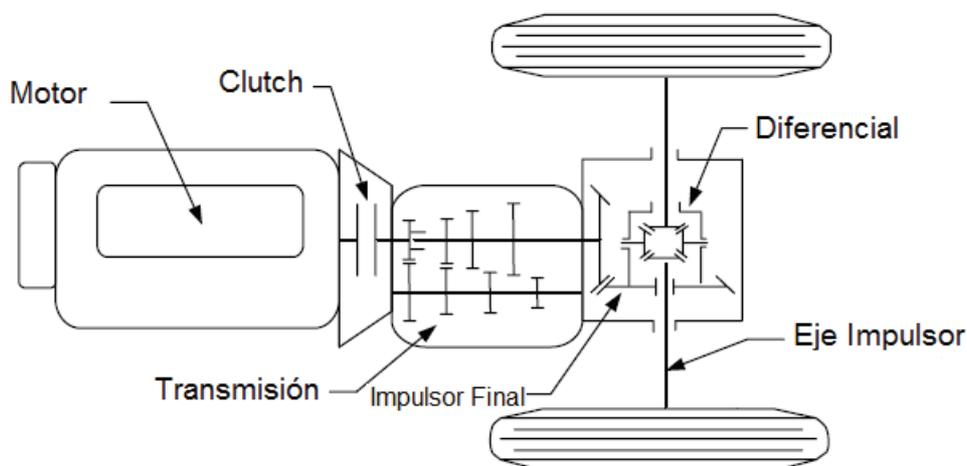


Fig. 2.8 Ilustración del Sistema de Tracción Eléctrica de un Vehículo [5].

El par transmitido desde la MSIP hasta el eje impulsor de las llantas está relacionado con la ecuación 2.34, 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 de la MSIP hasta el eje impulsor y T_p es el par de salida del motor.

$$T_w = i_g i_0 n_t T_p \quad (2.34)$$

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 .

$$F_t = \frac{T_w}{r_d} \quad (2.35)$$

Sustituyendo la ecuación 2.34 en 2.35 se obtiene la expresión para la fuerza de tracción en términos del par de la máquina, la relación de engranes y la eficiencia.

$$F_t = \frac{T_p i_g i_0 n_t}{r_d} \quad (2.36)$$

La velocidad de rotación del eje impulsor de las llantas N_w en *rev/min* se encuentra a partir de la velocidad mecánica del motor N_p en *rev/min* y la relación de engranes de la transmisión y el impulsor final:

$$N_w = \frac{N_p}{i_g i_0} \quad (2.37)$$

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

$$N_{\omega, rad/s} = N_{p, rev/min} \cdot \left[\frac{1m}{60s} \right] \cdot \left[\frac{2 \cdot \pi}{rev} \right] \quad (2.38)$$

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

$$\omega_{rad/s} = \frac{V}{r_d} \quad (2.39)$$

Donde ω es la velocidad angular de la rueda y r_d es el radio efectivo de la rueda como se muestra en la siguiente figura 2.9:

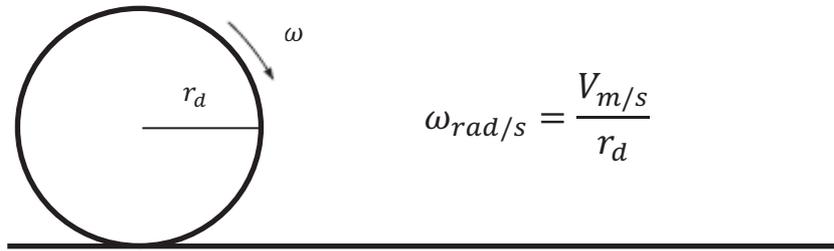


Fig. 2.9 Relación entre la velocidad lineal y la velocidad angular de la llanta.

De la figura 2.9 la velocidad lineal del vehículo se encuentra con la velocidad angular del eje impulsor de las ruedas. Sustituyendo la velocidad angular de la rueda $N_{\omega,rad/s}$ en la ecuación 2.39 se obtiene la velocidad lineal del vehículo:

$$V = \frac{\pi \cdot N_w \cdot r_d}{30} \quad (2.40)$$

Sustituyendo la ecuación 2.37 en 2.40 se obtiene la velocidad lineal en m/s del vehículo considerando el número de pares de polos de la *MSIP* con la ecuación 2.7:

$$V = \frac{\pi \cdot N_p \cdot P \cdot r_d}{30 \cdot i_g \cdot i_0} \quad (2.41)$$

2.5 Control de Campo Orientado

El control de campo orientado FOC por sus siglas en inglés (Field Oriented Control) es un control vectorial que fue introducido por Hasse y Blaschke en 1969 [6]. En este control se pretende que la máquina trabaje en la región de flujo constante para obtener el máximo par desarrollado por la máquina y conservar de manera perpendicular el campo magnético entre el estator y el rotor ($\theta=90^\circ$ ver figura 2.10). La componente de corriente i_d está relacionada directamente con el flujo y su valor se mantiene como $i_d = 0$, de esta forma el flujo del rotor es igual al flujo del estator y se puede considerar que el flujo total en el entrehierro está determinado por los imanes permanentes. El par electromagnético desarrollado por el motor está dado por el producto cruz del campo en el estator \vec{F}_s y el campo en el rotor \vec{F}_r escalado por una constante k como se muestra en la ecuación 2.42.

$$\vec{\tau}_e = k\vec{F}_s \times \vec{F}_r \quad (2.42)$$

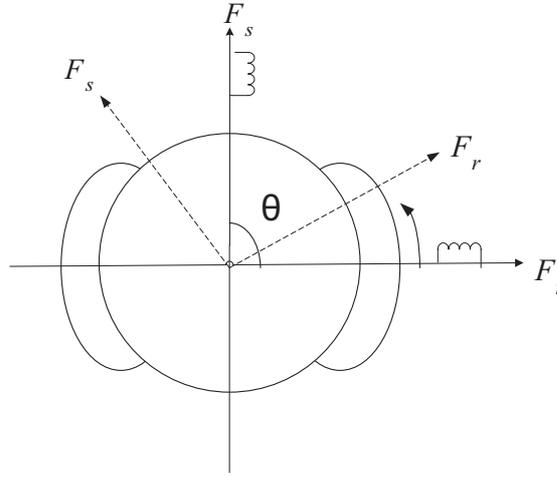


Fig. 2.10 Máquina de dos polos en dq0 con \vec{F}_s y \vec{F}_r .

En la *MSIPS* la posición del rotor está dada por la posición de los imanes permanentes por lo que el campo en el estator se mueve en forma síncrona con el campo en el rotor. El máximo par $\vec{\tau}_e$ se obtiene cuando $\theta = 90^\circ$ ó $\theta = -90^\circ$ de la siguiente expresión:

$$|\vec{\tau}_e| = k|\vec{F}_s||\vec{F}_r|\sin\theta \quad (2.43)$$

Si la máquina es de imanes permanentes superficiales $L_d - L_q \approx 0$, por lo que el par de reluctancia es cero (ver ecuación 2.16). El par electromagnético dependerá y se podrá controlar a través de i_q . Reescribiendo la ecuación 2.16 para una *MSIPS* el par electromagnético es el siguiente:

$$\tau_e = \frac{3}{2}P[i_q\Psi_{IP}] \quad (2.44)$$

2.5.1 Diseño del Control de Campo Orientado

El control de campo orientado de la *MSIPS* consta de tres lazos de control: lazo de control de velocidad, lazo de control de par electromagnético i_q y lazo de control de flujo i_d , así como las transformaciones de voltajes y corrientes en el marco *abc* a *dq* y viceversa. La entrada del control es la velocidad de referencia del vehículo en *km/hr* y por medio de la relación entre la velocidad angular de las ruedas y la velocidad de la máquina (ver ecuación

2.41) se convierte a rad/s . Los lazos del control de campo orientado se muestran en el diagrama de la figura 2.11.

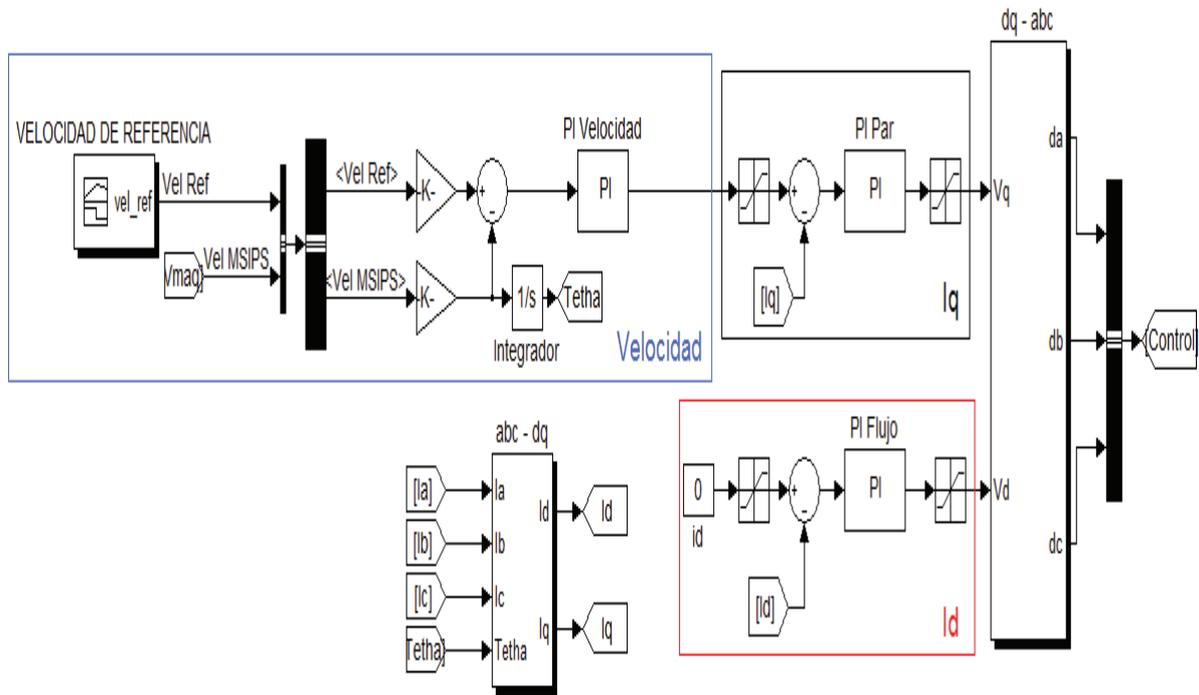


Fig. 2.11 Diagrama de bloques del control de campo orientado.

El desarrollo del cálculo de los controladores de velocidad y de corriente para la *MSIPS* puede ser consultado de manera más amplia en [7-8]. A continuación se muestra por simplicidad el resultado obtenido para calcular los controladores de velocidad.

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{2J\omega_{c\omega}}{3P^2\psi_{IP}} |\sin(-180^\circ + mf\omega)| \\ K_{i\omega} = \frac{2J\omega_{c\omega}^2}{3P^2\psi_{IP}} |\cos(-180^\circ + mf\omega)| \end{cases} \quad (2.45)$$

donde:

$K_{p\omega}$ es la ganancia proporcional del controlador PI de velocidad.

$K_{i\omega}$ es la ganancia integral del controlador PI de velocidad.

J es la inercia de la *MSIPS*.

P es el número de pares de polos.

ψ_{IP} es el flujo de los imanes permanentes.

$\omega_{c\omega}$ es la frecuencia de cruce en rad/s para el lazo de velocidad.

$mf\omega$ es el margen de fase de velocidad.

A continuación se presenta el resultado para las ganancias del controlador PI del lazo de corriente i_q . De manera similar se calculan las ganancias para el lazo de corriente i_d sustituyendo i_d por i_q en las ecuaciones de 2.46.

$$\begin{cases} \omega_{ciq} = \frac{K_{iiq} \cdot K_{PWM}}{R} \\ K_{p,iq} = \frac{K_{i,iq} \cdot L_q}{R} \end{cases} \quad (2.46)$$

donde:

ω_{ciq} es la frecuencia de cruce en rad/s para el lazo de corriente i_q

K_{PWM} es la ganancia del inversor a partir de la señal de control V_{cd}/V_{tr} (V_{cd} voltaje de cd, V_{tr} voltaje pico de la triangular).

$K_{p,iq}$ es la ganancia proporcional del lazo de corriente i_q .

K_{iiq} es la ganancia integral del lazo de corriente i_q .

R es la Resistencia de fase de la *MSIPS*.

L_q es la inductancia de cuadratura de la *MSIPS*.

2.6 Simulación del STE acoplado al modelo dinámico de un Vehículo Eléctrico

El sistema de tracción eléctrica que se simula está compuesto por los modelos siguientes: *MSIPS* controlada por el accionamiento del inversor promedio. Los resultados que se obtienen se basan en el sistema mostrado en la figura 2.12 el cuál, se compone de diferentes módulos creados en Simulink que relacionan el sistema de tracción (motor-inversor) accionado por un control de campo orientado y acoplado a un vehículo eléctrico con tracción en las cuatro ruedas. El sistema está alimentado por una fuente de *cd* y en éste caso se utilizan módulos de baterías (el modelo de la batería se explica en el capítulo 3).

Sistema de Tracción Eléctrica

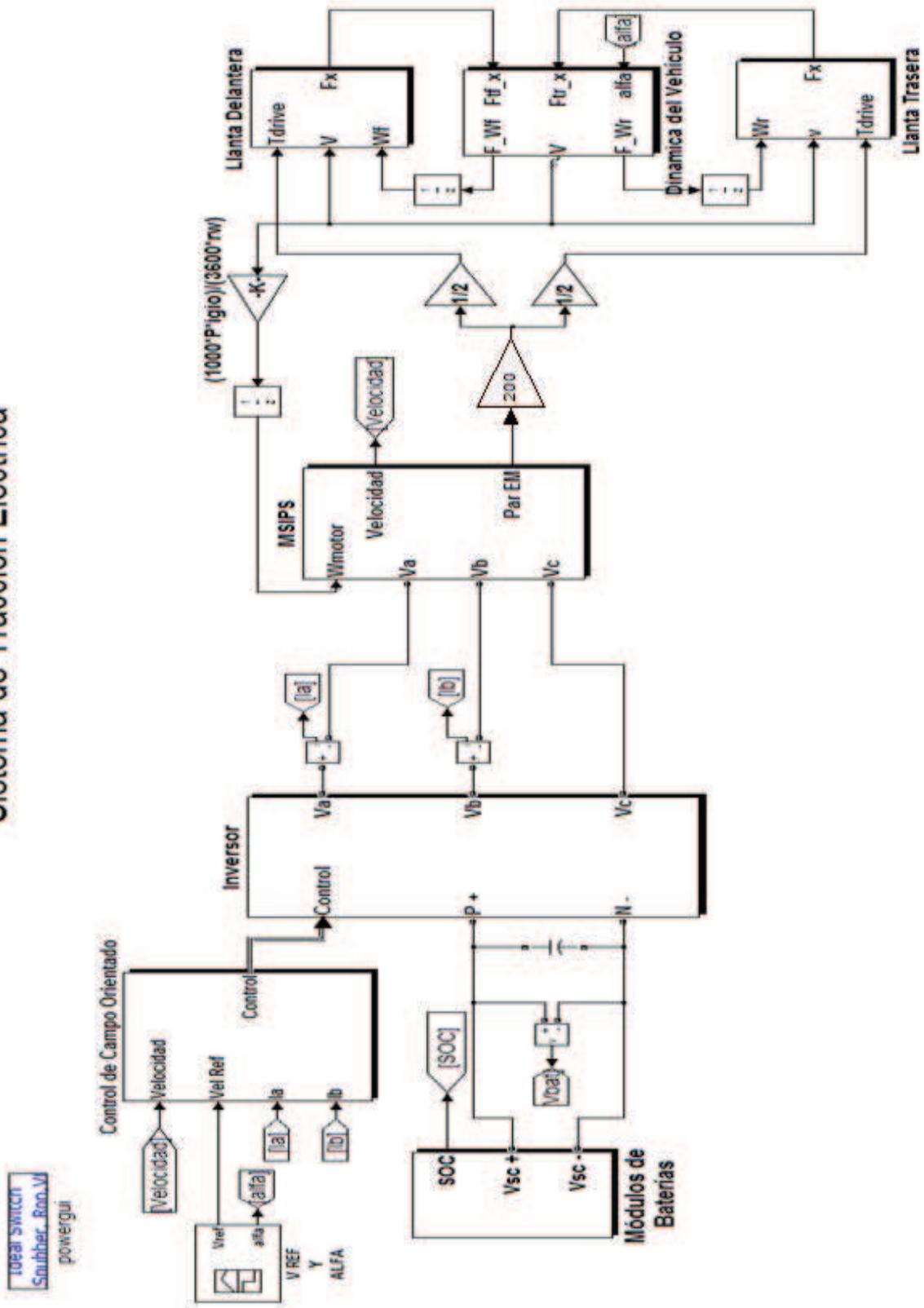


Fig. 2.12 Diagrama de bloques del STE acoplado a un vehículo.

La *MSIP* que se simula se basa en el modelo BSM132C–9200AA de Baldor. Los parámetros que se utilizan en la simulación se muestran en la tabla II:

Tabla II Parámetros de la *MSIPS*

Modelo	BSM132C–9200AA
$V_{c,bus}= 300.375$	[V] Voltaje Inicial Capacitor del bus
$P=4$	Pares de Polos
$J=0.064353$	[kg*m ²] Inercia del Motor
$T_e=134$	[Nm] Par EM nominal
$R=0.066/2$	[Ω] Resistencia Fase
$L_d=1.73e-3/2$	[mHenry] Inductancia en d
$L_q=1.73e-3/2$	[mHenry] Inductancia en q
$L_0=1.73e-3/2$	[mHenry] Inductancia en 0
$B=0.0000000000038$	[Nm] par de fricción
$K_e=115.2$	[Vrms/krpm] constante del motor
$K_t=1.9$	[Nm/A,rms] constante del motor
$FIP=(K_e*\sqrt{2}/\sqrt{3})/(2*\pi*P*1000/60)$	[Wb] Flujo Imanes Permanentes
$\omega_r=1800$	[rev/min] Velocidad Nominal
$i=88$	[A] Corriente Continua

Los parámetros del vehículo eléctrico utilizados en la simulación corresponden a un vehículo de la marca Fiat modelo Electtra con una masa total del vehículo de 1.5 toneladas y una carga útil de 300 kg [63]. En este trabajo se toma una masa total del vehículo de 1570 kg considerando los módulos de supercapacitores y baterías. Otros parámetros considerados en este trabajo se muestran en la tabla III.

Tabla III Parámetros de auto eléctrico

$M= 1570$	[kg] Masa total del vehículo
$g=9.80665$	[m/s ²] Aceleración Gravitacional
$r_d=0.274$	[m] Radio de la llanta
$a=0.001$	[m] Distancia Fuerza Normal sobre la llanta
$\rho=1.23$	[kg/m ³] Densidad del aire
$\alpha=0$	[rad] Ángulo de inclinación
$C_d=0.31$	[N·s ² /kg·m] Coeficiente de fricción Aerodinámico
$A_f=1.75$	[m ²] Área Frontal del vehículo
$h_g=0.5$	[m] Altura del vehículo del pavimento al CG
$L_a=1.5$	[m] Distancia del CG al eje delantero
$L_b=1.5$	[m] Distancia del CG al eje trasero
$L=L_a+L_b$	[m] Longitud Total
$V=128$	[km/hr] Velocidad máxima del auto
$i_{gio}=(\pi*Vel_rpm*r_d)/(Vel_m/s*30)$	Relación de engranes de la transmisión

Para la simulación se considera que el voltaje inicial de la batería es igual al voltaje inicial del capacitor del bus de cd ($V_{bat}(0) = V_{c,bus}(0)=300.375$). La velocidad de referencia que sigue la *MSIPS* emula un ciclo de manejo de un vehículo eléctrico utilizando el control de campo orientado. La velocidad de referencia se muestra en la figura 2.13. A partir de 0.2 segundos el auto empieza a moverse hasta alcanzar la velocidad máxima de 128 km/hr con velocidad constante hasta que en 2 segundos comienza a descender la velocidad y llegar a cero en 2.8 segundos.

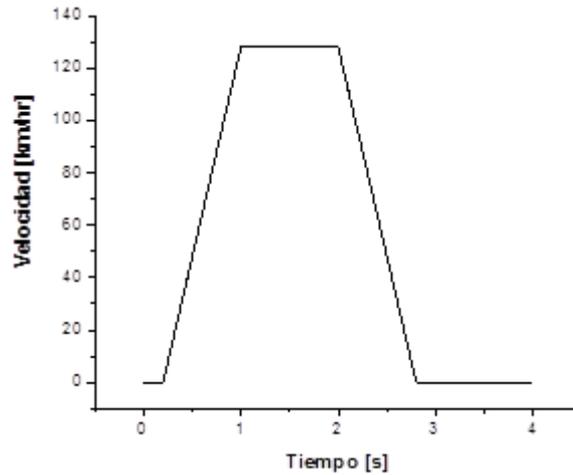


Fig. 2.13 Velocidad de referencia (Ciclo de Manejo)

La velocidad de referencia y la velocidad real son comparadas en la figura 2.14 donde se observa que la velocidad real sigue a la velocidad de referencia.

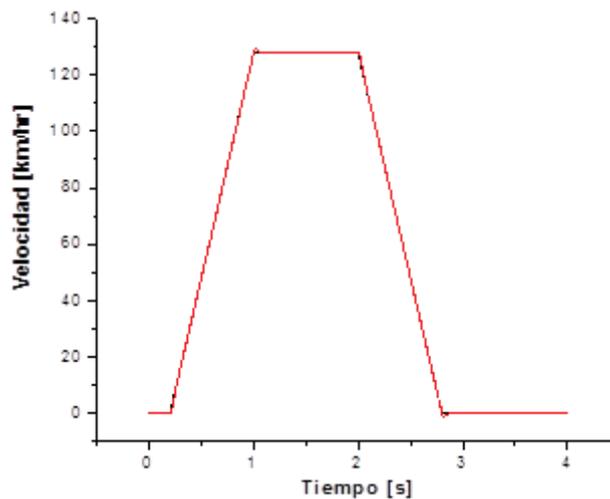


Fig. 2.14 Velocidad de referencia y velocidad real del vehículo

El par electromagnético que desarrolla el motor se muestra en la figura 2.15. Para alcanzar la velocidad nominal del motor (1800 rpm) el motor genera un par de aceleración de aproximadamente 114 Nm en 1 s . De $[1,2]$ segundos, el par que desarrolla el motor mantiene la velocidad de referencia, ya que las fuerzas de resistencia disminuyen la velocidad del vehículo. Después de 2 segundos el vehículo empieza a desacelerar invirtiendo el signo del par con un valor de aproximadamente -108 Nm hasta que el auto se detiene alrededor de 3 segundos.

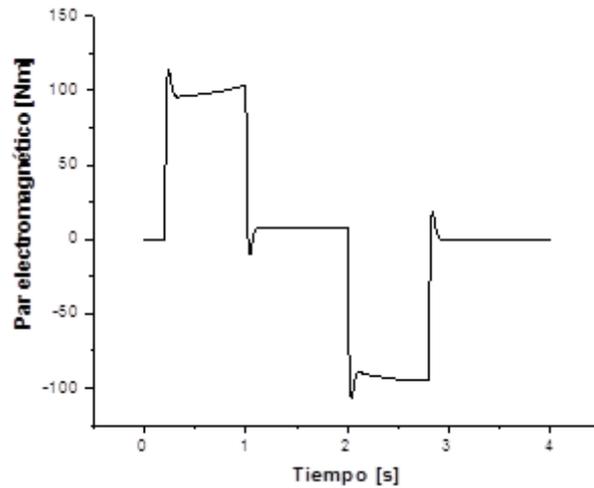


Fig. 2.15 Respuesta del Par EM de la **MSIP**

En la siguiente figura se muestra la velocidad nominal del motor en rev/min durante todo el perfil de velocidad de la figura 2.13.

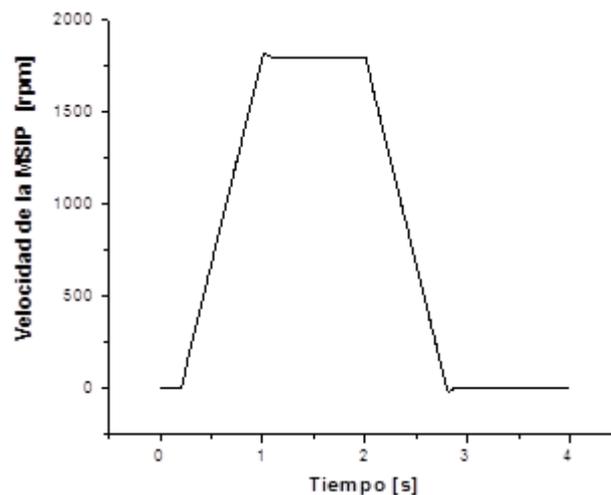


Fig. 2.16 Velocidad de la **MSIP**

El voltaje de la batería se observa en la figura 2.17. Si hay tracción por parte del vehículo habrá una disminución de voltaje en la fuente principal de alimentación (baterías), por lo que el voltaje está debajo del valor nominal en el bus de cd. Si el motor regenera la energía es devuelta a través del sistema de tracción y ocurre un sobrevoltaje en el bus.

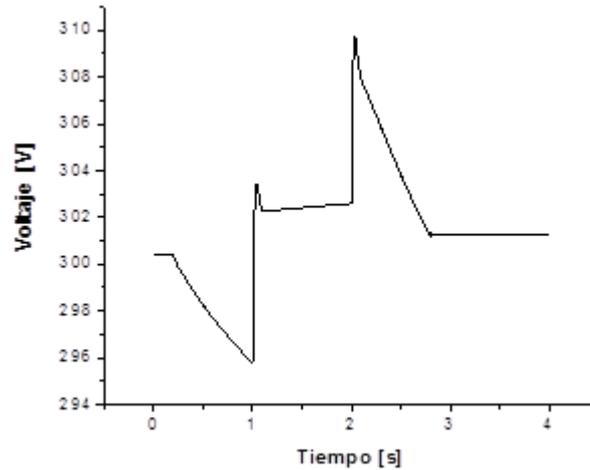


Fig. 2.17 Voltaje en el bus de cd

La batería es el único elemento que suministra energía hacia el sistema de tracción eléctrica. Cuando la máquina toma energía de la fuente de alimentación la corriente es positiva y la corriente es negativa cuando devuelve la energía hacia la fuente de alimentación como se muestra en la figura 2.18.

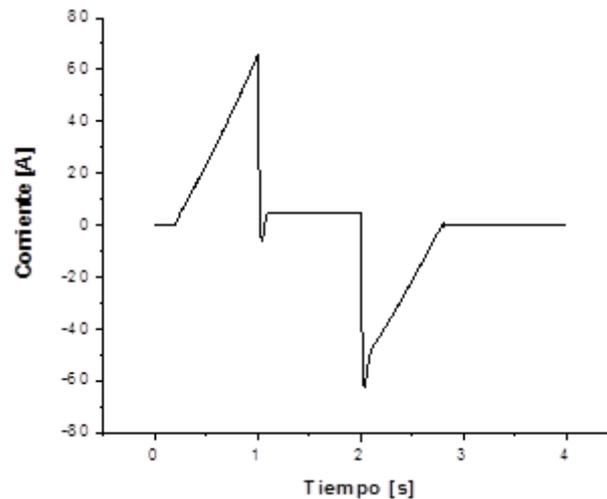


Fig. 2.18 Corriente en el bus de cd

Como se vio en las figuras 2.17 y 2.18 los cambios bruscos no son convenientes para la fuente de voltaje de cd pues acortan los ciclos de vida útil de carga/descarga del dispositivo. El exceso de energía en el bus de cd se debe disipar o transferir hacia los dispositivos de almacenamiento (supercapacitor) de acuerdo a la estrategia de control que lo permita. Por ello se requiere un sistema de almacenamiento de energía que absorba y entregue los picos de potencia al sistema de tracción eléctrica como se muestra en el siguiente capítulo.

CAPÍTULO 3

SISTEMA DE RECUPERACIÓN DE ENERGÍA (SRE)

3.1 Introducción

En este capítulo se describen los principales dispositivos que caracterizan al sistema de recuperación de energía, formado por módulos de baterías y supercapacitores interconectados a través de un convertidor de medio puente cd/cd (ver figura 3.1). La transferencia de energía entre los dispositivos de almacenamiento es de forma bidireccional debido a las etapas de tracción y frenado del sistema de tracción eléctrica. Para entender el funcionamiento del convertidor de medio puente primero se estudiarán las topologías siguientes:

- Convertidor de Bajada (Buck Converter)
- Convertidor de Subida (Boost Converter)

Los primeros dos convertidores están compuestos por una célula de conmutación formada por: diodo, inductor, capacitor, interruptores (BJT, MOSFET, IGBT). El análisis de los convertidores se hace en modo continuo. El convertidor de medio puente se simula de acuerdo a los modos de operación como reductor o como elevador de voltaje según el accionamiento de los interruptores.

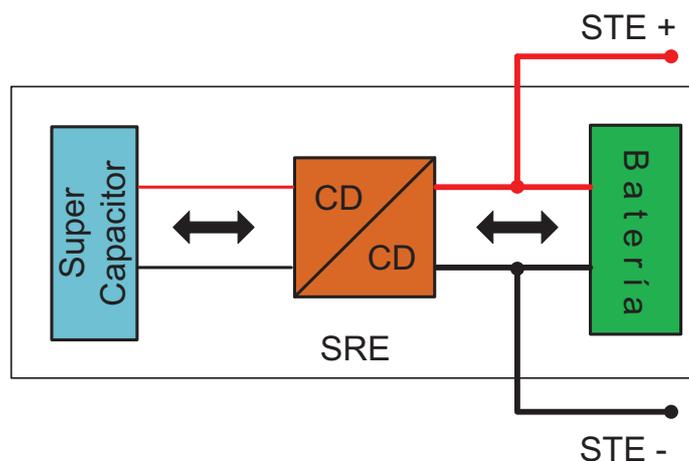


Fig. 3.1 Diagrama Conceptual del Sistema de Recuperación de Energía

3.2 Dispositivos de almacenamiento de energía

Los dispositivos de almacenamiento de energía se pueden clasificar en dos tipos de acuerdo a la forma en que almacenan la energía: dispositivos de almacenamiento directo y de almacenamiento indirecto (ver figura 3.2). En el almacenamiento directo si la energía es eléctrica se almacena en dispositivos eléctricos (supercapacitores); si la energía es magnética, existen sistemas de almacenamiento de energía magnética por superconducción (SMES por sus siglas en inglés). Los supercapacitores almacenan la carga eléctrica por medio de sus electrodos mientras que los magnéticos almacenan la carga magnética a través de un núcleo superconductor. En el almacenamiento indirecto se usan técnicas para almacenar la energía en forma de calor, aire comprimido e hidrógeno sin embargo, esta forma no es tan efectiva pues hay ocasiones en que se pierde más energía de la que se puede almacenar. El caso de los volantes de inercia (flywheels) es uno de los métodos indirectos más convenientes y eficientes pero su costo es elevado. En el transporte las baterías han sido la fuente de energía eléctrica durante muchos años y hoy en día en combinación con los supercapacitores, resultan ser en conjunto una fuente de energía atractiva y eficiente para su aplicación en vehículos eléctricos.

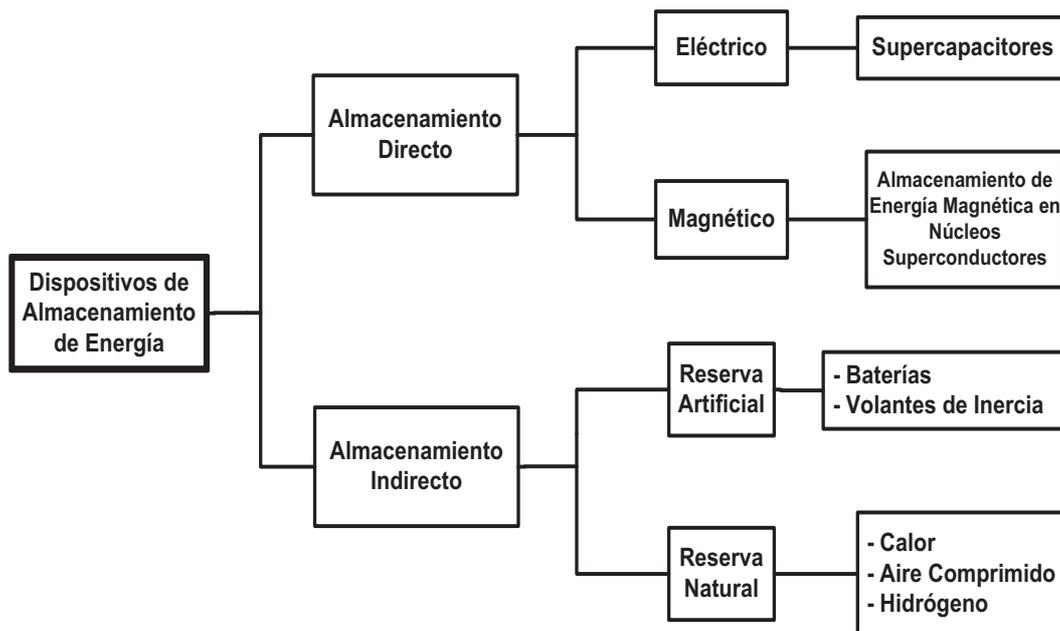


Fig. 3.2 Clasificación de los Dispositivos de Almacenamiento de Energía [9]

En general el uso de cualquiera de los dispositivos antes mencionados depende de dos cosas; primero la cantidad de energía que pueda almacenar (proporcionada por el fabricante) y segundo la razón de carga-descarga energética que el dispositivo puede soportar [9].

A continuación se describen dos de los dispositivos más comunes utilizados en los vehículos eléctricos (batería y supercapacitor) con el fin de integrarlos al sistema de recuperación de energía.

3.3 Tecnología de la Batería

La batería es un dispositivo indispensable en el accionamiento del motor de vehículos de combustión interna y vehículos eléctricos. Ha sido utilizada durante muchos años debido a su alta densidad de energía. Una batería es una unidad eléctrica y mecánica que convierte energía química en energía eléctrica cuando se descarga y viceversa cuando se carga. En la mayoría de los casos una batería es un arreglo de celdas electroquímicas en las cuales se genera un potencial eléctrico entre los electrodos (positivo y negativo) y el electrolito. La reacción química entre los electrodos y el electrolito genera electricidad. El electrolito de las baterías usadas en vehículos eléctricos es un gel, una pasta o una resina. La mayoría de sistemas de tracción eléctrica usan baterías de plomo-ácido, sin embargo su ciclo de vida es pobre a comparación con otras baterías en el mercado (NiMH, Zebra Li-ion). Con la aparición de los supercapacitores y combinándolos con la batería es posible extender el tiempo de vida de una batería.

Para aplicaciones de tracción eléctrica se deben considerar algunos parámetros importantes en una batería [10]:

- Densidad de energía: cantidad de energía almacenada por unidad de masa.
- Densidad de potencia: cantidad de potencia por unidad de masa.
- Voltaje de cada celda: voltaje en las terminales de una celda elemental.
- Eficiencia: la razón entre la energía que entrega la batería y la energía requerida por la batería para regresar al estado inicial de la descarga.
- Temperatura de operación.
- Razón de autodescarga.
- Ciclos de carga.
- Razón de carga; la razón a la que la energía es regresada a la batería.

3.3.1 Modelo de la Batería

La batería se modela frecuentemente como una fuente de voltaje en serie con una resistencia. Debido al proceso electroquímico de la batería no es fácil modelar el

comportamiento por lo que existen modelos complejos en la literatura que modelan las baterías de plomo-ácido, a partir de la determinación de algunos parámetros como la temperatura y la capacidad nominal de carga/descarga [11]. El modelo que se utiliza en este trabajo está basado en el modelo desarrollado por *Matlab/Simulink* el cuál se basa en el modelo de *Sheperd* y que representa la mayoría de las baterías recargables para vehículos eléctricos. Este modelo utiliza una fuente de voltaje dependiente en serie con una resistencia como el que se muestra en la figura 3.3.

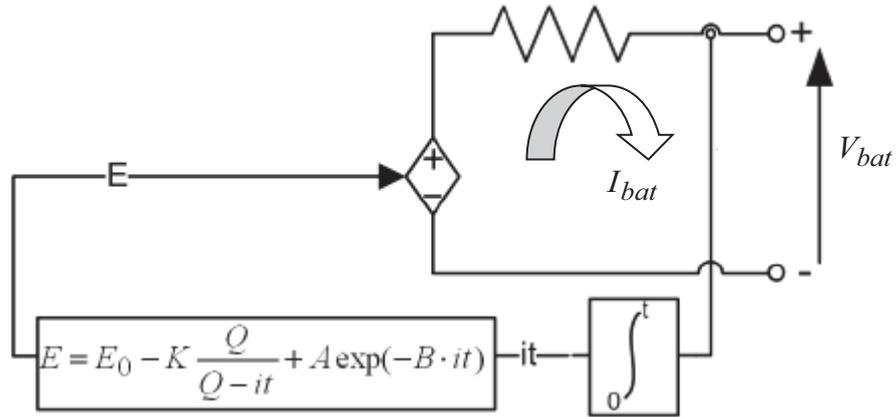


Fig. 3.3 Modelo Eléctrico de la Batería.

Este modelo asume que la resistencia interna es constante durante los ciclos de carga y descarga y no varía con la amplitud de la corriente. Los parámetros se obtienen de la descarga de una batería y se asume que son los mismos cuando se carga la batería. La capacidad de la batería no cambia con la amplitud de la corriente por lo que no hay efecto de Peukert. En cuanto a la capacidad en Ah. La temperatura, la autodescarga y el efecto memoria de la batería no son considerados en este modelo [12].

Por medio de LVK se escribe la siguiente ecuación para el circuito de la figura 3.3:

$$V_{bat} = E - I_{bat} R_{bat} \quad (3.1)$$

El valor de la fuente de voltaje dependiente E puede calcularse usando la ecuación 3.2.

$$E = E_0 - K \frac{Q}{Q - \int_0^t idt} + A \exp(-B \cdot \int_0^t idt) \quad (3.2)$$

Donde:

$\int_0^t idt$ es la carga real de la batería en (Ah).

A es la amplitud de la zona exponencial (V).

B es la constante de tiempo inversa de la zona exponencial (Ah^{-1}).

V_{bat} es el voltaje en las terminales de la batería (V)

R_{bat} es la resistencia interna de la batería (Ω).

I_{bat} es la corriente de la batería (A).

Q es la capacidad de la batería en (Ah).

E es el voltaje sin carga de la batería (V)

E_o es el voltaje constante de la batería (V).

K es el voltaje de polarización (V)

La figura 3.4 representa la curva de descarga en una batería plomo-ácido cuando se somete a una descarga de 3.5 A y con una capacidad nominal de 70Ah. Se puede apreciar el área nominal y exponencial

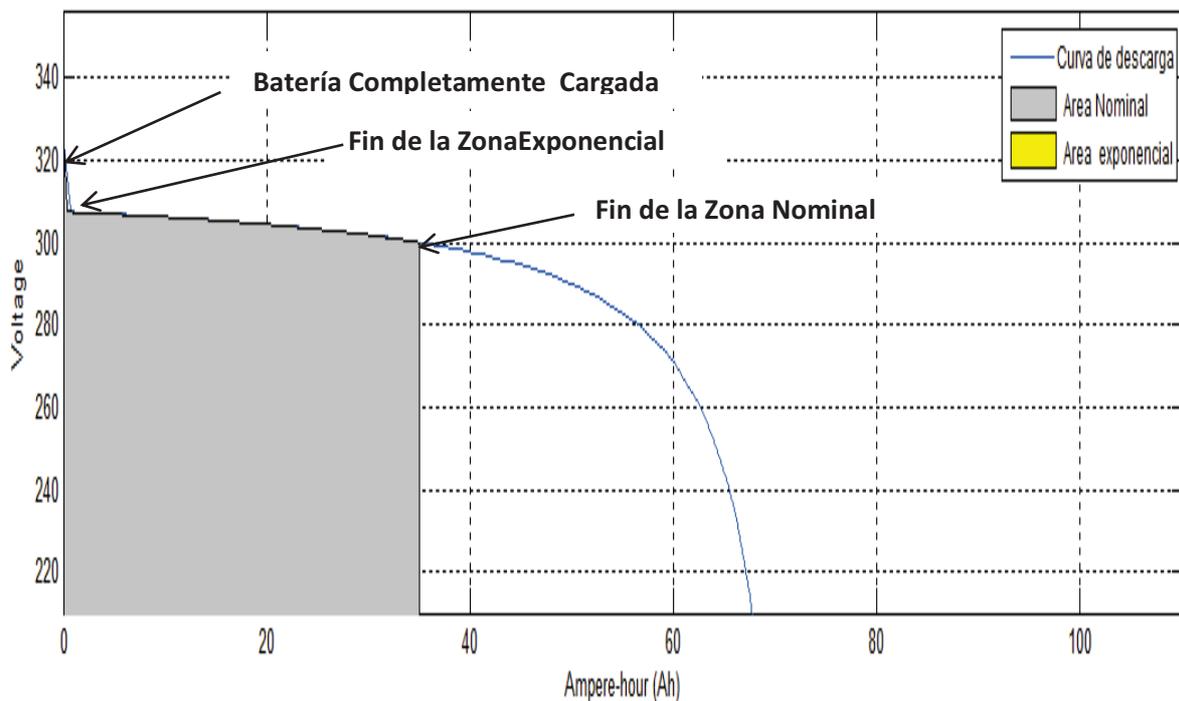


Fig. 3.4 Descarga de la Batería con corriente nominal de 3.5 A.

La obtención de los parámetros se determina en *Matlab* de acuerdo a las ecuaciones descritas en [12], y considerando los parámetros nominales en el modelo de la batería. En la

figura 3.5 se muestran los principales parámetros calculados de la ecuación 3.2 y el voltaje de la batería en función de la capacidad nominal:

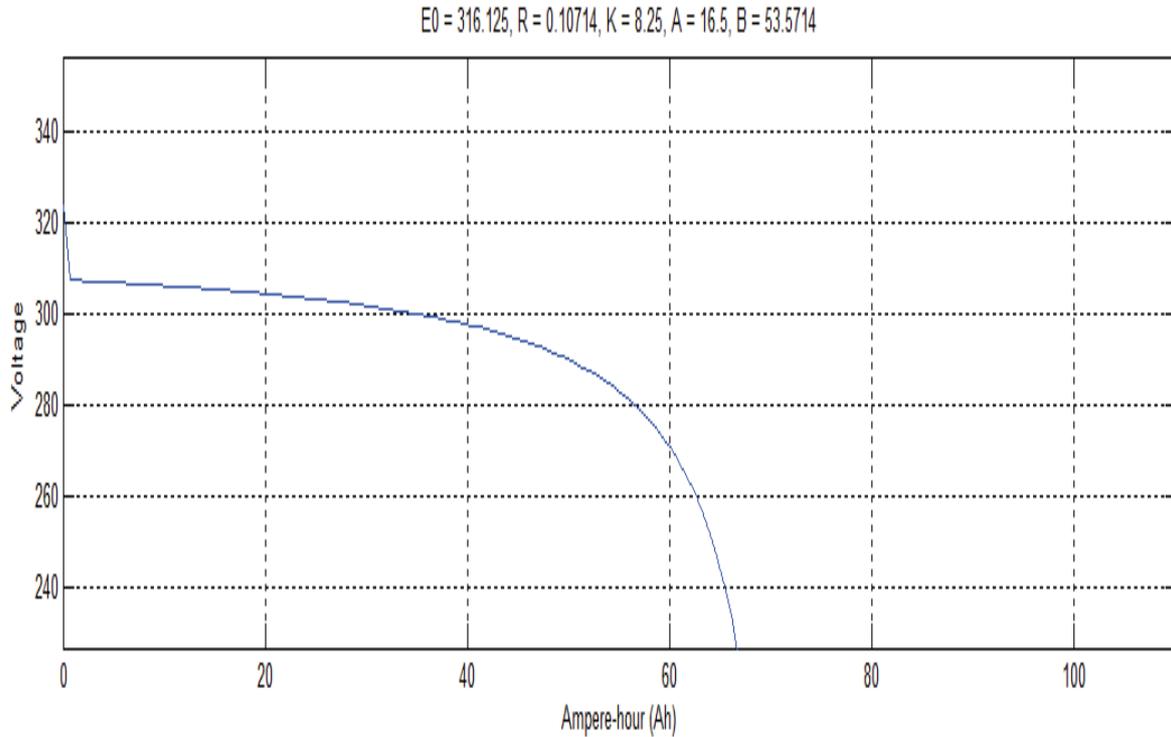


Fig. 3.5 Descarga de la batería y obtención de parámetros.

El estado de carga de la batería (SOC por sus siglas en inglés) toma valores entre el 0% y el 100%. Si la batería está completamente cargada el SOC=100% y si la batería se encuentra descargada el SOC=0%. El SOC se define con la siguiente ecuación:

$$SOC(t) = 1 - DOD(t) \quad (3.3)$$

Donde DOD es la profundidad de descarga de la batería (DOD por sus siglas en inglés). Si $1Ah = 3600C$ el DOD se muestra en Ah y se define a continuación:

$$DOD(t) = \frac{\int_0^t idt}{3600 \cdot Q} \quad (3.4)$$

Sustituyendo la ecuación 3.4 en 3.3 y multiplicando por 100 se obtiene el porcentaje del SOC:

$$SOC(t) = 100 \cdot \left(1 - \frac{\int_0^t idt}{3600 \cdot Q}\right) \quad (3.5)$$

El modelo de la batería queda definido por las ecuaciones 3.1 a 3.5. La figura 3.6 ilustra el modelo de la batería que se implementa en *Simulink*. En el bloque inferior izquierdo se programa la ecuación 3.2. De igual forma el SOC es programado en el bloque superior. Se utilizan dos limitadores, uno para limitar el voltaje mínimo de la batería sin carga entre $[0, \infty]$ (límite 2) y el otro para limitar la carga removida de la batería (límite 1) entre $[-\infty, Q \cdot 0.9999]$.

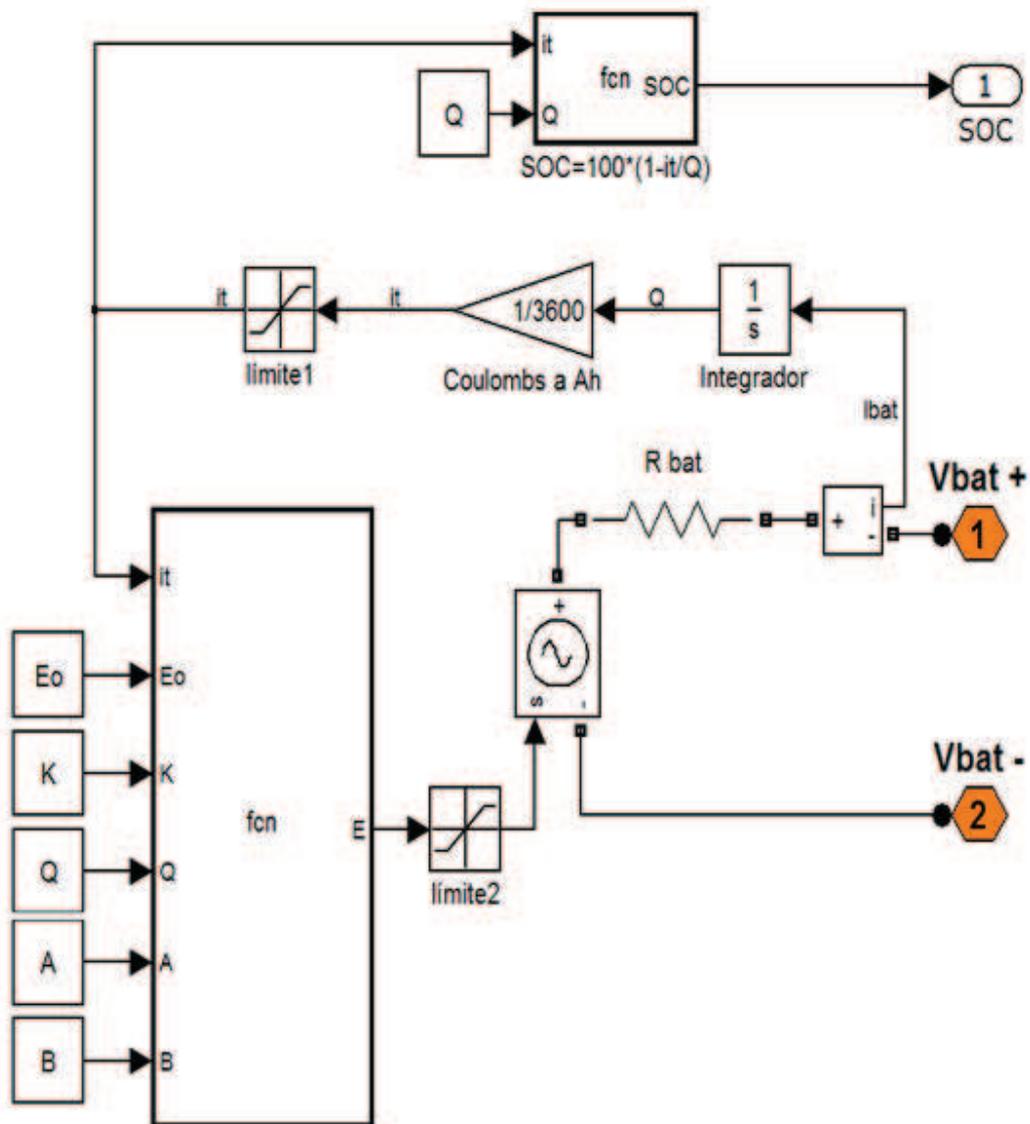


Fig. 3.6 Modelo de la batería [1].

3.4 Tecnología del Supercapacitor

Los capacitores comunes se clasifican en electrostáticos y electrolíticos. Dentro de los capacitores electrolíticos existe una subclase especial llamada capacitores electroquímicos de doble capa (EDLC) también conocidos como ultracapacitores (U.S.A.) y

supercapacitores (Europa). Los capacitores electroquímicos de doble capa aparecieron en 1853 cuando Helmholtz investigaba las propiedades capacitivas entre un metal y una solución electrolítica. Sin embargo, General Electric patentó los primeros capacitores electrolíticos hechos con electrodos de materiales porosos en 1957. Años más tarde en 1966 la compañía Standard Oil of Ohio (SOHIO) patentó un dispositivo que almacenaba energía en el espacio conocido como doble capa. No obstante SOHIO terminó otorgando la licencia a Nippon Electric Company (NEC) quien los comercializó con el nombre de supercapacitores [13]. En los 80's el Pinnacle Research Institute, Inc. (PRI), fabricó dispositivos de almacenamiento conocidos como ultracapacitores, desarrollados principalmente para aplicaciones militares [14]. Para principios de los 90's diversas compañías como Maxwell Technologies, empiezan la producción de supercapacitores pudiendo encontrar en el mercado desde algunos Faradios hasta miles de Faradios. De aquí en adelante en este trabajo se les nombrará como supercapacitores.

3.4.1 Modelo del Supercapacitor

Los supercapacitores son fabricados con electrodos compuestos por materiales porosos como el carbón y algunos óxidos metálicos (Rutenio, Iridio), inmersos en una sal electrolítica. Los carbones activados en cada lado de los electrodos (ánodo y cátodo) son separados por una membrana conductora, por lo que el funcionamiento del supercapacitor dependerá de la porosidad de los carbones activados y del tamaño molecular de los iones electrolíticos [16]. En la figura 3.7 se muestra en color azul los iones negativos y en rojo los iones positivos alrededor de las moléculas del electrolito, la sal electrolítica impregna el carbón activado cuando se aplica un campo eléctrico en los electrodos

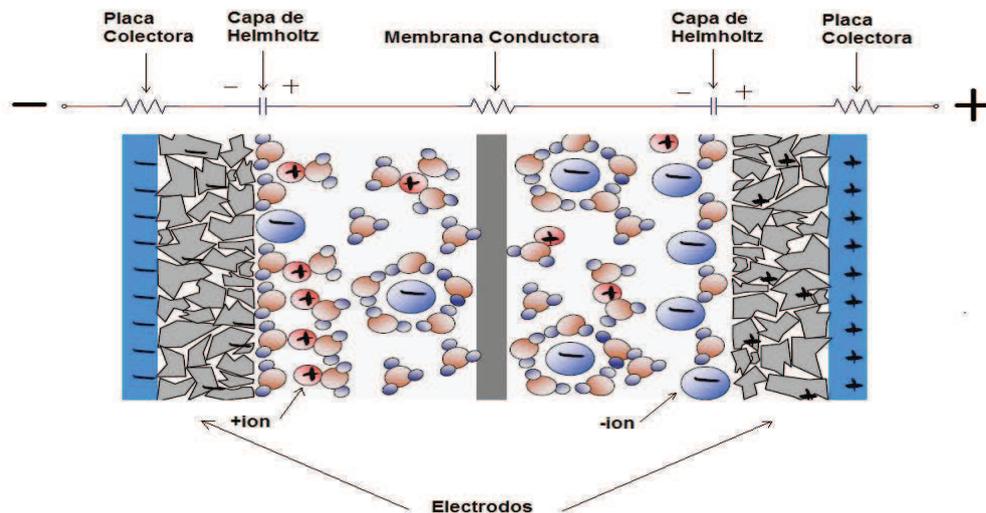


Fig. 3.7 Fenómeno electroquímico en un supercapacitor [15].

Existen varios modelos eléctricos que intentan aproximar el comportamiento físico del supercapacitor [16-21]. El modelo equivalente del supercapacitor que se utiliza en este

trabajo se muestra en la figura 3.8 y consiste de 4 elementos ideales: un resistor en serie equivalente R_{rse} , un inductor L , un capacitor C y un resistor en paralelo R_L [21].

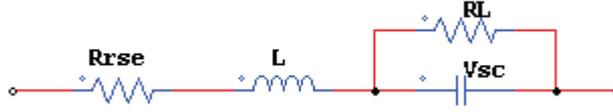


Fig. 3.8 Modelo de un supercapacitor de primer orden.

El resistor R_{rse} modela las pérdidas de energía durante la carga y descarga del supercapacitor, mientras que en R_L se pierde energía por la autodescarga del propio capacitor. A R_{rse} también se le conoce como resistancia en serie equivalente, la cual depende de parámetros como la temperatura.

Si la temperatura aumenta la resistancia es más grande [21]. En aplicaciones de alta frecuencia las impedancias mencionadas son consideradas sin embargo, en alta potencia R_L es mucho mayor que R_{rse} por lo que R_L se puede despreciar. Se considera el circuito de la figura 3.9 en el que se desprecia la inductancia L .

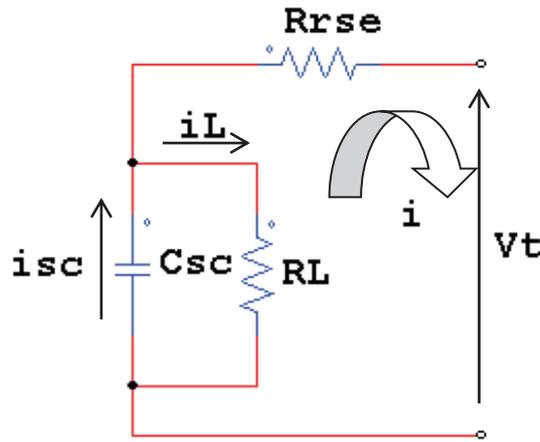


Fig. 3.9 Circuito equivalente descarga de un supercapacitor.

Del circuito de la figura 3.9 podemos derivar una expresión para la descarga del supercapacitor:

$$V_t = V_{sc} - i_{sc}R_{rse} \quad (3.6)$$

La corriente i_{sc} de la ecuación 3.6 se puede expresar como $i_{sc} = i + i_L$. Para obtener el cambio de voltaje del supercapacitor se parte de la corriente en un capacitor convencional y se toma el signo negativo, debido a que se considera que el supercapacitor se descarga (cuando se carga el supercapacitor el signo es positivo) en la ecuación 3.7.

$$\frac{dV_{sc}}{dt} = -\left(\frac{i+i_L}{C_{sc}}\right) \quad (3.7)$$

Donde C_{sc} es la capacitancia del supercapacitor. La corriente de fuga i_L se calcula con la siguiente ecuación:

$$i_L = \frac{V_{sc}}{R_L} \quad (3.8)$$

Sustituyendo la ecuación 3.8 en 3.7 se obtiene una expresión para el cambio de voltaje en el supercapacitor a continuación:

$$\frac{dV_{sc}}{dt} = -\left(\frac{V_{sc}}{R_L C} + \frac{i}{C}\right) \quad (3.9)$$

La solución analítica de la ecuación diferencial se muestra en la ecuación 3.10 considerando condiciones iniciales $V_{sc}(0) = V_{max}$:

$$V_{sc} = \left[V_{max} - \int_0^t \frac{i}{C} e^{t/R_L C} dt \right] e^{-(t/R_L C)} \quad (3.10)$$

El voltaje en las terminales del supercapacitor se expresa en un diagrama de bloques después de sustituir la ecuación 3.10 en la ecuación 3.6. La siguiente figura es válida cuando se descarga el supercapacitor y es el que se utiliza en Simulink:

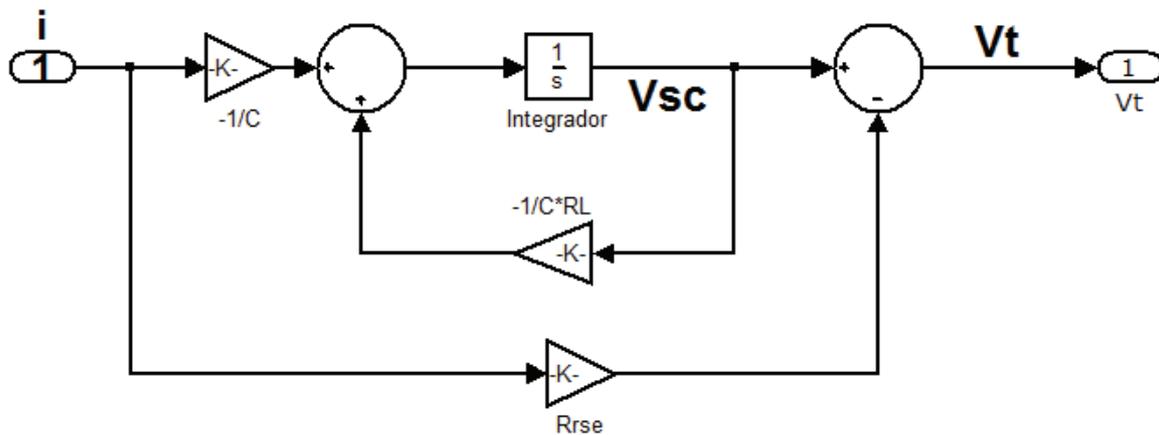


Fig. 3.10 Diagrama de bloques para el modelo del supercapacitor [5].

Un aspecto importante a considerar en el uso de supercapacitores es su eficiencia durante su carga y descarga. Dos métodos son comúnmente usados para el control de la carga y descarga de los supercapacitores son: corriente constante y potencia constante. En la siguiente sección se determinará la eficiencia de estos métodos.

3.4.2 Descarga del Supercapacitor a Corriente Constante Constante

La descarga a corriente constante se usa para determinar parámetros del supercapacitor tales como la resistencia en serie equivalente, la energía máxima y la potencia. En la figura 3.11 se observan dos componentes para la descarga a corriente constante en el supercapacitor: una resistiva y una capacitiva.

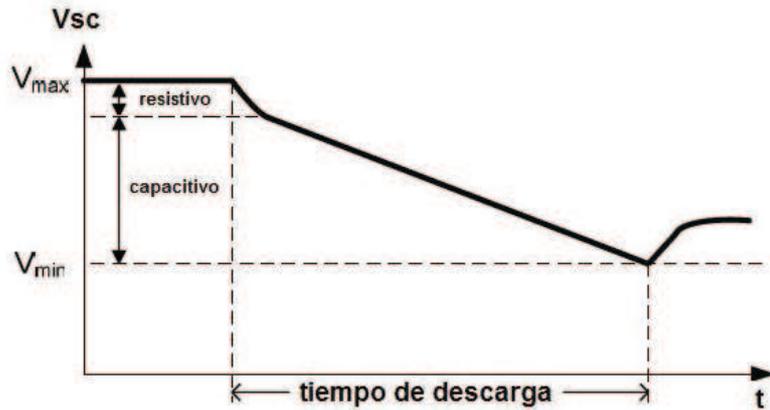


Fig. 3.11 Perfil de descarga de un supercapacitor a corriente constante [24].

Con la ecuación 3.6 se grafica la descarga del supercapacitor manteniendo la corriente constante hasta la mitad del voltaje máximo (ver figura 3.12). La prueba se hace con el fin de descargar el supercapacitor hasta el voltaje $V_{sc,min}$ tal y como lo haría el control de la corriente que fluye por el supercapacitor cuando se descarga.

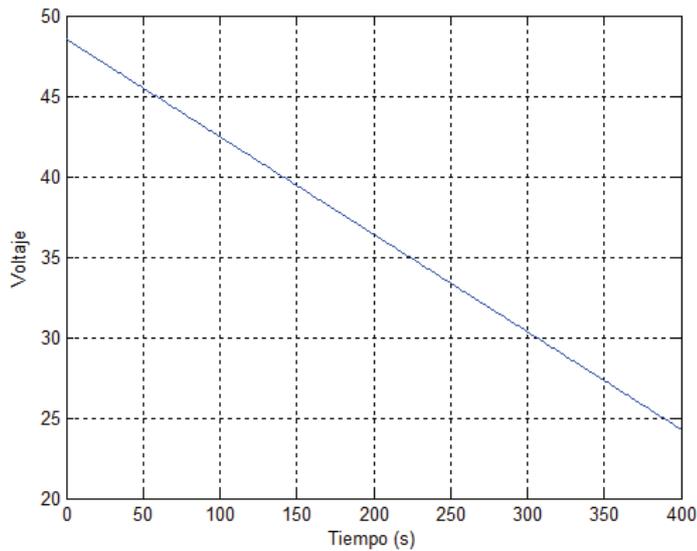


Fig. 3.12 Voltaje del supercapacitor con descarga a corriente constante.

La figura 3.12 muestra el perfil de descarga de un banco de supercapacitores con los parámetros mostrados en la Tabla I. La descarga se realizó a corriente constante. Se observa que el supercapacitor se descarga al 50% de su voltaje máximo en un tiempo de 400 segundos. Los valores utilizados en la descarga a corriente constante se realizan para el módulo *BM0D0165-E048* de Maxwell Technologies y se muestran en la Tabla I.

Tabla I. Parámetros de descarga a corriente constante

VARIABLES	CORRIENTE CONSTANTE
d	50%
i_{sc}	10 A
P_{dis}	Varía
$V_{sc,max}$	48.6 V
$V_{sc,min}$	24.3
R_{rse}	7.1mΩ
C	165F

3.4.3 Análisis de Eficiencia para Descarga a Corriente Constante.

Para dimensionar de manera correcta un módulo de supercapacitores se considera que por lo menos la mitad de la energía total del supercapacitor no sea utilizada. La energía que puede ser utilizada está en función del voltaje máximo $V_{sc,max}$ y el voltaje mínimo $V_{sc,min}$ como se muestra a continuación [23]:

$$E_{u,sc} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (v_{sc,max}^2 - v_{sc,min}^2) \quad (3.11)$$

La razón de cambio entre el voltaje mínimo y el voltaje máximo del supercapacitor puede definirse en porcentaje con d :

$$d = \frac{V_{sc,min}}{V_{sc,max}} \cdot 100\% \quad (3.12)$$

Si se despeja $V_{sc,min}$ de la ecuación 3.12 y se sustituye en la ecuación 3.11 la energía utilizable del supercapacitor se muestra a continuación:

$$E_{u,sc} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{sc,max}^2 \left[1 - \left(\frac{d}{100} \right)^2 \right] \quad (3.13)$$

Considerando que el 75% de la energía del supercapacitor ha sido liberada cuando el voltaje entre sus terminales está al 50% de su valor máximo, se limita el voltaje mínimo en el supercapacitor a la mitad del voltaje máximo, Si $d = 50\%$ la energía utilizable de la ecuación 3.13 se reescribe a continuación:

$$E_{u,sc} = \frac{3}{4} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot C_{sc} \cdot V_{sc,max}^2 \right] \quad (3.14)$$

En el análisis de esta sección se desprecia la resistencia en paralelo R_L y sólo se considera la resistencia en serie R_{rse} de la figura 3.9. La energía que se disipa en R_{rse} se calcula con la potencia disipada en una resistencia:

$$E_{rse} = \int_0^t R_{rse} \cdot i_{sc}^2 dt = R_{rse} \cdot i_{sc}^2 \cdot t \quad (3.15)$$

En la ecuación 3.14 si $t = t_{dis}$ donde t_{dis} es el tiempo de descarga de un supercapacitor, de la ecuación 3.7 se considera que R_L es mucho más grande que R_{rse} por lo que R_L se desprecia. Para calcular t_{dis} se parte de la ecuación 3.16:

$$I_{sc} = -C_{sc} \cdot \frac{dV_{sc}}{dt} \quad (3.16)$$

Se integran ambos lados de la ecuación 3.16 como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\int_{V_{sc}(t_0)}^{V_{sc}(t)} \frac{dV_{sc}}{dt} \cdot dt = - \int_{t_0}^t \frac{I_{sc}}{C_{sc}} \cdot dt \quad (3.17)$$

Si las condiciones iniciales en $V_{sc}(t_0) = V_{sc,max}$, y $t_0 = 0$ se sustituyen en los límites de la ecuación 3.17:

$$V_{sc}(t) - V_{sc,max} = - \frac{I_{sc}}{C_{sc}} \cdot t \quad (3.18)$$

Finalmente en $t = t_{dis}$ el $V_{sc}(t_{dis}) = V_{sc,min}$ y de la ecuación 3.12 se sustituye $V_{sc,min}$ en 3.18 para obtener el tiempo de descarga:

$$t_{dis} = C_{sc} \cdot \frac{V_{sc,max}}{I_{sc}} \cdot \frac{100-d}{100} \quad (3.19)$$

Sustituyendo la ecuación 3.19 en 3.15 se calcula la energía que se pierde en la resistencia durante la descarga:

$$E_{rse} = \int_0^{t_{dis}} R_{rse} \cdot i_{sc}^2 dt = C_{sc} \cdot R_{rse} \cdot V_{sc,max} \cdot I_{sc} \cdot \frac{100-d}{100} \quad (3.20)$$

Por lo tanto la energía total del supercapacitor que está disponible hacia la aplicación es la siguiente:

$$E_{sc,T} = E_{u,sc} - E_{rse} \quad (3.21)$$

La eficiencia de energía del supercapacitor se define como la razón de la energía que se entrega a la aplicación $E_{sc,T}$ y la energía que se utiliza del SC $E_{u,sc}$.

$$\eta = \frac{E_{sc,T}}{E_{u,sc}} \quad (3.22)$$

Sustituyendo la ecuación 3.21 en 3.22:

$$\eta = \frac{E_{u,sc} - E_{rse}}{E_{u,sc}} = 1 - \frac{E_{rse}}{E_{u,sc}} \quad (3.23)$$

Las pérdidas de energía en la resistencia de la ecuación 3.20 se sustituyen en la ecuación 3.23:

$$\eta = 1 - \frac{C_{sc} \cdot R_{rse} \cdot V_{sc,max} \cdot I_{sc} \cdot \left(\frac{100-d}{100}\right)}{\frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{sc,max}^2 \left[1 - \left(\frac{d}{100}\right)^2\right]} \quad (3.24)$$

Simplificando la ecuación 3.24 se tiene lo siguiente:

$$\eta = 1 - \frac{2 \cdot R_{rse} \cdot I_{sc} \cdot \left(\frac{100-d}{100}\right)}{V_{sc,max} \left[\left(\frac{100-d}{100}\right) \cdot \left(\frac{100+d}{100}\right) \right]} \quad (3.25)$$

Sustituyendo la ecuación 3.19 en 3.25 la eficiencia se pone en términos de tiempo:

$$\eta = 1 - \frac{2 \cdot R_{rse} \cdot C_{sc} \cdot (100 - d)}{t_{dis} \cdot (100 + d)} \quad (3.26)$$

La eficiencia del supercapacitor se ve afectada por las pérdidas de energía en la resistencia según la ecuación 3.20. En la figura 3.13 se muestra la curva de eficiencia en función del tiempo para descarga a corriente constante considerando los parámetros de la tabla I. Se elige la escala semilogarítmica en el eje x y aritmética en el eje y para visualizar la gráfica de forma más práctica. Con los parámetros de la tabla I se observa que se alcanza una eficiencia del 90% a partir de 8 segundos. Aproximadamente en 400 segundos se llega al 100% de eficiencia, en este momento el supercapacitor ha transferido la energía disponible del supercapacitor hacia la carga.

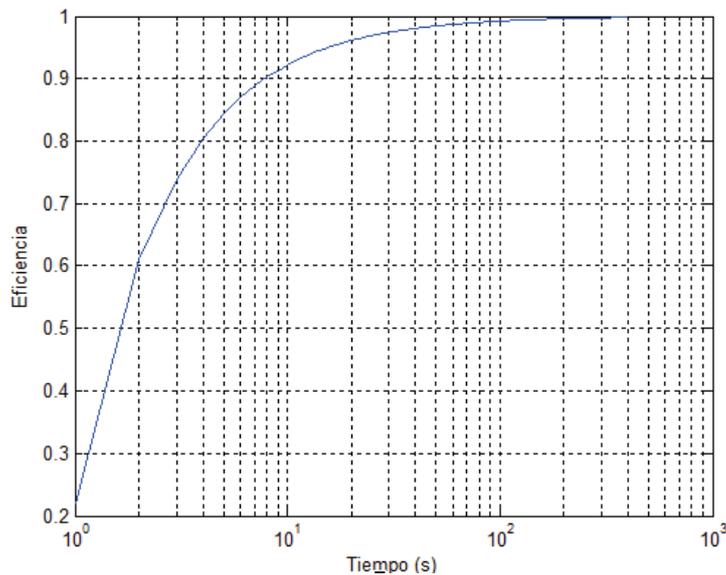


Fig. 3.13 Eficiencia de un supercapacitor para descarga a corriente constante.

Como se vió en la ecuación 3.19 si la corriente que fluye por el supercapacitor es pequeña el tiempo que tarda en descargarse el supercapacitor es mayor, y si el tiempo es mayor el segundo término de la expresión 3.26 es menor por lo que la eficiencia se verá afectada. Sin embargo si la corriente es mucho más grande el tiempo de descarga es menor y la eficiencia del supercapacitor llega a ser menor del 100%.

3.4.4 Descarga del Supercapacitor a Potencia Constante

En éste método se desea que la potencia con la que se descarga el supercapacitor sea constante. Si la potencia es constante, el voltaje en el supercapacitor varía por la descarga, mientras que la corriente en el supercapacitor también varía. De esta forma se mantiene la potencia constante. La siguiente tabla muestra los parámetros que se utilizan para descargar un módulo de Maxwell Technologies con potencia constante.

Tabla II Parámetros de descarga a potencia constante

Variables	Potencia Constante
d	50%
i_{sc}	Varía
P_{dis}	100 W
$V_{sc,max}$	48.6 V
$V_{sc,min}$	24.3
R_{rse}	7.1m Ω
C	165F

La expresión para la potencia instantánea se define como el producto entre el voltaje instantáneo y la corriente instantánea a continuación:

$$p(t) = v_{sc}(t) \cdot i_{sc}(t) \quad (3.27)$$

Al igual que la descarga a corriente constante, la corriente del supercapacitor (ver 3.16) se sustituye en la ecuación 3.27 y se integran ambos lados de la ecuación para encontrar el voltaje mínimo:

$$-C_{sc} \cdot \int_{V_{sc,max}(0)}^{V_{sc}(t)} V_{sc} \frac{dV_{sc}}{dt} \cdot dt = \int_{t_0}^{t_{dis}} \frac{P}{C_{sc}} \cdot dt \quad (3.28)$$

En $t_0 = 0$ el $V_{sc,max}(0) = V_{sc,max}$ entonces sustituyendo los límites de la ecuación 3.28 se tiene:

$$\frac{V_{sc}^2(t) - V_{sc,max}^2(t)}{2} = \frac{P}{C_{sc}} \cdot t_{dis} \quad (3.29)$$

Reacomodando la ecuación 3.29 se despeja el voltaje mínimo del supercapacitor $V_{sc}^2(t)$ y se obtiene la siguiente ecuación:

$$V_{sc}(t) = \sqrt{V_{sc,max}^2(t) - \frac{2 \cdot P \cdot t_{dis}}{C_{sc}}} \quad (3.30)$$

La corriente en el supercapacitor se encuentra a partir de sustituir la ecuación 3.30 en 3.27 y se calcula con la siguiente expresión:

$$I_{sc}(t) = \frac{P}{\sqrt{V_{sc,max}^2(t) - \frac{2 \cdot P \cdot t_{dis}}{C_{sc}}}} \quad (3.31)$$

La figura 3.14 muestra el voltaje en el supercapacitor de la ecuación 3.30 con descarga a potencia constante. De acuerdo a los parámetros de la tabla II el voltaje del supercapacitor llega al 50% de su valor máximo después de 1000 segundos.

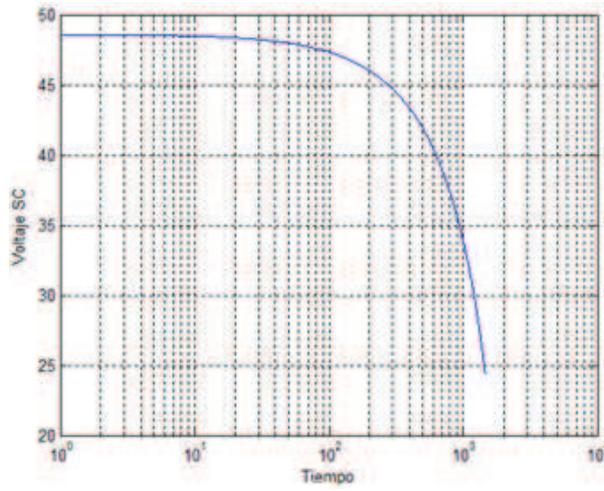


Fig. 3.14 Descarga del supercapacitor a potencia constante.

En la siguiente figura se grafica el voltaje (ecuación 3.30) contra la corriente (ecuación 3.31) del supercapacitor durante la descarga a potencia constante

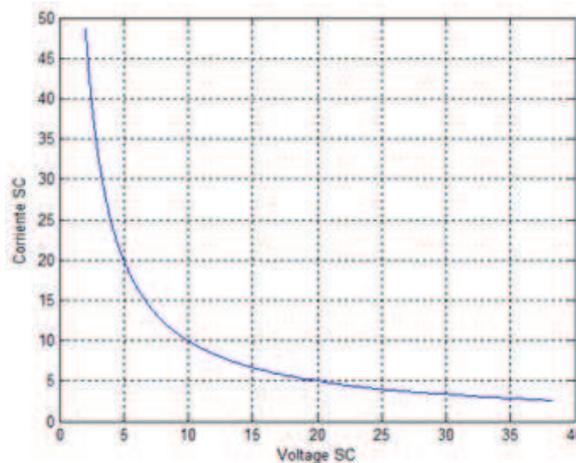


Fig. 3.12 Voltaje vs corriente del supercapacitor con descarga a potencia constante.

A medida que el voltaje del supercapacitor disminuye la corriente aumenta. También se observa que para la descarga a potencia constante se necesita una estrategia de control que limite la corriente de descarga, ya que no se tiene control sobre la corriente conforme el voltaje disminuye en el supercapacitor.

3.4.5 Análisis de Eficiencia para Descarga a Potencia Constante.

Para este análisis se consideran las pérdidas en la resistencia en serie del capacitor y se trabaja con la energía total del supercapacitor a partir de la potencia de la ecuación 3.32 en el intervalo de tiempo $[t_0, T_{dis}]$

$$E_{sc,T} = \int_{t_0}^{T_{dis}} V_{sc}(t) \cdot I_{sc}(t) dt \quad (3.32)$$

De la ecuación 3.6 se puede obtener la corriente del supercapacitor de acuerdo a la siguiente expresión:

$$I_{sc} = \frac{V_{sc} - V_t}{R_{rse}} \quad (3.33)$$

Sustituyendo la ecuación 3.33 en 3.32 se integra el producto del voltaje y la corriente de la ecuación 3.32. El resultado obtenido se muestra en la ecuación 3.34 [25].

$$E_{sc,T} = \frac{1}{2} \cdot C \left(2 \cdot R_{rse} \cdot P \cdot \ln \frac{V_{sc,t=T_{dis}}}{V_{sc,t=0}} - V_{sc,t=T_{dis}}^2 + V_{sc,t=0}^2 \right) \quad (3.34)$$

Donde $V_{sc,t=0}$ y $V_{sc,t=T_{dis}}$ son los siguientes términos:

$$\begin{cases} V_{sc,t=0} = \frac{V_{sc,max}}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{V_{sc,max}^2 - 4 \cdot R_{rse} \cdot P} \\ V_{sc,t=T_{dis}} = \frac{V_{sc,max}}{2} \cdot \frac{d}{100} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(V_{sc,max} \cdot \frac{d}{100} \right)^2 - 4 \cdot R_{rse} \cdot P} \end{cases} \quad (3.35)$$

Si se sabe que $E_{sc,T} = P \cdot t_{dis}$ y se conoce $E_{sc,T}$ de la ecuación 3.34 se puede despejar el tiempo de descarga t_{dis} del supercapacitor:

$$T_{dis} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C}{P} \left(2 \cdot R_{rse} \cdot P \cdot \ln \frac{V_{sc,t=Tdis}}{V_{sc,t=0}} - V_{sc,t=Tdis}^2 + V_{sc,t=0}^2 \right) \quad (3.36)$$

La ecuación de la eficiencia se calcula con las ecuaciones 3.13 y 3.34

$$\eta = \frac{E_{sc,T}}{E_{u,sc}} = \frac{\frac{1}{2} \cdot C_{sc} \left(2 \cdot R_{rse} \cdot P \cdot \ln \frac{V_{sc,t=Tdis}}{V_{sc,t=0}} - V_{sc,t=Tdis}^2 + V_{sc,t=0}^2 \right)}{C_{sc} \cdot V_{sc,max}^2 \left[1 - \left(\frac{d}{100} \right)^2 \right]} \quad (3.37)$$

Si la ecuación 3.37 se pone en términos del tiempo de descarga con la ecuación 3.36 la eficiencia es la siguiente:

$$\eta = \frac{E_{sc,T}}{E_{u,sc}} = \frac{2 \cdot P \cdot T_{dis}}{C \cdot V_{sc,max}^2 \left[1 - \left(\frac{d}{100} \right)^2 \right]} \quad (3.38)$$

Considerando los parámetros de la tabla II y la ecuación 3.38 la eficiencia del supercapacitor para descarga a potencia constante se muestra en la figura 3.13.

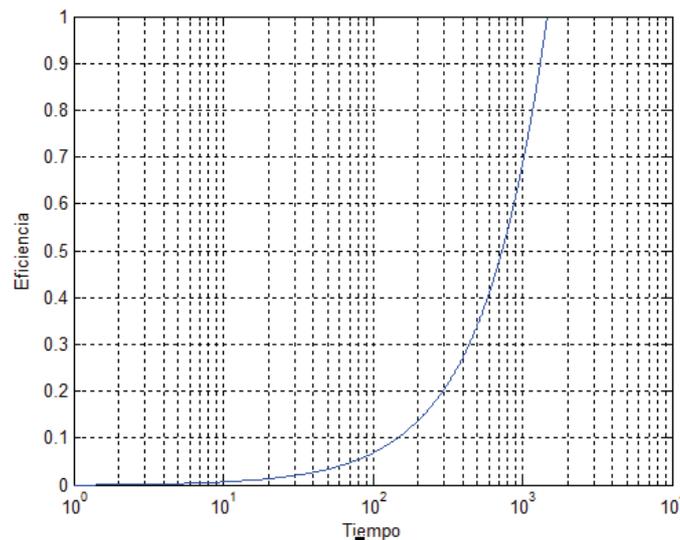


Fig. 3.13 Perfil de eficiencia para potencia constante.

Como se vio en este apartado el supercapacitor necesita un convertidor que regule la energía disponible hacia el sistema de tracción eléctrica, independientemente de la forma en que se descargue, puesto que el voltaje varía entre sus terminales. Las pruebas de eficiencia demostraron el aprovechamiento de la energía disponible en el supercapacitor considerando las pérdidas en el supercapacitor. A continuación se analizan las topologías de los convertidores reductor, elevador y de medio puente, que permitirán operar de forma segura la energía en los dispositivos.

3.5 Convertidor Reductor (Buck Converter)

En esta topología se requiere una tensión de salida menor a la tensión de entrada sin embargo, la corriente de salida es mayor que la corriente de entrada. Esto se logra por medio del circuito de la figura 3.14 y es usada en muchas aplicaciones con potencias desde cientos de Watts en las SMPS (Switched Mode Power Supply) hasta Megawatts en tracción de motores.

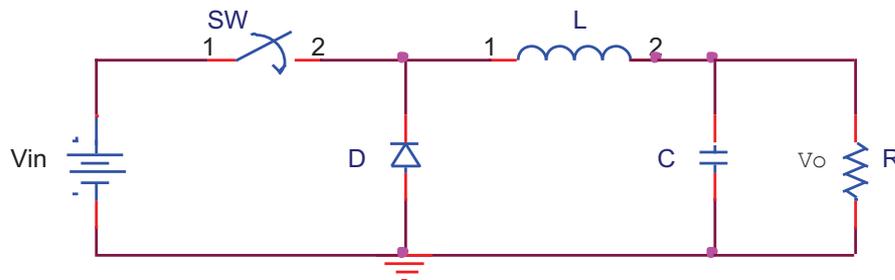


Fig. 3.14 Convertidor reductor.

La corriente que fluye por el inductor puede funcionar en dos modos de operación: modo continuo y modo discontinuo. En esta sección se presenta el análisis del modo continuo ya que es el que presenta mejores ventajas para el control del convertidor. Para el análisis en modo continuo se asume que el inductor opera en estado estacionario, que el valor del capacitor es muy grande y que los componentes son ideales.

3.5.1 Análisis en modo continuo

En el modo de conducción continuo la corriente en el inductor es mayor que cero. Si el convertidor opera en modo discontinuo la corriente llega a cero durante un periodo de conmutación. Cuando el transistor se cierra durante un tiempo t_{on} el diodo de la figura 3.14 está 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 $V_L = V_{in} - V_0$ y por lo tanto habrá un incremento lineal en la corriente a través del inductor como se

muestra en la figura 3.15a. Cuando el interruptor se abre t_{off} el voltaje en el inductor cambia de polaridad pues se desconecta la fuente de entrada provocando que se polarice el diodo directamente y la corriente fluya hacia la carga. El voltaje que aparece en las terminales del inductor es $V_L = -V_0$ y se muestra en la figura 3.15b.

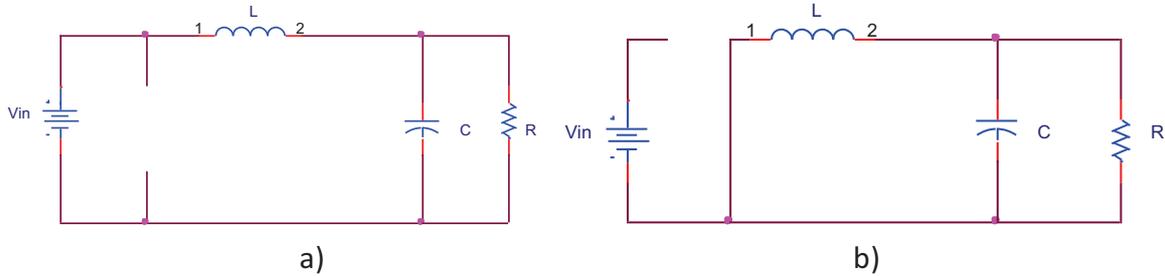


Fig. 3.15 Convertidor reductor: a) interruptor cerrado b) interruptor abierto.

En estado estacionario el voltaje del inductor es la suma del área de voltaje cuando el interruptor está cerrado y el área de voltaje cuando el interruptor está abierto [24]. Las áreas de voltaje A_1 y A_2 se muestran en la siguiente figura:

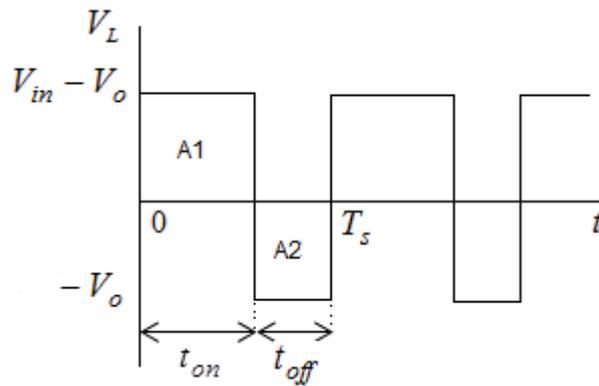


Fig. 3.16 Voltaje en el inductor del convertidor reductor.

De la figura 3.16 se muestra que la suma de las áreas en un periodo es igual a cero como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\int_0^T V_L dt = \underbrace{\int_0^{t_{on}} V_L dt}_{A_1} + \underbrace{\int_{t_{on}}^{T_s} V_L dt}_{A_2} = 0 \quad (3.39)$$

Igualando las áreas A_1 y A_2 se obtiene lo siguiente:

$$\underbrace{(V_{in} - V_o) \cdot t_{on}}_{A_1} = V_o \cdot \underbrace{(T_s - t_{on})}_{A_2} \quad (3.40)$$

Simplificando la ecuación anterior se define D como el ciclo de trabajo en el que el interruptor está activo en un periodo de conmutación y se muestra en la siguiente expresión:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (3.41)$$

Finalmente se obtiene la expresión que relaciona el voltaje de entrada y el voltaje de salida en el convertidor reductor de la ecuación 3.42:

$$V_o = D \cdot V_{in} \quad (3.42)$$

Un análisis de potencias entre la entrada y la salida del convertidor muestra la relación entre la corriente de entrada del convertidor y la corriente de salida.

$$P_{in} = P_o \quad (3.43)$$

Donde P_{in} es la potencia de entrada del convertidor y P_o es la potencia de salida :

$$V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o \quad (3.44)$$

Sustituyendo la ecuación 3.44 en 3.43 se obtiene la relación de corrientes en el convertidor con la ecuación 3.45. Se nota que en el convertidor reductor la corriente de salida es mayor que la corriente de entrada y que significa lo contrario para el voltaje.

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (3.45)$$

3.5.2 Cálculo del Inductor del Convertidor Reductor

El inductor es un elemento importante en los convertidores y es necesario dimensionarlo de una forma óptima por ser elementos de alto costo en el sistema (US\$ 66/kg) [25]. El cálculo del inductor para el convertidor reductor se realiza a partir del límite entre la conducción continua y discontinua. En la figura 3.17 se muestra la corriente en el inductor, la corriente pico $i_{L,pico}$, la corriente promedio $i_{LB,buck}$, y el voltaje en el inductor cuando opera en el límite de la conducción continuo-discontinuo.

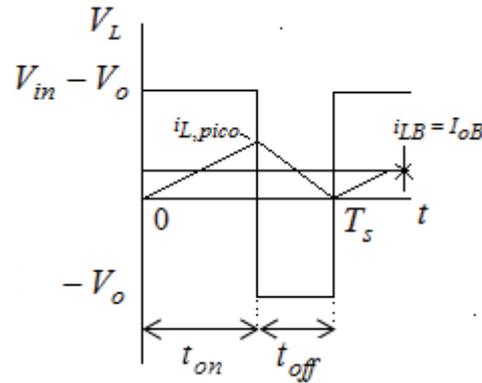


Fig. 3.17 Convertidor Reductor corriente y voltaje en el límite de la conducción continua y discontinua.

De la figura 3.17 y del voltaje en el inductor ($V_L = L di/dt$) se obtiene una expresión para el cálculo del inductor. Se resuelve la ecuación al integrar ambos lados la expresión del voltaje en el inductor:

$$L \int_{i(t_0)}^{i(t)} \frac{di}{dt} dt = \int_{t_0}^t V_L dt \quad (3.46)$$

Las condiciones iniciales son: en $t_0 = 0$ y en $t = t_{on}$ la corriente es $i_{L,pico}$. Resolviendo la ecuación 3.46 se muestra lo siguiente:

$$i_{LB,buck} = \frac{1}{2} i_{L,pico} = \frac{t_{on}}{2L} (V_{in} - V_o) \quad (3.47)$$

Sustituyendo t_{on} de la ecuación 3.41 en 3.47 se obtiene la corriente promedio en el inductor:

$$i_{LB,buck} = \frac{DT_s}{2L} (V_{in} - V_o) \quad (3.48)$$

El cálculo del inductor se puede hacer de dos formas: voltaje de entrada constante y voltaje de salida constante. Para el convertidor reductor se mantiene el voltaje de entrada constante debido a que en el sistema de tracción el bus de cd se mantendrá constante mientras se transfiere la energía hacia el supercapacitor. Sustituyendo la ecuación 3.42 en la ecuación 3.48 se tiene lo siguiente:

$$i_{LB,buck} = \frac{DT_s V_d}{2L} (1 - D) \quad (3.40)$$

La siguiente figura es válida para un voltaje de entrada constante, el área interior de la curva es el modo discontinuo y el área exterior es el modo continuo. Si el ciclo de trabajo es $D = 0.5$ la corriente promedio I_{LB} es máxima y se acerca más a la conducción discontinua.

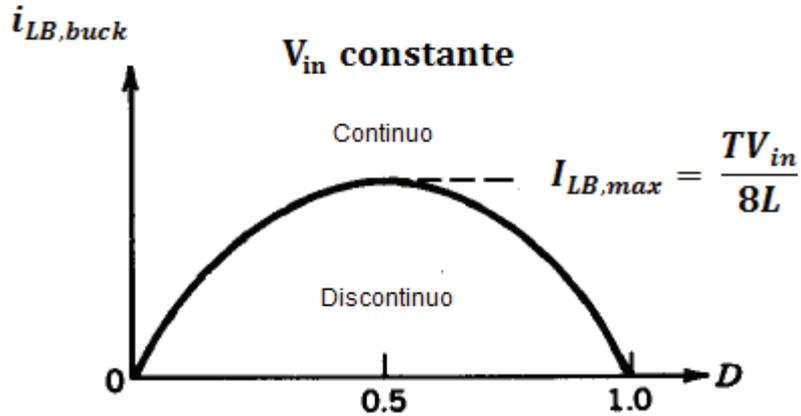


Fig. 3.18 Convertidor reductor ciclo de trabajo vs la corriente promedio [24].

De la figura anterior se mostró que el punto que más se acerca a la conducción discontinua es cuando el ciclo de trabajo en el interruptor es $D = 0.5$. Tomando en cuenta lo anterior se calcula el inductor para el convertidor reductor con la siguiente ecuación:

$$L = \frac{DT_s V_d}{2i_{LB,buck}} (1 - D) \quad (3.41)$$

3.6 Convertidor Elevador (Boost Converter)

En este convertidor la tensión de salida será mayor que la de entrada. Esta topología se muestra en la figura 3.19 y es fundamental, pues de ella se derivan otros circuitos. Para relacionar el voltaje de entrada y el voltaje de salida del convertidor elevador se asume que la corriente en el inductor está operando en estado estacionario, así como el capacitor es muy grande y los componentes son ideales. A continuación se analiza el modo de operación continuo.

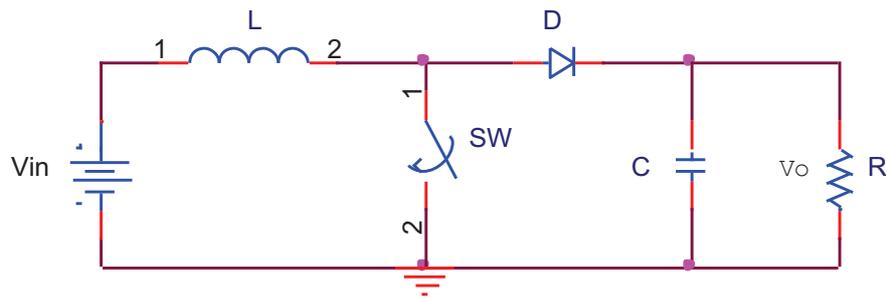


Fig. 3.19 Convertidor Elevador.

3.6.1 Análisis en modo continuo

La corriente en el inductor en modo continuo es mayor que cero. Cuando el transistor se cierra durante el tiempo t_{on} el voltaje del inductor es igual al voltaje de la fuente $V_L = V_{in}$ y el diodo se polariza inversamente (ver figura 3.20a), por lo que hay un incremento lineal en la corriente del inductor y la carga es alimentada por el capacitor. Cuando el interruptor se abre t_{off} el voltaje en el inductor cambia de polaridad pues se desconecta la fuente de entrada provocando que se polarice el diodo directamente y la corriente fluya hacia la carga (ver figura 3.20b), por lo que el voltaje en las terminales del inductor es $V_L = V_{in} - V_o$.

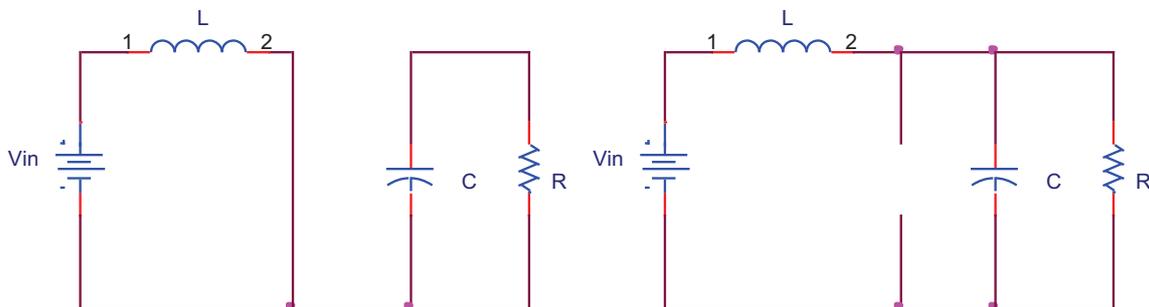


Fig. 3.20 Convertidor elevador: a) interruptor cerrado b) interruptor abierto.

En estado estacionario el voltaje del inductor es la suma del área de voltaje cuando el interruptor está cerrado y el área de voltaje cuando el interruptor está abierto [24]. Las áreas de voltaje A_1 y A_2 se muestran en la siguiente figura:

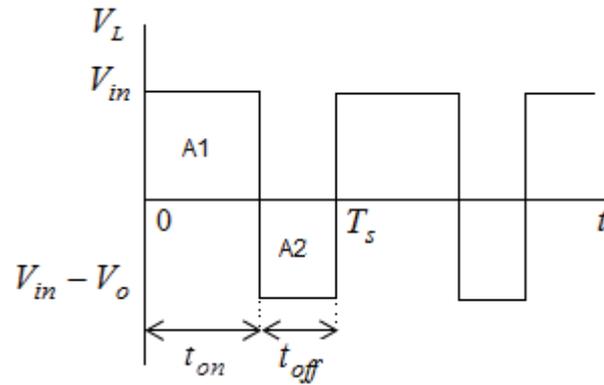


Fig. 3.21 Convertidor elevador voltaje en el inductor.

De la figura 3.21 la suma de las áreas en un periodo es igual a cero:

$$\int_0^T V_L dt = \underbrace{\int_0^{t_{on}} V_L dt}_{A_1} + \underbrace{\int_{t_{on}}^{T_s} V_L dt}_{A_2} = 0 \quad (3.42)$$

Resolviendo la ecuación anterior e igualando las áreas A_1 y A_2 se obtiene lo siguiente:

$$\underbrace{(V_{in}) \cdot t_{on}}_{A_1} = -\underbrace{(V_{in} - V_o) \cdot (T_s - t_{on})}_{A_2} \quad (3.43)$$

Simplificando la ecuación anterior y siendo D el ciclo de trabajo activo del interruptor en un periodo de conmutación se obtiene la expresión que relaciona el voltaje de entrada y el voltaje de salida en el convertidor elevador.

$$\frac{V_{in}}{V_o} = \frac{T_s - t_{on}}{T_s} = 1 - D \quad (3.44)$$

Un análisis de potencias entre la entrada y la salida del convertidor muestra la relación entre la corriente de entrada del convertidor y la corriente de salida.

$$P_{in} = P_o \quad (3.45)$$

Donde P_{in} es la potencia de entrada del convertidor y P_o es la potencia de salida:

$$V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o \quad (3.46)$$

Sustituyendo el voltaje de salida V_o de 3.44 en 3.46 se obtiene la relación de corrientes en el convertidor con la ecuación 3.36. Se nota que en el convertidor elevador la corriente de salida es menor que la corriente de entrada y que significa lo contrario para el voltaje.

$$\frac{I_o}{I_{in}} = 1 - D \quad (3.47)$$

El cálculo del inductor para el convertidor elevador se realiza a partir del límite entre la conducción continua y discontinua lo cual se analiza en la siguiente sección.

3.6.2 Cálculo del Inductor del Convertidor Elevador

El cálculo del inductor del convertidor elevador se hace a partir de la figura 3.22. Se muestra la corriente en el inductor, la corriente pico $i_{L,pico}$, la corriente promedio $i_{L,B}$, y el voltaje en el inductor V_L cuando el convertidor opera en el límite de la conducción continuo-discontinuo.

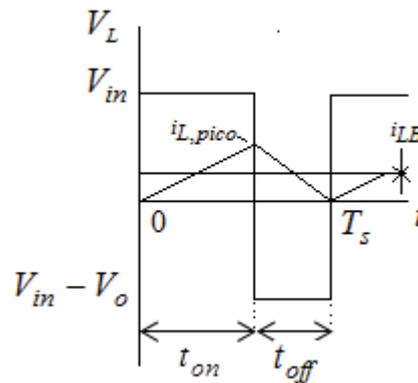


Fig. 3.22 Convertidor elevador corriente y voltaje en el límite de la conducción continua y discontinua.

De la figura 3.22 y del voltaje en el inductor ($V_L = L di/dt$) se obtiene una expresión para el cálculo del inductor. Se resuelve la ecuación al integrar ambos lados la expresión del voltaje en el inductor:

$$L \int_{i(t_0)}^{i(t)} \frac{di}{dt} dt = \int_{t_0}^t V_L dt \quad (3.48)$$

Las condiciones iniciales son: en $t_0 = 0$ y en $t = t_{on}$ la corriente es $i_{L,pico}$. Resolviendo la ecuación 3.48 se muestra lo siguiente:

$$i_{LB,boost} = \frac{1}{2} i_{L,pico} = \frac{V_{in} t_{on}}{L} \quad (3.49)$$

Sustituyendo t_{on} de la ecuación 3.44 en 3.49:

$$i_{LB,boost} = \frac{DT_s V_o}{2L} (1 - D) \quad (3.50)$$

Al igual que el convertidor reductor el cálculo del inductor se puede hacer de dos formas: voltaje de entrada constante y voltaje de salida constante. El convertidor elevador tiene como fuente de entrada el supercapacitor y en la salida el bus de cd. El cálculo se realiza para el voltaje de salida constante. En la figura 3.23 se muestran dos curvas de corriente vs ciclo de trabajo, una para la corriente promedio I_{LB} (de la ecuación 3.50) y la otra para la corriente de salida promedio I_{oB} en la frontera de la conducción continuo-discontinuo [24].

En este trabajo no se profundiza sobre I_{oB} pues se utiliza I_{LB} para el cálculo del inductor. El área interior de las curvas es el modo discontinuo y el área exterior es el modo continuo cuando se mantiene constante el voltaje de salida.

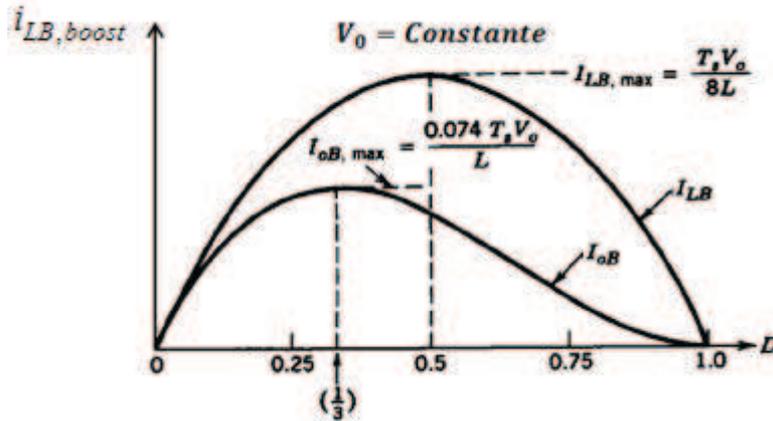


Fig. 3.23 Convertidor reductor ciclo de trabajo vs corriente promedio [26].

De la figura anterior se mostró que si el ciclo de trabajo es $D = 0.5$ la corriente promedio I_{LB} es máxima y se acerca más a la conducción discontinua. Usando la ecuación 3.50 el inductor para el convertidor elevador se calcula con la siguiente ecuación:

$$L = \frac{DT_s V_o}{2i_{LB,boost}} (1 - D) \quad (3.51)$$

3.7 Convertidor de Medio Punte

El convertidor de medio puente es un convertidor de cd-cd formado por una pierna compuesta de dos interruptores ($SW1$ y $SW2$) y dos diodos en antiparalelo, así como un inductor y un capacitor como el que se muestra en la figura 3.24. De acuerdo a la activación de los interruptores la corriente fluye de la fuente de entrada hacia la fuente de salida o viceversa a través de los dispositivos electrónicos, por lo que la corriente a través del convertidor es bidireccional.

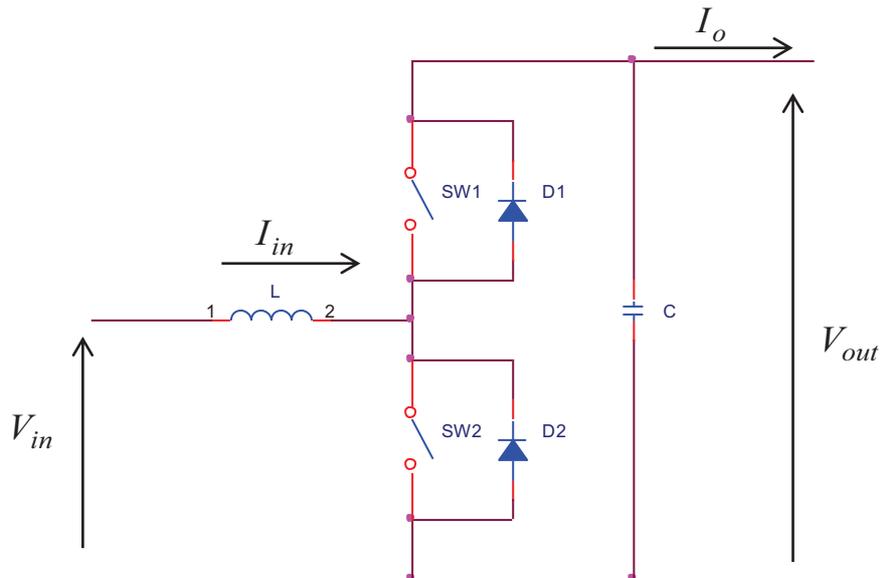


Fig. 3.24 Convertidor de medio puente.

En esta tesis el convertidor de medio puente utiliza dispositivos de almacenamiento de energía (baterías y supercapacitores) para transferir la energía. Si la *MSIPS* desarrolla par positivo, el convertidor opera en modo elevador pues es cuando la máquina trabaja como motor. En caso contrario si la *MSIPS* desarrolla par negativo el convertidor opera en modo reductor y la máquina se comporta como generador. Los modos de operación del convertidor se muestran en la tabla III.

Tabla III Modos de Operación del Convertidor.

Motor	Convertidor Elevador
Generador	Convertidor Reductor

3.7.1 Simulación del Convertidor de Medio Puente en Lazo Abierto

Considerando los modelos desarrollados en este capítulo (batería y supercapacitor), se realiza la simulación del sistema de recuperación de energía mostrado en la figura 3.25. Consiste de un convertidor de medio puente, módulos de supercapacitores (bloque azul), módulos de baterías (bloque rojo) y una fuente de corriente que representa la carga del *STE*. El inductor L del lado de los supercapacitores forma parte de la topología del convertidor de medio puente, mientras que del lado de las baterías el inductor L_s suaviza los pulsos de corriente que van hacia las baterías [26]. En los resultados siguientes la conmutación de los interruptores se hace con un ciclo de trabajo constante y no hay control sobre las variaciones de corriente y voltaje en los dispositivos. El estudio de la estrategia de control entre los dispositivos se hace en el siguiente capítulo.

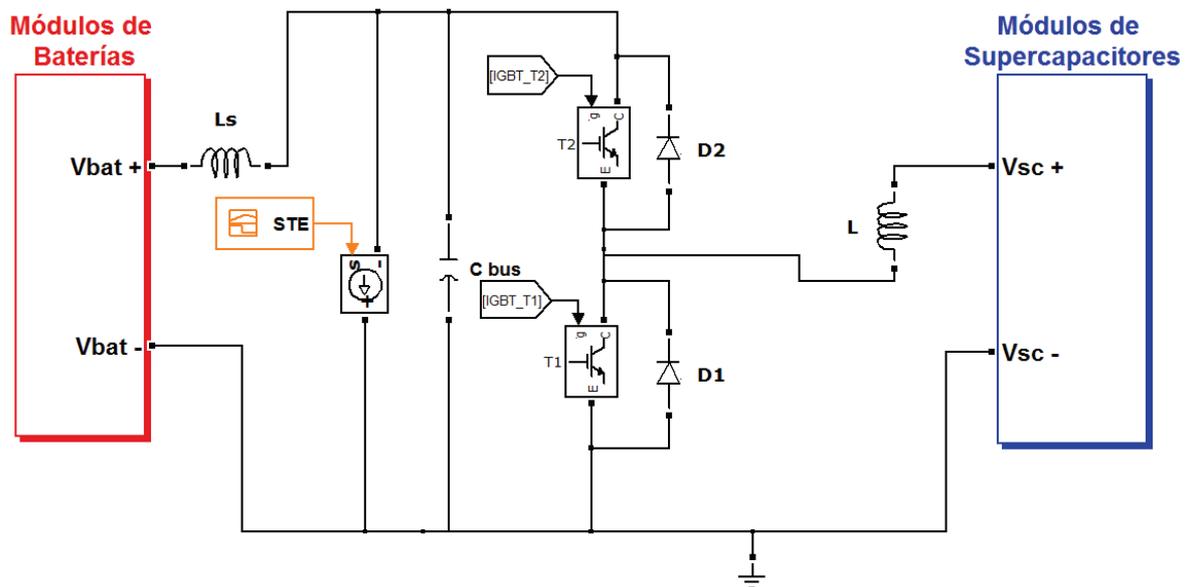


Fig.3.25 Simulación del convertidor de medio puente.

Durante el modo reductor la tarea del convertidor es mandar el exceso de energía de la batería hacia los supercapacitores. La técnica utilizada es por medio de una modulación de ancho de pulsos (*PWM* por sus siglas en inglés). Cuando el interruptor está cerrado la energía se almacena en el inductor y el *PWM* se aplica en el interruptor $T2$. Si el interruptor se abre la energía se transfiere por el diodo $D1$ hacia el módulo de supercapacitores. Los elementos que entran en operación son el interruptor $T2$ en estado complementario con el diodo $D1$. La operación de este modo se muestra en la figura 3.26.

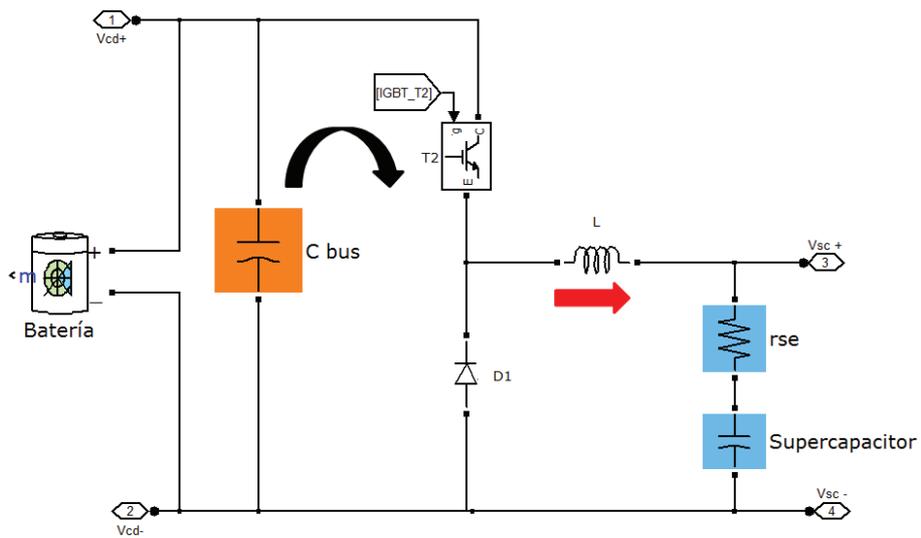


Fig.3.26 Convertidor de medio puente en modo reductor.

El convertidor de medio puente en modo elevador se encarga de mandar la energía desde el supercapacitor hacia la batería por lo que el *PWM* se aplica en el interruptor *T1* Cuando el interruptor se cierra se almacena energía en el inductor. Si el interruptor se abre la energía se transfiere hacia el bus de *cd* por el diodo *D2*. Los elementos que entran en conducción son el interruptor *T1* en estado complementario con el diodo *D2*. El sistema se diseña para que el supercapacitor no supere al voltaje de la batería. El modo elevador del convertidor de medio puente se muestra en la figura 3.27.

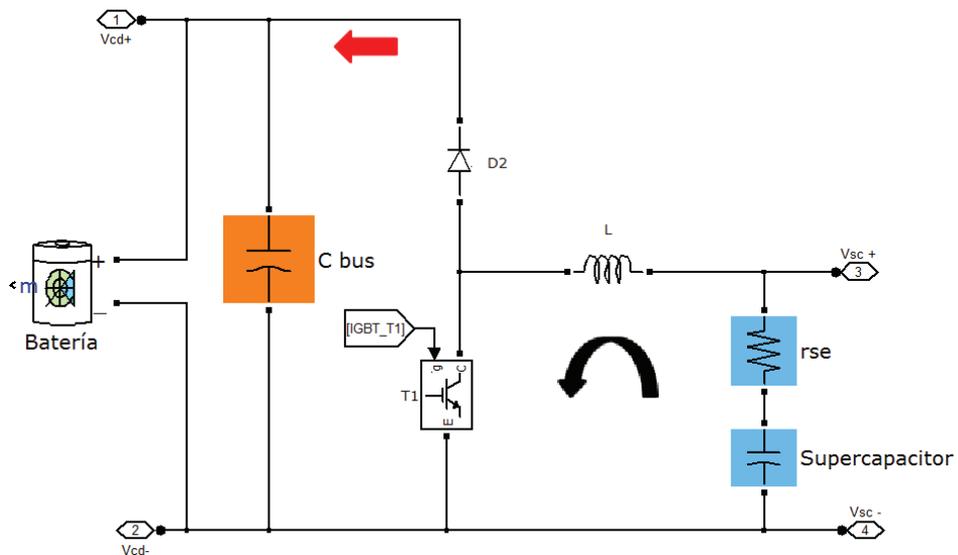


Fig.3.27 Convertidor de Medio Puente en modo elevador.

En la tabla IV se definen las condiciones de operación para esta simulación:

Tabla IV Parámetros de la simulación

Dispositivo	Valor máximo	Valor mínimo
Batería	302 V	298 V
Supercapacitor	243 V	121.5 V
Bus de cd	310 V	290 V
Frecuencia de conmutación 10 kHz		
Corriente Promedio 100 A		
$\Delta i_L = 1\%$		

El cálculo de las inductancias se hace considerando la conducción del convertidor en la frontera del modo continuo-discontinuo. Para el convertidor reductor se considera una variación de no más del 1% y una corriente promedio de 100 A, la variación pico a pico es $i_{L,pico} = 2 \cdot 0.01 \cdot 100 = 2$. Sustituyendo la variación pico en la ecuación 3.41:

$$L_{buck} = \frac{DT_s V_d}{2i_{LB,buck}}(1 - D) = \frac{0.5 \cdot 310 \cdot (1 - 0.5)}{2 \cdot 10000} = 3.875mH$$

Sin embargo para asegurar modo de conducción continua se modifica el valor del inductor un 25 %:

$$L_{buck} = 1.25(L_{buck}) = 4.84mH$$

Para el modo elevador la inductancia mínima para operar en modo continuo es la siguiente:

$$L_{boost} = \frac{DT_s V_o}{2i_{LB,boost}}(1 - D) = \frac{0.5 \cdot 300(1 - 0.5)}{2 \cdot 10000} = 3.75mH$$

De igual forma se asegura el modo de conducción modificando el valor un 25%:

$$L_{boost} = 1.25(L_{boost}) = 4.68mH$$

De los cálculos anteriores se toma el inductor más grande, así el inductor que asegura conducción en modo continuo debe estar por arriba de $4.84mH$. El valor del inductor es el siguiente:

$$L = 4.9mH$$

Durante el funcionamiento del convertidor en modo elevador se realiza la simulación con una corriente de carga de 100 A. La figura 3.28 muestra el perfil de corriente que se introduce en la simulación:

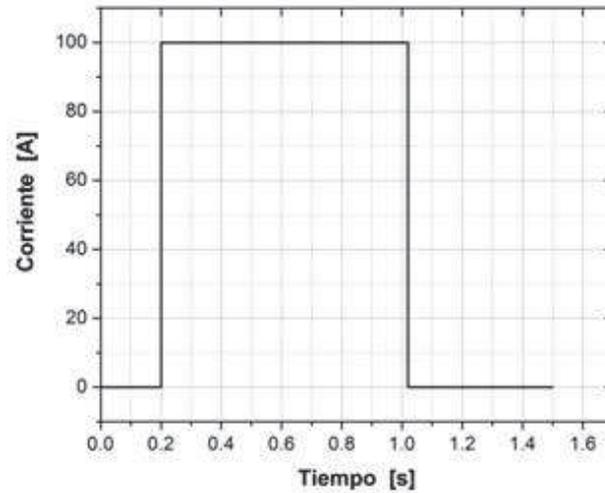


Fig.3.28 Perfil de Corriente de Carga modo Elevador.

A partir de 0.2 segundos el convertidor empieza a funcionar con un ciclo de trabajo constante de $D = 0.2$. En la figura 3.29 el voltaje del bus de cd empieza a disminuir cuando se conecta la carga a través de la fuente de corriente. Después cuando llega a un segundo se desconecta la carga y si el voltaje en las terminales del diodo lo polariza directamente, la corriente que fluye del convertidor más la corriente de la batería harán que se alcance a cargar el capacitor del bus de cd (C_{bus}) hasta 303 V aproximadamente.

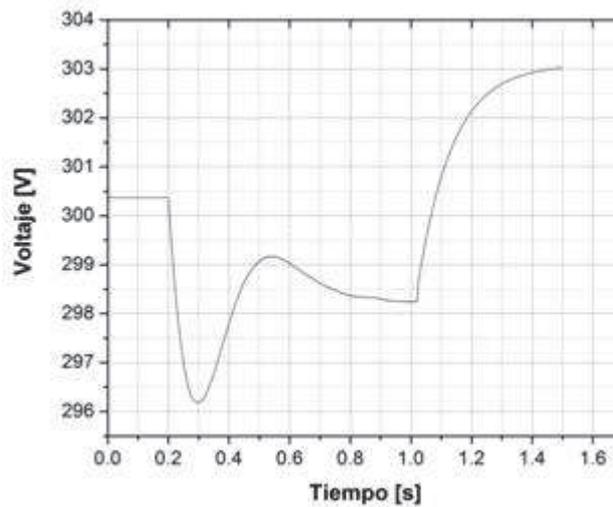


Fig.3.29 Voltaje en el bus de cd.

El supercapacitor inicia con un voltaje inicial de 243 V (equivalente a tener 5 Módulos *BM0D0165-E048* de Maxwell Technologies) durante el modo elevador. En 0.2 segundos inicia la descarga del supercapacitor debido a la corriente del *STE* hasta 1 segundo. Después de un segundo el voltaje del supercapacitor llega a un voltaje menor a 241 V en la como se muestra en la figura 3.30.

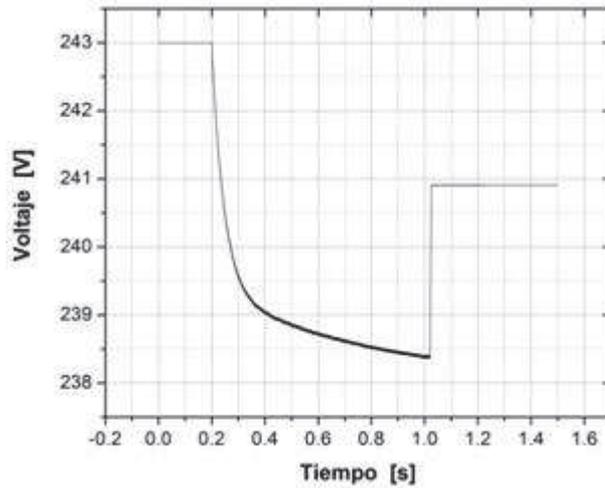


Fig.3.30 Voltaje en el supercapacitor modo Elevador.

La corriente que fluye por el supercapacitor está en el modo de conducción continuo por lo que siempre es positiva y se muestra en la figura 3.31.

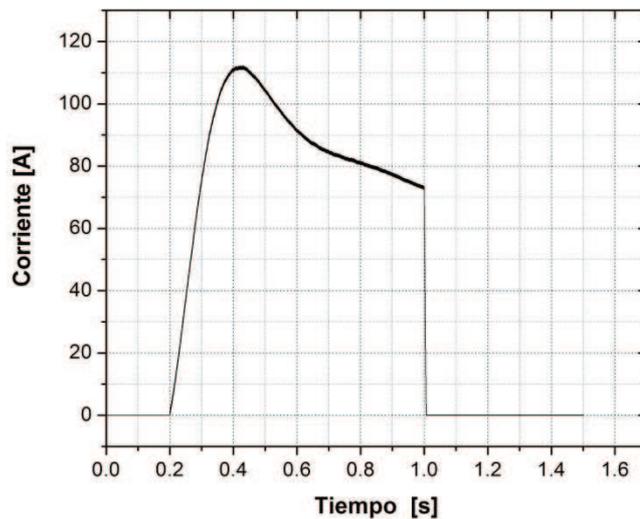


Fig.3.31 Corriente en el Supercapacitor modo Elevador.

El segundo modo del convertidor es el reductor de voltaje. La siguiente figura muestra el perfil de corriente que se aplica durante este modo equivalente a -100 A :

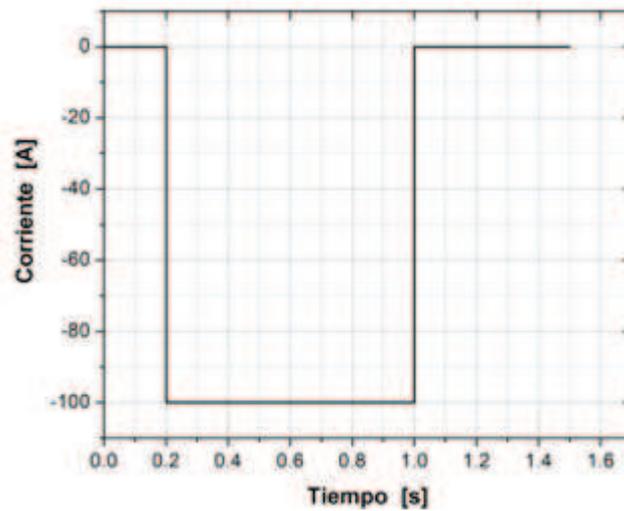


Fig.3.32 Perfil de Corriente de Carga Modo Reductor.

Cuando se carga el supercapacitor el voltaje se encuentra por debajo del valor nominal para que se considere un elemento receptor de energía. En esta simulación el voltaje del supercapacitor se deja a la mitad del voltaje nominal (121.5 V). El ciclo de trabajo es fijo $D = 0.5$ por lo que no es un ciclo de trabajo variable con las condiciones de la carga. El exceso de energía se va a transferir hacia el supercapacitor, sin embargo también la batería aporta una parte de la energía que se transfiere. A continuación en la figura 3.33 se muestra el voltaje del bus cuando el convertidor funciona como reductor de voltaje.

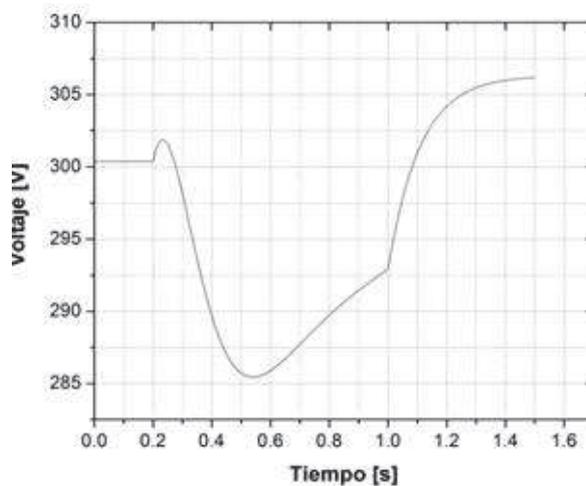


Fig.3.33 Voltaje del bus de cd en Modo Reductor.

En la figura 3.34 se observa el incremento del voltaje en el supercapacitor debido a que en 0.2 segundos se inicia el *PWM* del interruptor *T2*. A partir de 1 segundo se termina la carga del supercapacitor, la caída de voltaje es debida a la resistencia en serie con el supercapacitor.

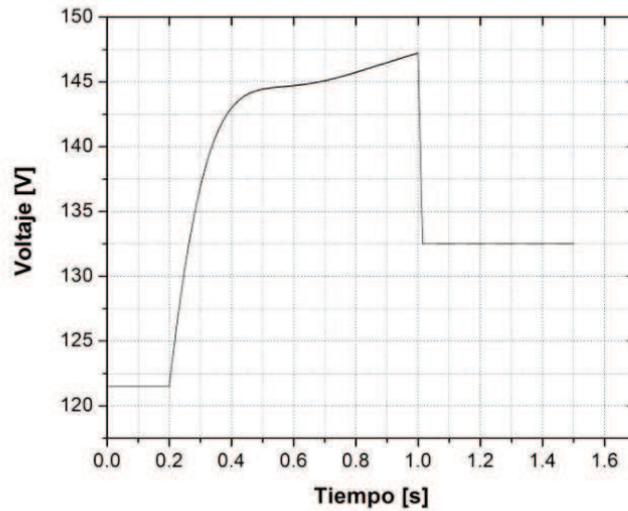


Fig.3.34 Voltaje del supercapacitor en Modo Reductor.

Cuando el convertidor opera en modo reductor la corriente que fluye a través del supercapacitor se muestra en la figura 3.35.

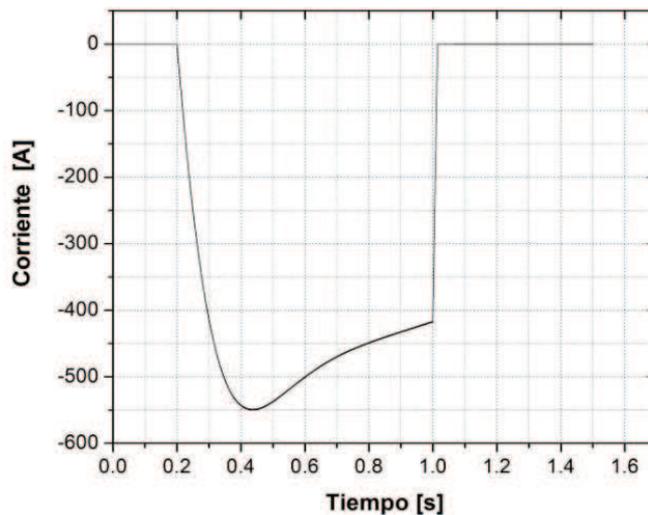


Fig.3.35 Corriente del supercapacitor en Modo Reductor.

CAPÍTULO 4

ESTRATEGIA DE CONTROL PARA EL MANEJO DE LA ENERGÍA

4.1 Introducción

En este capítulo se aborda el algoritmo de control utilizado para el manejo de la energía entre los módulos de supercapacitores y baterías. La estrategia está basada en un trabajo realizado en el laboratorio FEMTOST del Centro de Investigación en Electrotécnica y Electrónica en Belfort Francia (CREEBEL por sus siglas en francés) [11]. La técnica que se utiliza se denomina control del modelo inverso del convertidor de medio puente la cual caracteriza la respuesta del sistema a partir de la planta o modelo (Función de transferencia, variables de estado). El control de la energía se realiza con dos lazos de corriente uno para cada dispositivo de almacenamiento (batería y supercapacitor). Se presenta el cálculo para el ajuste de los controladores del tipo proporcional integral PI en cada lazo de control. Se realiza la simulación del convertidor de medio puente junto con la técnica de control empleada.

4.2 Control del modelo inverso del convertidor de medio puente

Ésta estrategia es conocida como control del modelo inverso del convertidor de medio puente debido a que se controla la corriente en cada uno de los dispositivos del convertidor con la estimación de voltaje en los inductores del convertidor. La estrategia está basada en un control de corriente debido a que el nivel de voltaje en el bus de cd está 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 con la estimación de los voltajes en los inductores y el voltaje en la batería y supercapacitor, para determinar la señal de control de los interruptores α_n . y 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 (transistores IGBT's, diodos) son ideales por lo tanto no hay pérdidas en los semiconductores durante el periodo de conducción.
- No hay pérdidas en los dispositivos interconectados, esto es en las baterías y los supercapacitores.

En la figura 4.1 se muestra el sistema de recuperación de energía donde la corriente de carga es la suma de la corriente de la batería i_{bat} y la del convertidor i_{HB} .

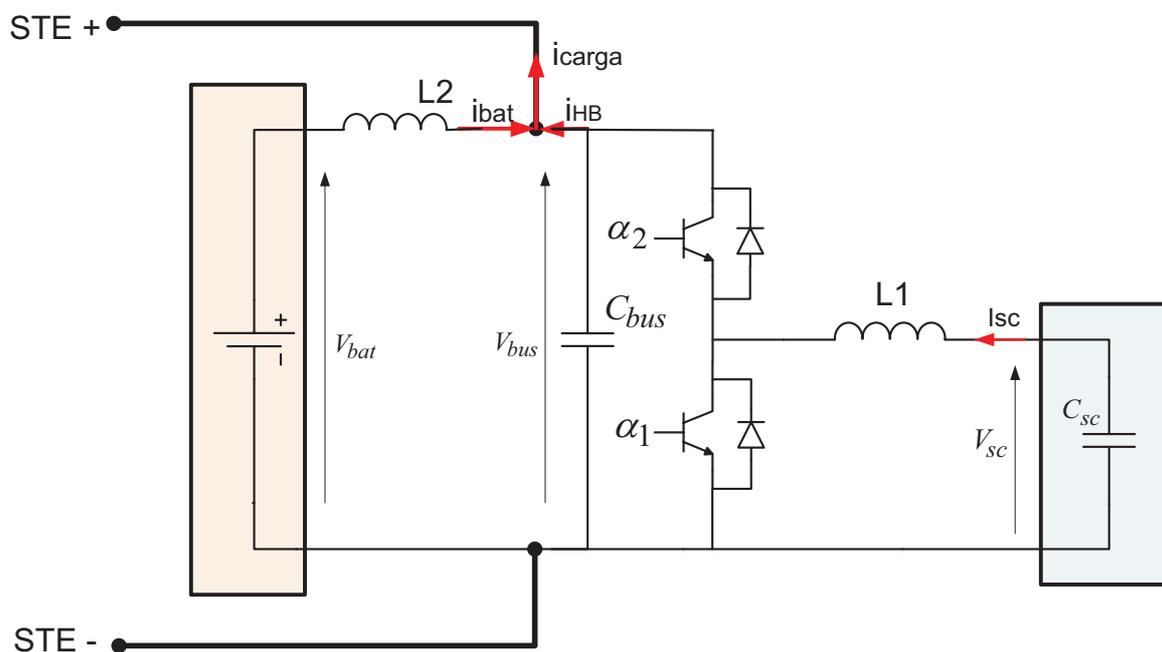


Fig. 4.1 Sistema de recuperación de energía.

El manejo de la energía del convertidor de la figura 4.1 se realiza de acuerdo a cada modo de operación (reductor y elevador). A continuación se resume el análisis del capítulo 3 con las ecuaciones utilizadas para la estrategia de control. Para el modo de operación como elevador, el supercapacitor provee de energía al bus de cd a través del convertidor de subida. El voltaje en los inductores L_1 y L_2 se expresa con las ecuaciones diferenciales V_{L1} y V_{L2} descritas en 4.1.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{L1} = L_1 \frac{di_{sc}}{dt} = V_{sc} - (1 - \alpha_1) \cdot V_{bus} \\ V_{L2} = L_2 \frac{di_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{bus} \\ i_{c \arg a} = i_{HB} + i_{bat} \end{array} \right. \quad (4.1)$$

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.

$i_{c \arg a}$ es la corriente del STE.

i_{HB} es la corriente de salida del convertidor de medio puente.

α_1 es el ciclo de trabajo del interruptor inferior.

Si el convertidor funciona como reductor el supercapacitor se carga a través del convertidor de la figura 4.1. La corriente del convertidor I_{HB} y la corriente de carga tienen signo opuesto al que se muestra en la figura 4.1. En este modo el STE devuelve la energía hacia la fuente de alimentación principal (bus de cd), y este exceso de energía se transfiere hacia los supercapacitores a través del convertidor de bajada. 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 de 4.2 describen el comportamiento del convertidor en modo reductor.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{L1} = L_1 \frac{di_{sc}}{dt} = \alpha_2 \cdot V_{bus} - V_{sc} \\ V_{L2} = L_2 \frac{di_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{bus} \\ I_{bat} = I_{HB} + I_{c \arg a} \end{array} \right. \quad (4.2)$$

Donde:

α_2 es el ciclo de trabajo del interruptor superior.

De las ecuaciones 4.1 y 4.2, es posible agrupar los modos de operación del convertidor en la ecuación 4.3 si se definen las variables k y α , donde k 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 $\alpha = \alpha_2$

$$L_1 \frac{di_{sc}}{dt} = k \cdot (V_{sc} - \alpha \cdot V_{bus}) \quad (4.3)$$

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

Para el cálculo de los controladores se utilizan los voltajes de los inductores V_{L1} y V_{L2} . 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 V_{L1} como se muestra en la siguiente ecuación:

$$G(s) = \frac{I_{sc}(s)}{V_{L1}(s)} = \frac{1}{sL_1} \quad (4.4)$$

De forma similar en la batería la relación entre la corriente de la batería y el voltaje en el inductor V_{L2} se obtiene con la función de transferencia $F(s)$ de la batería:

$$F(s) = \frac{I_{bat}(s)}{V_{bat}(s)} = \frac{1}{sL_2} \quad (4.5)$$

La función de transferencia del controlador PI utilizado en el supercapacitor y la batería se muestra a continuación:

$$\begin{cases} PI_{sc}(s) = K_{p,sc} + \frac{K_{i,sc}}{s} = K_{p,sc} \cdot \left[1 + \frac{K_{i,sc}}{K_{p,sc}} \cdot \frac{1}{s} \right] \\ PI_{bat}(s) = K_{p,bat} + \frac{K_{i,bat}}{s} = K_{p,bat} \cdot \left[1 + \frac{K_{i,bat}}{K_{p,bat}} \cdot \frac{1}{s} \right] \end{cases} \quad (4.6)$$

Considerando el controlador PI las funciones de transferencia que resultan son las siguientes:

$$\begin{cases} F_{sc}(s) = \frac{PI_{sc}(s) \cdot G(s)}{1 + PI(s) \cdot G(s)} = \frac{K_{p,sc} + K_{i,sc}}{L_1 \cdot s^2 + K_{p,sc} \cdot s + K_{i,sc}} \\ F_{bat}(s) = \frac{PI_{bat}(s) \cdot G(s)}{1 + PI(s) \cdot G(s)} = \frac{K_{p,bat} + K_{i,bat}}{L_2 \cdot s^2 + K_{p,bat} \cdot s + K_{i,bat}} \end{cases} \quad (4.7)$$

Los siguientes diagramas de bloques representan los lazos de control de corriente en el supercapacitor y batería a partir de los modelos en cada lazo. Como se desarrolló en las ecuaciones 4.4 a 4.7 cada lazo de control está compuesto por la señal de referencia, el controlador PI y la planta [11].

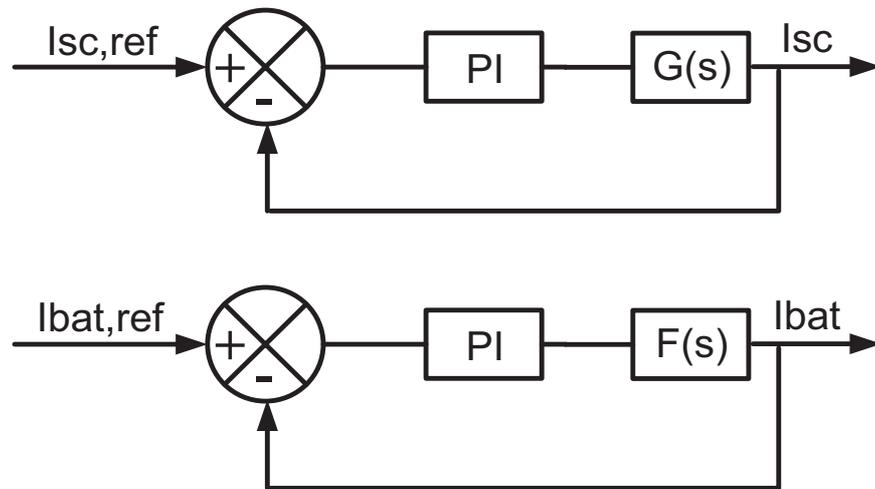


Fig. 4.2 Lazos de Control de corriente para el Supercapacitor y la Batería.

Para asegurar un control dinámico un filtro es utilizado en las referencias de cada lazo cerrado. La función de transferencia para el lazo de corriente del supercapacitor es:

$$\begin{cases} F_{SC}(s) = \frac{I_{sc}(s)}{I_{sc,ref}(s)} = \frac{1}{\tau_{sc} \cdot s + 1} \cdot \frac{\frac{K_{p,sc}}{K_{i,sc}} \cdot s + 1}{\frac{L_1}{K_{i,sc}} \cdot s^2 + \frac{K_{p,sc}}{K_{i,sc}} \cdot s + 1} \end{cases} \quad (4.8)$$

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 4.8. Simplificando se obtiene la siguiente expresión:

$$\left\{ \begin{aligned} F_{sc}(s) = \frac{I_{sc}(s)}{I_{sc,ref}(s)} = \frac{1}{\frac{L_1}{K_{i,sc}} s^2 + \frac{K_{p,sc}}{K_{i,sc}} \cdot s + 1} \end{aligned} \right. \quad (4.9)$$

El diagrama de bloques en la figura 4.2 considera la ecuación 4.9 y considera el filtro de entrada que se utiliza para la simulación.

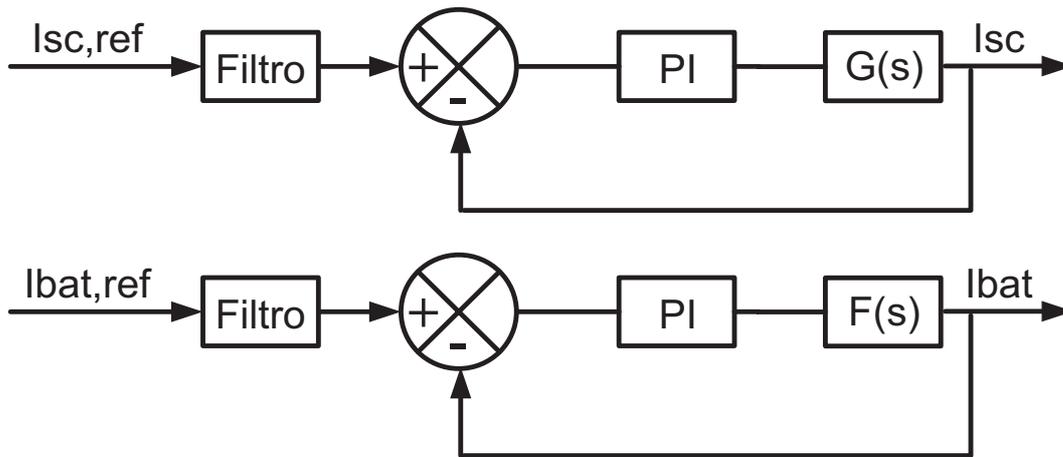


Fig. 4.3 Lazos de Control de corriente para el Supercapacitor y la Batería.

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 el que se muestra en la siguiente figura:

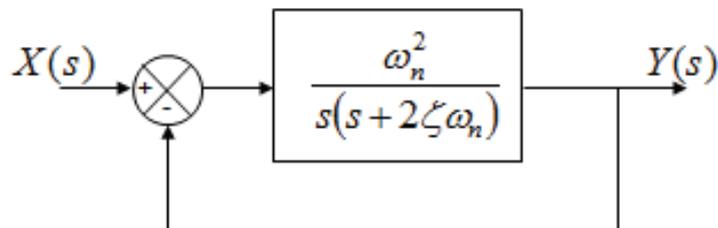


Fig. 4.4 Sistema de segundo orden.

Donde:

ω_n es la frecuencia natural.

ζ es el coeficiente de amortiguamiento.

La función de transferencia de la figura 4.4 es la siguiente:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.10)$$

Por lo tanto relacionando la ecuación 4.9 con la ecuación 4.10 se pueden calcular las constantes del controlador PI para cada uno de los lazos de control de corriente como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\left\{ F_{SC}(s) = \frac{I_{sc}(s)}{I_{sc,ref}(s)} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \cdot s + 1} \right. \quad (4.11)$$

De acuerdo a la ecuación 4.8 y 4.9 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. [11]. El coeficiente de amortiguamiento se fija en $\zeta = \sqrt{2}/2$ (caso subamortiguado).

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_n \leq \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{10} \\ K_{p,sc} = 2 \cdot \zeta \cdot L_1 \cdot \omega_n \\ K_{i,sc} = L_1 \cdot \omega_n^2 \end{array} \right. \quad (4.12)$$

Una variable β se introduce 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 4.12 se tiene lo siguiente:

$$\begin{cases} 0 < \beta \leq 1 \\ \omega_n \leq \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \beta}{10} \\ K_{p,sc} = \frac{\sqrt{2} \cdot L_1 \cdot \pi \cdot f \cdot \beta}{5} \\ K_{i,sc} = L_1 \cdot \frac{(\pi \cdot f \cdot \beta)^2}{5} \end{cases} \quad (4.13)$$

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

$$\begin{cases} \omega_n \leq \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \beta}{10} \\ K_{p,bat} = \frac{\sqrt{2} \cdot L_2 \cdot \pi \cdot f \cdot \beta}{5} \\ K_{i,sc} = L_2 \cdot \frac{(\pi \cdot f \cdot \beta)^2}{5} \end{cases} \quad (4.14)$$

4.3 Algoritmos de control del SRE

De acuerdo a las condiciones del sistema de tracción 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 corriente de referencia de la batería se fija a $\pm 1 A$ ya que es el elemento principal en el bus de cd y se debe mantener con un alto estado de carga. Los ciclos de carga y descarga de la batería serán menores en comparación con los del supercapacitor. La señal de referencia del supercapacitor se calcula a partir de la relación de potencias entre el supercapacitor y el bus de cd. La relación de potencia entre la entrada y la salida de cualquier convertidor se relaciona con la eficiencia del convertidor y se puede escribir con la siguiente expresión:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (4.15)$$

Si se toma el supercapacitor como la fuente de entrada del convertidor y la salida es el bus de cd, se reescribe la ecuación anterior y se sustituye la expresión $P = V \cdot I$ en ambos lados de la ecuación:

$$V_{sc} \cdot I_{sc} = \frac{V_{bus} \cdot I_{HB}}{\eta} \quad (4.16)$$

La corriente de referencia del supercapacitor está relacionada con la corriente de salida del convertidor, la corriente en la batería y la corriente de carga y se muestra a continuación:

$$I_{sc,ref} = \frac{V_{bus}}{V_{sc} \cdot \eta} \cdot (I_{carga} - I_{bat,ref}) = \frac{V_{bus} \cdot I_{HB}}{\eta \cdot V_{sc}} \quad (4.17)$$

Las señales de control α_1 y α_2 se generan de acuerdo al discriminador de corriente. Si el convertidor está en modo elevador se calcula la señal de control α_1 y la señal de control $\alpha_2 = 0$. Cuando el convertidor está en modo reductor se calcula la señal de control α_2 y la señal de control $\alpha_1 = 0$. La señal de control activa es comparada con una señal portadora triangular con una frecuencia de 10 kHz y amplitud máxima de 1 V. Si $i = 1$ el modo es elevador y si $i = 2$ el modo es reductor. De esta forma se genera el PWM hacia el convertidor de medio puente. La señal portadora triangular se genera con la siguiente ecuación:

$$PWM_i = V_{max} \cdot \alpha_i - \frac{V_{max} \cdot \arccos(\cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t))}{\pi} \quad (4.18)$$

En el modo del convertidor elevador el cálculo del ciclo de trabajo se realiza a partir del voltaje en el inductor de la ecuación 4.1

$$\alpha_1 = 1 - \frac{V_{sc} - V_{L1}}{V_{bat} - V_{L2}} \quad (4.19)$$

En el caso del convertidor reductor el cálculo del ciclo de trabajo se obtiene de la expresión del voltaje en el inductor de la ecuación 4.2

$$\alpha_2 = \frac{V_{sc} + V_{L1}}{V_{bus}} \quad (4.20)$$

Como se aprecia en las ecuaciones 4.19 y 4.20 los ciclos de trabajo aplicados en los interruptores necesitan del voltaje en los inductores V_{L1} y V_{L2} . Esto se logra almacenando las muestras del error de la corriente del supercapacitor y batería. La suma de las muestras es utilizada para la estimación de las caídas de voltaje en los inductores. La estimación se realiza a partir de la corriente de referencia $I_{sc,ref}$, las ganancias del controlador PI, el tiempo de muestreo T_e , la constante de tiempo del filtro de entrada T_{sc} y las condiciones iniciales en el inductor como se muestra en la siguiente ecuación:

$$V_{L1}(n+1) = V_L(0) + K_{psc} \cdot \left(1 + \frac{T_e}{T_{sc}}\right) \cdot \sum_{n=0}^N \varepsilon_{sc}(n+1) - K_{psc} \cdot \left(\sum_{n=0}^N \varepsilon_{sc}(n)\right) \quad (4.21)$$

Donde:

$$\begin{cases} \varepsilon_{sc}(n+1) = I_{sc,ref}(n+1) - I_{sc}(n+1) \\ \varepsilon_{sc}(n) = I_{sc,ref}(n) - I_{sc}(n) \\ \sum_{n=0}^N \varepsilon_{sc}(n+1) = \varepsilon_{sc}(1) + \varepsilon_{sc}(2) + \varepsilon_{sc}(3) + \dots + \varepsilon_{sc}(n+1) \\ \sum_{n=0}^N \varepsilon_{sc}(n) = \varepsilon_{sc}(0) + \varepsilon_{sc}(1) + \varepsilon_{sc}(2) + \dots + \varepsilon_{sc}(n) \end{cases} \quad (4.22)$$

La estimación de voltaje del supercapacitor mostrada en 4.21 puede aplicarse al lazo de control de la batería. Reescribiendo la ecuación 4.19 el cálculo de la señal de control queda de la siguiente forma:

$$\alpha_1(n+1) = 1 - \frac{V_{sc} - V_{L1}(n+1)}{V_{bat} - V_{L2}(n+1)} \quad (4.23)$$

De igual forma para la variable de control α_2 se reescribe la ecuación 4.20

$$\alpha_2 = \frac{V_{sc} + V_{L1}(n+1)}{V_{bus}} \quad (4.24)$$

La figura 4.5 describe el control de lazo cerrado para la batería y el supercapacitor. Según la ecuación 4.17 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 al modo de operación. Finalmente se compara la señal de control con la triangular para generar el PWM.

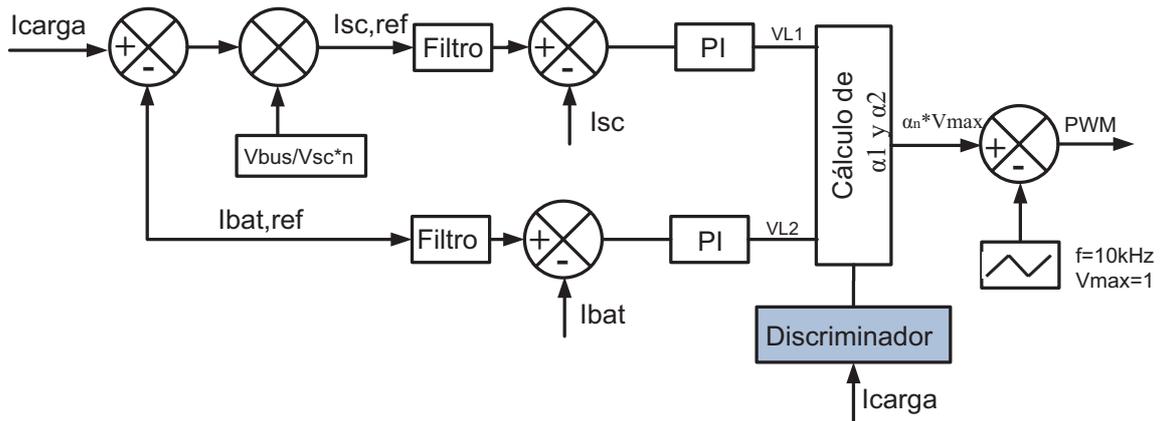


Fig. 4.5 Generación del PWM para el lazo de control del Supercapacitor y la Batería.

4.4 Simulación de la estrategia de control

De abajo hacia arriba en los dos primeros bloques de la figura 4.6 se calculan las corrientes de referencia de acuerdo a las variables del sistema V_{sc} , V_{bus} , I_{ch} , $I_{bat,ref}$, n . Posteriormente, se comparan con la señal real del supercapacitor o la batería según el lazo de control respectivo. Del error obtenido se hace la estimación de voltajes en los inductores para el supercapacitor y la batería considerando la ecuación 4.22. La salida de la estimación es limitada de acuerdo a los límites en los que opera el convertidor. Con estas variables se calculan las señales de control en los interruptores (ciclos de trabajo α_1 y α_2). De acuerdo al signo de la corriente de carga del *STE* se programa un discriminador de corriente para habilitar la señal activa. Finalmente se compara con la señal triangular generada en el último bloque para obtener así la modulación PWM. Si la señal de control es mayor que la triangular se genera un 1 y en caso contrario se genera un 0. Las señales PWM son limitadas entre 0 y 1.

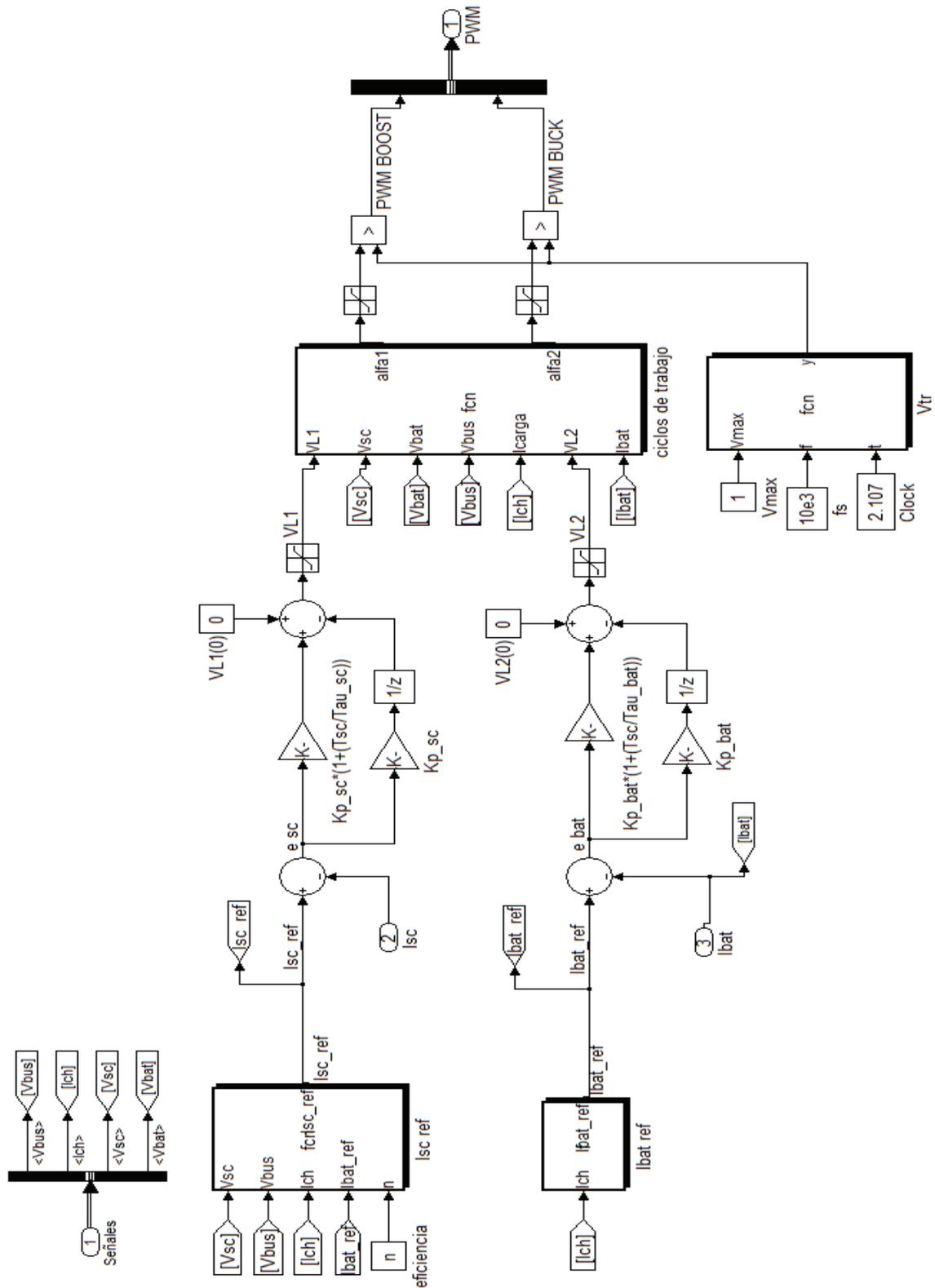


Fig. 4.6 Simulación del control del convertidor de cd-cd.

En la figura 4.7 muestra el convertidor de medio puente y el control del convertidor que se presentó en este capítulo entre el supercapacitor y la batería. El bloque superior embebido consta de dos lazos de corriente, la estimación de voltajes, el cálculo del ciclo de trabajo y la generación del *PWM* hacia el convertidor.

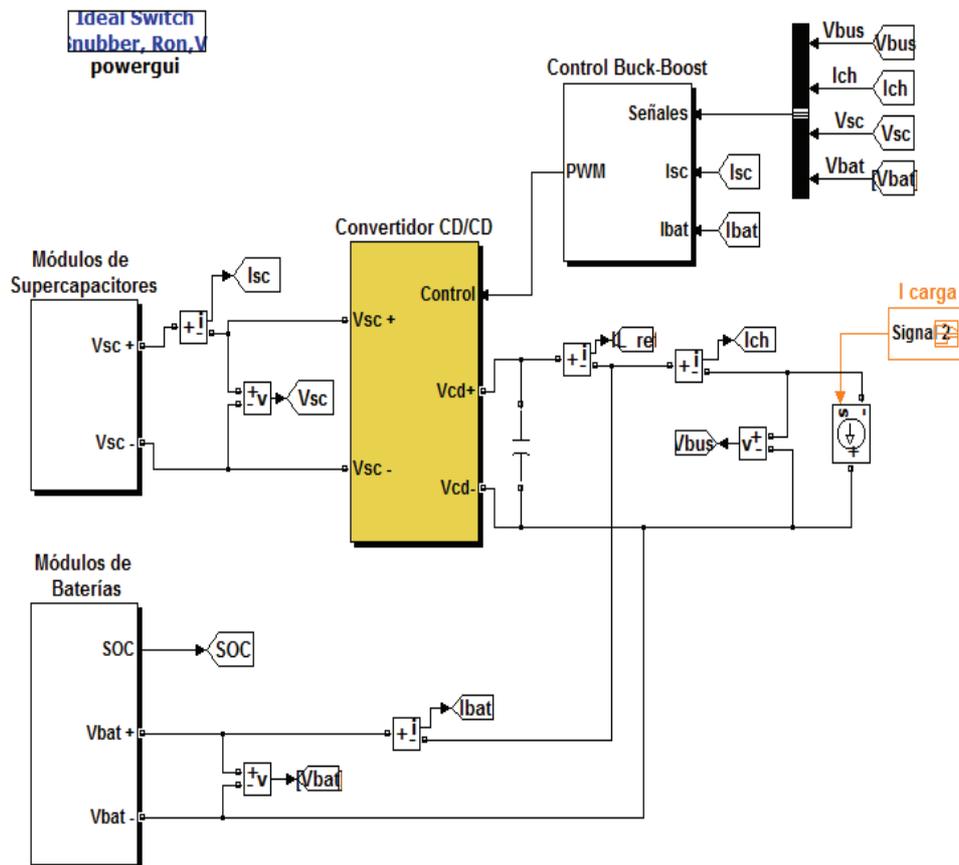


Fig. 4.7 Simulación del convertidor en lazo cerrado.

Al igual que en el capítulo 3 la corriente de carga se propone entre $\pm 100 A$ para verificar la estrategia de control y se muestra a continuación:

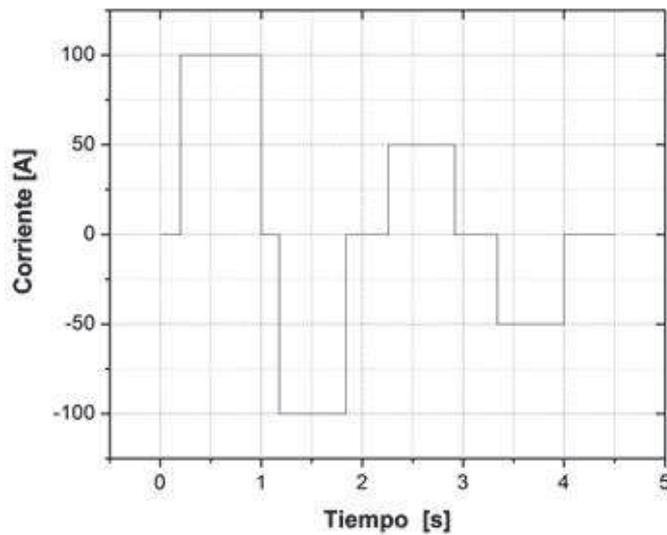


Fig. 4.8 Corriente de carga propuesta para la simulación.

En la figura 4.9 se muestra la compensación de voltaje en el bus de cd durante los cambios de corriente de carga. Se puede ver que el voltaje es estable a comparación del control en lazo abierto del capítulo 3. Esto quiere decir que la estrategia de control sigue a la referencia pues las variaciones del bus de cd se están en un intervalo pequeño de operación.

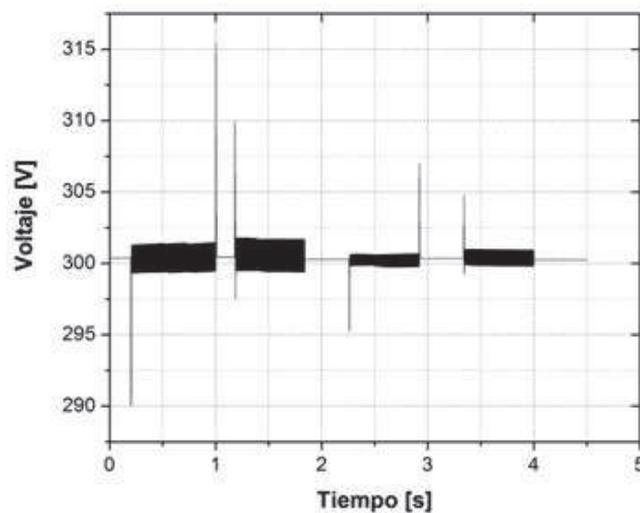


Fig. 4.9 Voltaje en el bus de cd ante los disturbios de carga.

La corriente en la batería y la corriente de referencia se muestran en la figura 4.10, en donde se muestra la respuesta del lazo de control para los modos de tracción y regeneración de un vehículo eléctrico con la estrategia de control.

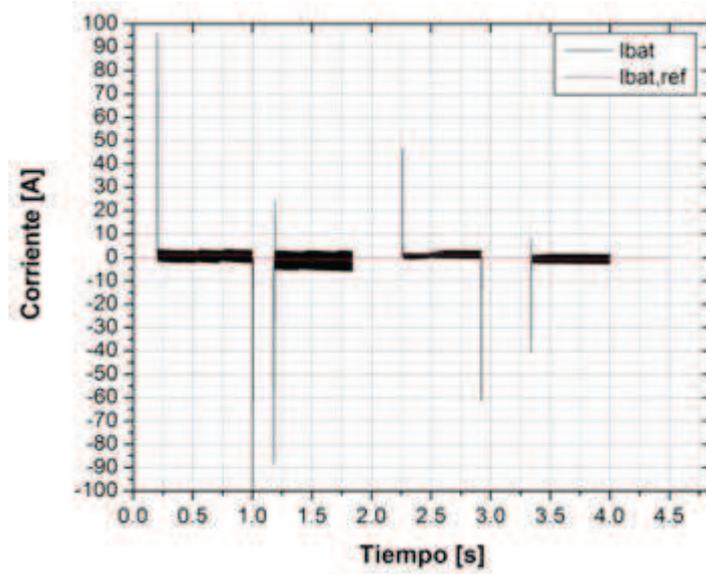


Fig. 4.10 Corriente de referencia vs corriente real de la batería.

Un acercamiento a la corriente en la batería se muestra en la figura 4.11

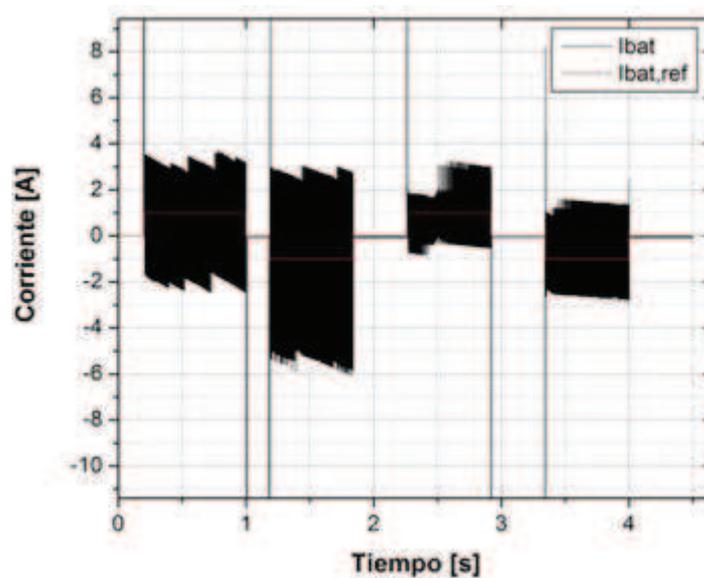


Fig. 4.11 Acercamiento a la Corriente de referencia vs corriente real de la batería.

El voltaje en el supercapacitor varía de acuerdo al perfil de corriente de la carga por lo que se carga absorbiendo la cantidad excesiva de energía en el bus de cd y cuando se descarga suministra las variaciones de voltaje ocurridas por la tracción del vehículo. A continuación se muestran las variaciones de voltaje del supercapacitor en la siguiente figura.

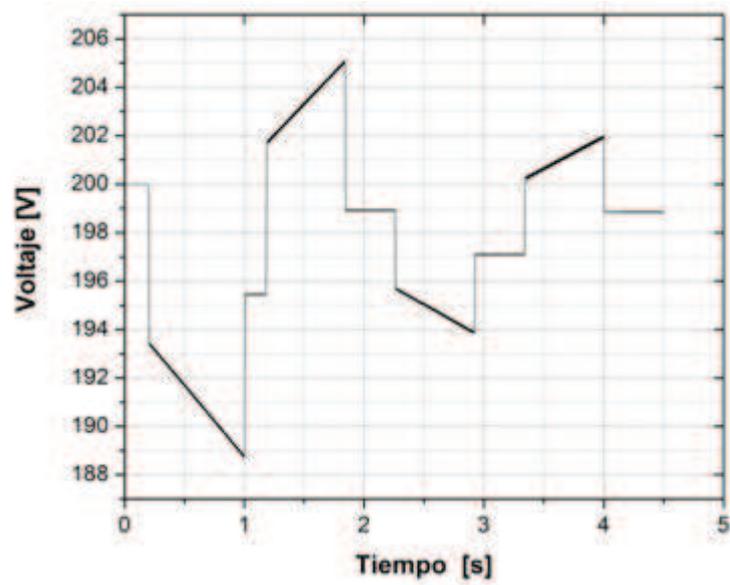


Fig. 4.12 Voltaje del supercapacitor.

La corriente de la referencia del supercapacitor y la corriente real se grafican para observar que la planta sigue la corriente de referencia en los dos modos de operación de la máquina.

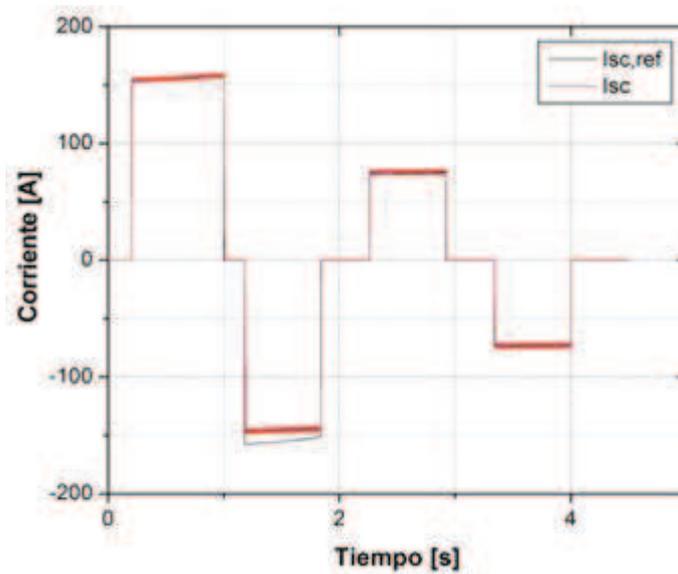


Fig. 4.13 Corriente de referencia vs corriente real del supercapacitor.

CAPÍTULO 5

INTEGRACIÓN DEL STE AL SRE

5.1 Introducción

En este capítulo se simula el acoplamiento entre el sistema de tracción eléctrica y el sistema de recuperación de energía, ambos descritos en los capítulos anteriores (ver figura 5.1). Se evalúan los regímenes de operación del vehículo (tracción y regeneración) de acuerdo al ciclo de manejo UN/ECE durante un tiempo de 100 segundos. Los módulos de supercapacitores captan el exceso de la energía en el bus de cd de acuerdo al perfil de velocidad del vehículo. El control del convertidor calcula el ciclo de trabajo que se aplica en cualquiera de los interruptores para iniciar la carga/descarga del supercapacitor. La carga del supercapacitor se muestra cuando la corriente del motor es positiva y la *MSIPS* desarrolla un par positivo. Si ocurre la descarga del supercapacitor la corriente del motor es negativa y el motor desarrolla par negativo para devolver energía a la fuente de alimentación. Se espera que el supercapacitor supla los picos de corriente que necesita el sistema de tracción del vehículo y que la batería se descargue lo menos posible. Si ocurre frenado regenerativo la energía cinética del vehículo es regresada a las baterías y la conmutación del convertidor hará que se transfiera hacia los supercapacitores. La estrategia de control permite limitar la cantidad de energía que aportan los dispositivos de almacenamiento hacia el sistema de tracción. En estas simulaciones la corriente de referencia de la batería se mantiene en $\pm 1A$ y la corriente de referencia del supercapacitor se calcula a partir del balance de potencias visto en el capítulo 4.

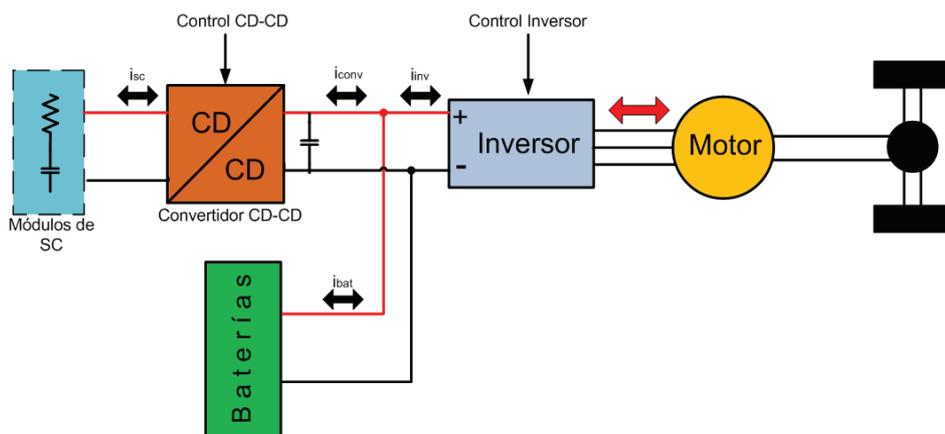


Fig. 5.1 Diagrama del STE con el SRE.

En comparación con la simulación realizada en el capítulo 2 la figura 5.2 muestra el sistema de recuperación de energía acoplado al sistema de tracción eléctrica. Principalmente se agregó el convertidor de medio puente y los módulos de supercapacitores, así como el control del convertidor. Los resultados de la simulación se obtienen con el perfil de velocidad UN/ECE como el que se muestra en la figura 5.3, el cual representa la velocidad del vehículo en km/hr . El perfil de velocidad consta de tres ciclos que se pueden dividir en los siguientes segmentos: tracción del vehículo (aceleración), velocidad constante y frenado regenerativo (desaceleración).

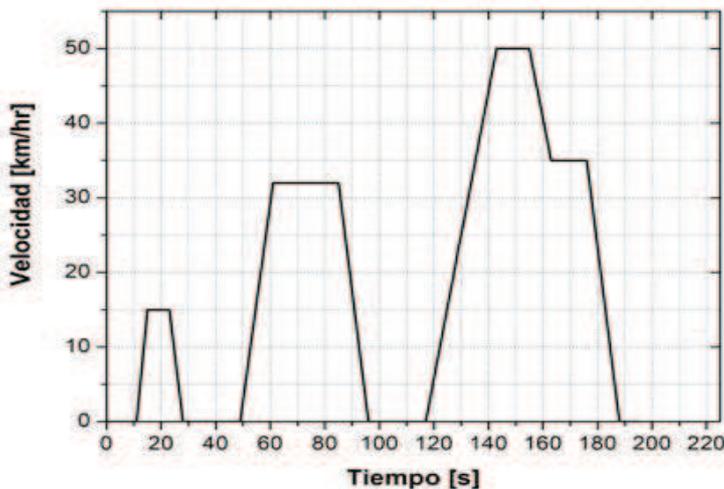


Fig. 5.3 Perfil de Velocidad UN/ECE.

La simulación que se realiza en este capítulo se acota a 100 segundos de simulación. Se pretende validar que el SRE absorba o entregue la energía de acuerdo a las exigencias del sistema de tracción. El primer ciclo tiene una velocidad máxima de $15 km/hr$ mientras que el segundo de $32 km/hr$ como se muestra en la figura 5.4.

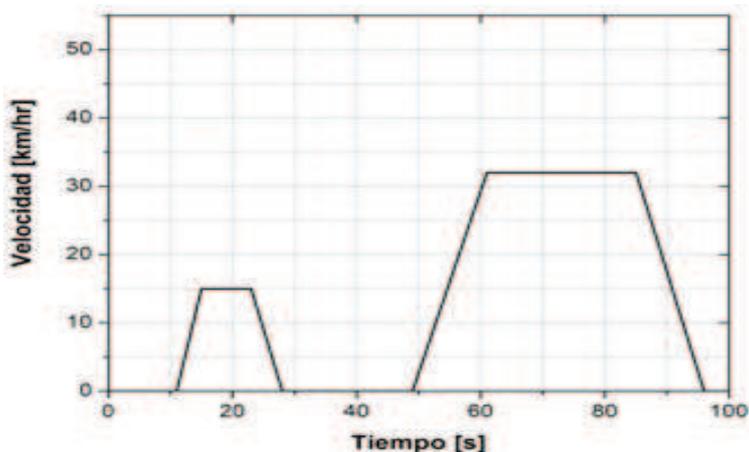


Fig. 5.4 Perfil de Velocidad UN/ECE.

La transmisión de un vehículo se encarga de relacionar el par del motor con el par que se entrega a las llantas sin embargo en este trabajo no se modela el comportamiento real de la transmisión. En la simulación el par que se entrega del motor hacia las llantas esta multiplicado por una constante de 20. Cuando el vehículo empieza a moverse la corriente que toma la *MSIPS* del bus de cd es la suma de corrientes de la batería y la del convertidor de cd-cd (ver figura 5.1) como se muestra a continuación:

$$i_{inv} = i_{bat} + i_{conv} \quad (7)$$

donde:

i_{inv} es la corriente en el inversor.

i_{bat} es la corriente en la batería.

i_{conv} es la corriente a través del convertidor.

En el laboratorio de electrónica de potencia se cuentan con 6 módulos de supercapacitores BM0D0165-E048 de *Maxwell Technologies* como los que se muestran a continuación:



Fig. 5.5 Módulos BM0D0165-E048 de Maxwell Technologies.

Si se utilizan los seis módulos conectados en serie la capacitancia y resistencia equivalente es la siguiente:

$$C_{sc,eq} = \frac{165}{6} = 27.5F$$

$$R_{sc,rse} = 7.1m\Omega \cdot 6 = 0.0426\Omega$$

Si el vehículo acelera (tracción) existe una corriente positiva desde el bus de cd hacia el inversor pero si es negativa, el vehículo descende su velocidad (frenado regenerativo)

ocasionando que el motor transfiera energía hacia el bus de cd como se muestra en la figura 5.6:

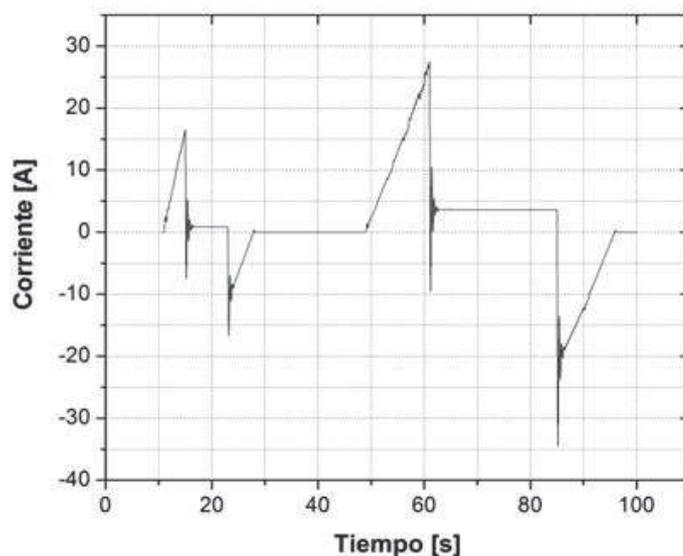


Fig. 5.6 Corriente que toma la *MSIPS* de la fuente de alimentación.

De acuerdo con la estrategia de control el voltaje en el bus de cd se mantiene casi constante durante las variaciones de corriente provocadas por el sistema de tracción. La mayor parte de la energía es sostenida o transferida hacia el sistema de recuperación como se muestra en la figura 5.7.

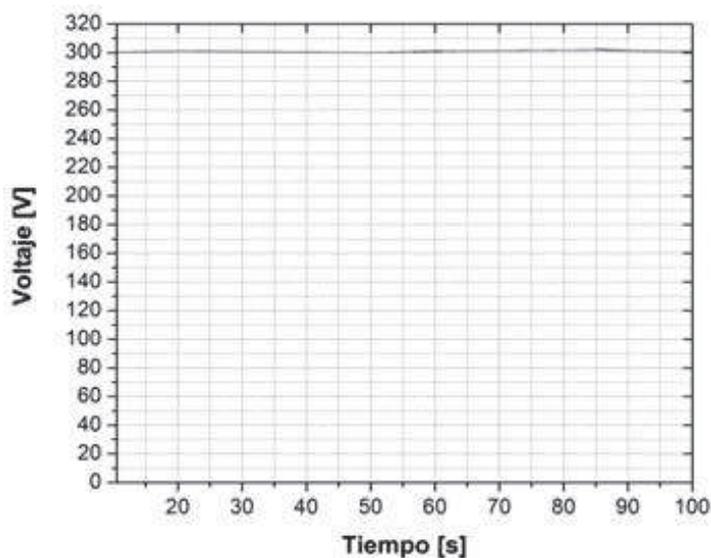


Fig. 5.7 Voltaje del bus de cd.

Un acercamiento al voltaje del bus de cd muestra que las variaciones están alrededor de 300 V por lo que el control mantiene el voltaje de cd hacia el accionamiento de la *MSIPS*.

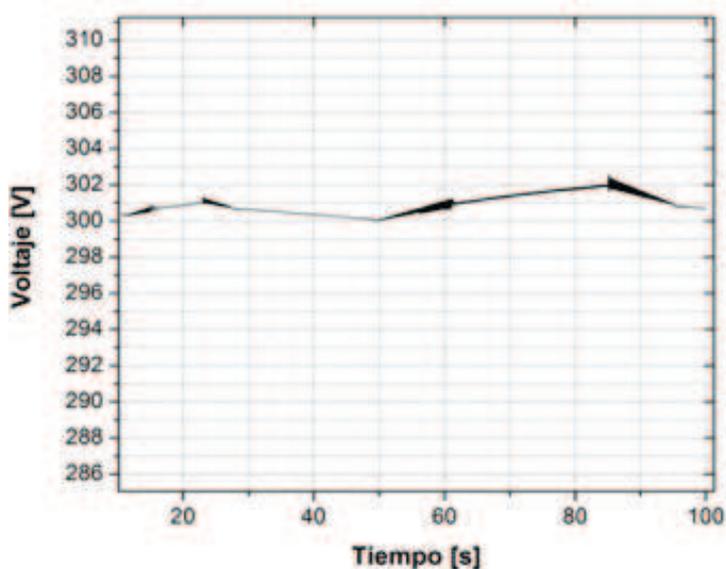


Fig. 5.8 Acercamiento al Voltaje del bus de cd.

Al inicio de la simulación la batería empieza con carga completa y la intención es que mantenga un nivel de voltaje en el bus de cd. La corriente de referencia de la batería se mantiene alrededor de $\pm 1A$ de acuerdo al modo de operación del sistema de tracción.

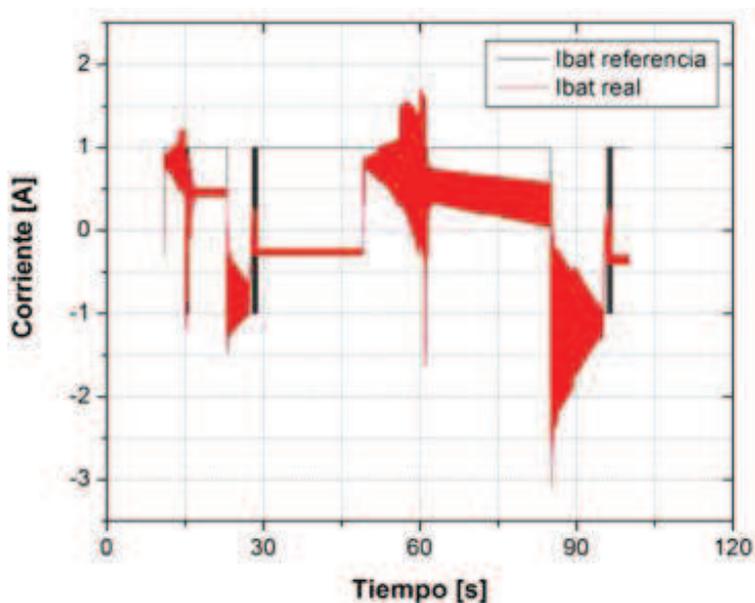


Fig. 5.9 Corriente de referencia y real de la batería.

En la siguiente figura se muestra la corriente de referencia y la corriente real del supercapacitor. Se muestra que la corriente real del supercapacitor sigue a la corriente de referencia del supercapacitor en ambos modos de operación del convertidor de CD/CD (reductor y elevador). De esta forma en la carga/descarga, el supercapacitor maneja la mayor parte de la energía en comparación con la batería.

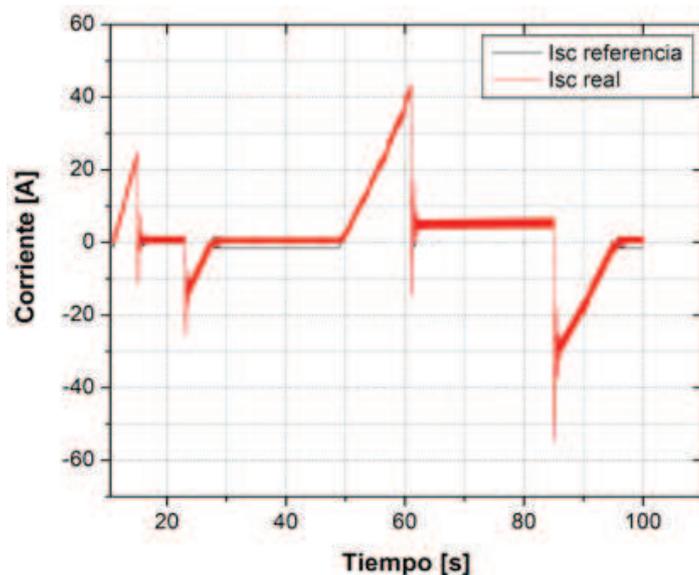


Fig. 5.10 Corriente de referencia y real del supercapacitor.

En la siguiente figura se muestra la descarga del supercapacitor para el perfil de velocidad de referencia impuesto por la figura 5.4. Se muestra que la descarga del supercapacitor ocurre cuando entrega energía hacia el bus de cd, mientras que la carga del supercapacitor aumenta si el STE devuelve energía hacia el bus de cd.

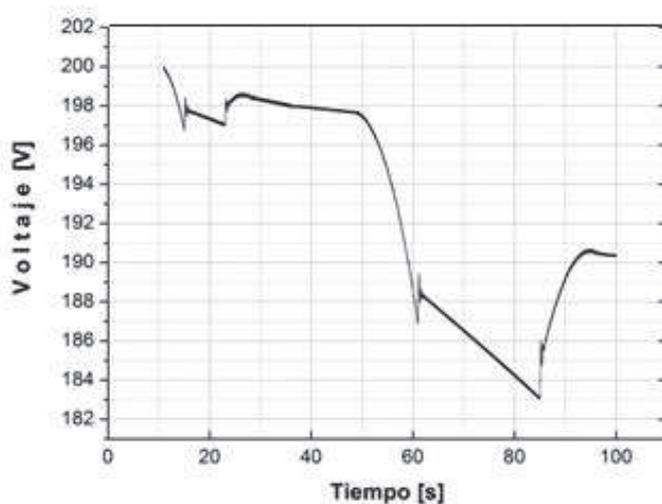


Fig. 5.11 Voltaje del supercapacitor.

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 Conclusiones

El uso de supercapacitores en el transporte eléctrico es un concepto incipiente en nuestro país. En este trabajo se diseñó y simuló un Sistema de Recuperación de Energía basado en baterías y supercapacitores. Se desarrolló el modelo dinámico para un vehículo eléctrico que usa una máquina síncrona de imanes permanentes superficiales (*MSIPS*) accionada mediante un control de campo orientado. Para realizar el intercambio de energía entre el bus de *cd*, batería y supercapacitor se diseñó y simuló un convertidor CD/CD bidireccional de medio puente el cual, permite el flujo de energía de forma bidireccional durante los modos de operación de tracción y regeneración del vehículo. El convertidor de medio puente se trabajó en los modos de operación de reductor y elevador puesto que el voltaje de los supercapacitores nunca rebasa al voltaje en el bus de *cd*. Los resultados obtenidos se basaron en el control de campo orientado (*FOC*) para el accionamiento de la *MSIP*. La cantidad de energía que la máquina demanda o devuelve hacia la fuente principal de alimentación depende del desarrollo de par de la máquina. Se simuló el algoritmo de control del modelo inverso del convertidor para el cálculo de los ciclos de trabajo en los interruptores, de acuerdo a los modos de operación del *STE*. La técnica de control que se utilizó consideró que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida en el convertidor. De esta forma se calculó la corriente de referencia del controlador, la cual se asemeja a la corriente real del supercapacitor. La corriente de referencia en la batería se dejó en $\pm 1A$ con el fin de que no se descargara la batería por lo que el supercapacitor suple la potencia necesaria hacia el sistema de tracción. Este control permitió que los módulos de supercapacitores trabajen de forma dinámica (carga/descarga) mientras el voltaje del bus se mantiene constante pues las baterías sostienen el voltaje disminuyendo los ciclos de carga/descarga de la batería, repercutiendo en un aumento del ciclo de vida útil de las mismas.

6.2 Recomendaciones

Este trabajo puede servir de base para usarse en la implementación de un sistema de recuperación de energía para vehículos eléctricos. Algunas recomendaciones que deben ser consideradas durante su implementación son las siguientes:

- Cambiar el inversor promedio utilizado en este trabajo por el modelo detallado del inversor pues el modelo promedio del inversor no contempla los fenómenos de la conmutación en los dispositivos semiconductores.
- Comparar la dinámica del vehículo desarrollada en la simulación con las fuerzas que actúan sobre el vehículo usando un vehículo eléctrico real.
- Implementar el algoritmo de control para el convertidor de medio puente en un microcontrolador o DSP según los modos de operación (reductor y elevador).
- Comparar la estrategia de control del modelo inverso del convertidor de medio puente con otras estrategias que permitan la transferencia de energía de forma bidireccional para su uso en los vehículos eléctricos.
- Obtener mediciones reales de energía en los modos de tracción y regeneración ocurridos en la *MSIPS* de acuerdo al ciclo de manejo, que ayuden a dimensionar la construcción del convertidor, así como el arreglo de baterías y supercapacitores.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Zoran Mihailovic, Himamshu V. Prasad and Dusan Borojevic. “Computer Modeling and Analysis of VSI Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems with Adjustable Levels of Complexity”, IEEE, 1997.
- [2] Bimal Bose. “Power Electronics and Motor Drives Advances and Trends”. Elsevier, 2006.
- [3] Marco Antonio Morales Caporal, “Energía Eólica y Diseño de Control de Voltaje y Frecuencia para un Convertidor de Potencia con Topología CA/CD-CD/CD-CD/CA”, Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica. Tesis Profesional para obtener el grado de Ingeniero Electricista, Junio 2009.
- [4] John M. Miller, “Propulsion Systems for Hybrid Vehicles”, The Institution of Engineering and Technology, First Edition, 2004.
- [5] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao and Ali Emadi. “Modern Electric, Hybrid Electric and Full Cell Vehicles Fundamentals Theory, and Design”, CRC Press Taylor & Francis Group, Second Edition, 2010.
- [6] Francisco Javier Sampe López. “Análisis del Control Directo del Par de un Motor de Inducción”, Tesis de Maestría de la *SEPI-ESIME Zacatenco*, México, 2002.
- [7] Pedro Celestino Castellanos Morales. “Control Vectorial de la Velocidad de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes”, Tesis de Maestría de la *SEPI-ESIME Zacatenco*, México, 2011.
- [8] Sergio Galván Colmenares, “Control Directo del par en un motor de inducción con límite de la frecuencia de conmutación y de la corriente del estator”, Tesis de Maestría de la *SEPI-ESIME Zacatenco*, México, 2008.
- [9] Leonardo Manuel Palma Banjul, “Some new applications of supercapacitors in power electronic systems”, Submitted to the Office of Graduate Studies of Texas A&M University for the degree of Master of Science, August 2003 Texas A&M University, August 2003.
- [10] Giuseppe Guidi. “Energy Management Systems on Board of Electric Vehicles, Based on Power Electronics”. Thesis for the degree of Philosophiae Doctor. Norwegian University of Science and Technology, Department of Electric Power Engineering, March 2009.

-
- [11] Mamadou Baïlo Camara, Hamid Gualous, Frederic Gustin and Alain Berthon. “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, No. 5, September 2008.
- [12] Olivier Tremblay, Louis-A. Dessaint and Abdel-Allah Dekkiche. “A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles”.
- [13] Adam Marcus Namisnyk. “A survey of Electrochemical Supercapacitor Technology”, 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, Sydney, 23 June, 2003.
- [14] G.L. Bullard, H.B. Sierra-Alcazar, H.L. Lee and J.L. Morris. “Operating Principles of the ultracapacitor”. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 25, No. 1, January 1989.
- [15] John M. Miller, Dragan Nebrigic y Michael Everett. “Ultracapacitor Distributed Model Equivalent Circuit for Power Electronic Circuit Simulation” Maxwell Technologies Inc, San Diego California, 2006.
- [16] F. Belhachemi, S. Raël and B. Davat. “A physical based model of power electronic double-layer supercapacitors”. GREEN-INPL-CNRS (UPRESA 7037), IEEE, Francia 2000.
- [17] G.L. Bullard, H.B. Sierra-Alcazar, H.L. Lee and J.L. Morris. “Operating Principles of the ultracapacitor”. *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 25, No. 1, January 1989.
- [18] Luis Zubieta and Richard Bonert “Characterization of Double-Layer Capacitors for Power Electronics Applications”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 1, Enero/February 2000.
- [19] Luis Zubieta and Richard Bonert “Measurement techniques for the evaluation of double-layer power capacitors”. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1997, pp 1097-1100 New Orleans Louisiana, October 5-9, 1997.
- [20] Patrick Johansson and Andersson Björn. “Comparison of Simulation Programs for Supercapacitor Modelling”. Electrical Engineering Department of Energy and Environment. Division of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden 2008.
- [21] Youngho Kim, Director of Product Development, “Ultracapacitor Technology Powers Electronic Circuits”, NESSCAP Co. Ltd, Korea. 2003.
- [22] Applications Note Maxwell Technologies Document # 10073627 Rev 3, BOOSTCAP Ultracapacitor Cell Sizing. 17 de February 2009.

-
- [23] Philippe Barrade, Alfred Rufer , "Current Capability and Power Density of Supercapacitors: Considerations on Energy Efficiency", EPE 2003 Toulouse.
- [24] Ned Mohan, Tore M. Underland and William P. Robins "Power Electronics Converters Applications and Design". Ed. John Wiley & Sons, Inc. 2003.
- [25] Jennifer Bauman and MehrdadKazerani, "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, March 2008.
- [26] Juan W. Dixon, Micah Ortúzar and Eduardo Wiechmann. "Regenerative Braking for an Electric Vehicle Using Ultracapacitors and a Buck-Boost Converter", Department of Electrical Engineering, Catholic University of Chile.
- [27] Andrew C. Baisden, Ali Emadi "ADVISOR-Based Model of a Battery and an Ultra-Capacitor Energy Source for Hybrid Electric Vehicles" *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 53, No. 1, January 2004.
- [28] A.B. Cultura and Z.M Salameh "Performance Evaluation of a Supercapacitor Module for Energy Storage Applications". *IEEE*. 2008.
- [29] H. Douglas and P. Pillay, "Sizing Ultracapacitors for Hybrid Electric Vehicles". *IEEE* 2005.
- [30] Ricardo Barrero, Joeri Van Mierlo and Xavier Tackoen, "Energy Savings in Public Transport", *IEEE Vehicular Technology Magazine*, September 2008.
- [31] Ricardo Barrero, Xavier Tackoen and Joeri Van Mierlo, "Improving energy efficiency in public transport stationary supercapacitor based energy storage systems for a metro network". *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, September 3-5, 2008, Harbin, China.
- [32] D. Iannuzzi and P Tricoli, "Metro Trains Equipped Onboard with Supercapacitors: a Control Technique for Energy Saving", *SPEEDAM 2010 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. 2010 IEEE*.
- [33] ZHANG Yi-cheng, WU Lu-lu, ZHU Xue-jun and LIANG Hai-quan, "Design of Supercapacitor-based Energy Storage System for Metro Vehicles and Its Control Rapid Implementation", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, September 3-5, 2008, Harbin, China.
- [34] Chan-Heung Park, Su-Jin Jang, Byoung-Kuk Lee, Chung-Yuen Won and Han-Min Lee, "Design and Control Algorithm Research of Active Regenerative Bidirectional DC/DC Converter used in Electric Railway", 2008 *IEEE*.
- [35] Yicheng Zhang, Lulu Wu, Xiaojun Hu and Haiquan Liang, "Model and Control for Supercapacitor-based Energy storage System for Metro Vehicles". *IEEE*.

-
- [36] DrabekPavel and StreitLubos, “The energy storage system with supercapacitor for public transport”, 2009 *IEEE*.
- [37] L. Latkovskis and V. Bražis, “Simulation of the Regenerative Energy Storage with Supercapacitors in Tatra T3A Type Trams”, *Tenth International Conference on Computer Modeling and Simulation, IEEE* 2008.
- [38] Andrew F. Burke, “Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles”. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 95, No. 4, April 2007.
- [39] Martin Hadartz and Martin Julander, “Battery-Supercapacitor Energy Storage”. Master of Science Thesis in Electrical Engineering. Department of Energy and Environment, Division of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology Gothenburg Suecia, June 2008.
- [40] Juan W. Dixon & Micah E. Ortúzar, “Ultracapacitors + DC-DC Converters in Regenerative Braking System”. *IEEE AESS SystemsMagazine*. Department of Electrical Engineering, Catholic University of Chile, August 2002.
- [41] Francisco J. Perez Pinal, CiroNuñez, Ricardo Alvarez, Ilse Cervantes, “Power Management Strategies for a Fuel Cell/Supercapacitor Electric Vehicle” 2007 IEEE.
- [42] HyunjaeYoo, Seung-Ki Sul, Yongho Park and JongchanJeong, “System Integration and Power Flow Management for a Series Hybrid Electric Vehicle Using Supercapacitors and Batteries”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 44, No. 1, January/February 2008.
- [43] Yu Zhang, Zhenhua Jiang and Xunwei Yu, “Control Strategies for Battery/Supercapacitors Hybrid Energy Storage Systems”. IEEE Energy 2030 Atlanta GA USA, 17-18 November, 2008.
- [44] Michael B. Burnett and Lawrence J. Borle, “A power system combining batteries and supercapacitors in a solar/hydrogen hybrid electric vehicle”. *IEEE*, School of Electrical, Electronics & Computer Engineering – M018, The University of Western Australia, WA, Australia 2005.
- [45] R. Carter and A. Cruden, “Strategies for control of a battery/supercapacitor system in an electric vehicle”. IEEE SPEEDAM 2008, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion.
- [46] Diego Iannuzzi, “Improvement of the Energy Recovery of Traction Electrical Drives using Supercapacitors”, 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008). 2008.
- [47] Shuai Lu, Keith A. Corzine and Mehdi Ferdowsi, “A new Battery/Ultracapacitor Energy Storage System Design and Its Motor Drive Integration for Hybrid Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 56, No. 4, July 2007.

-
- [48] F.S. Garcia, A. A. Ferreira and J. A. Pomilio, "Control Strategy for Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System", *IEEE*, 2009.
- [49] Jennifer Bauman and Mehrdad 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, March 2008.
- [50] Phatiphat Thounthong, Stéphane Raël and Bernard Davat, "Analysis of Supercapacitors as Second Source Based on Fuel Cell Power Generation", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 24, No. 1, March 2009.
- [51] Yongming Bian, Lijing Zhu and Xinming Xu, "Regenerative brake system in electric hoist with ultracapacitor". 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering. IEEE.
- [52] M. Becherif, M.Y. Ayad and A. Miraoui, "Modeling and Passivity-Based Control of Hybrid Sources: Fuel Cell and Supercapacitors", 2006 IEEE.
- [53] M.Y. Ayad, M. Becherif, A. Djerdir and A. Miraoui, "Passitivity-Based Control of Hybrid Power Source using Fuel Cell, Supercapacitors, and Batteries on the DC link for Energy Traction System", 2007 IEEE.
- [54] L. Solero, A. Lidozzi and J.A. Pomilio, "Design of Multiple-Input Power Converter for Hybrid Vehicles", 2004 *IEEE*.
- [55] Bo Chen, "Ultracapacitor Boosted Fuel Cell Hybrid Vehicle", Submitted to the Office of Graduate Studies of Texas A&M University for the degree of Master of Science, August 2009.
- [56] Jan Leuchter, Pavol Bauer, Petr Bojda and Vladimír Rerucha, "Bi-directional DC-DC Converters for Supercapacitor based energy buffer for electrical Gen-Sets", University of Defence.
- [57] Kaoru Inoue, Kenji Ogata and Toshiji Kato, "A Control Method of a Regenerative Power Storage System for Electric Machinery", Department of Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering, Doshisha University.
- [58] Jorge A. Moreno de la Carrera, "Control Óptimo de la Energía en un Vehículo Híbrido Eléctrico empleando redes neuronales". Tesis para optar al grado de Magister en Ciencias de la Ingeniería. Pontificia Universidad Católica de Chile, Departamento de Ingeniería Eléctrica. Santiago de Chile, Junio de 2004.
- [59] Micah E. Ortúzar, "Design, Implementation and Evaluation of an Auxiliary Energy System for Electric Vehicles, based on Ultracapacitors and Buck-Boost Converter ". Thesis for the Degree of Doctor in Engineering Sciences. Department of Electrical Engineering, Pontificia Universidad Católica de Chile, July 2005.

- [60] Micah Ortúzar, Jorge Moreno y Juan Dixon, “Implementation and Evaluation of an Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for Electric Vehicles”. Department of Electrical Engineering, Pontificia Universidad Católica de Chile.
- [61] Jorge Moreno, Micah E. Ortúzar and Juan W. Dixon, “Energy Management System for a Hybrid Electric Vehicle, Using Ultracapacitors and Neural Networks”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 2, April, 2006.
- [62] “Energy Management for an Onboard Storage System Based on Multi-Objective Optimization”, Tobias Knoke, Christoph Romaus, Joachim Böcker, Alessandro Dell’Aere and Katrin Witting, *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 32nd Annual Conference on*.
- [63] H. T. Yap, N Schofield, C. M. Bingham. “Hybrid Energy/Power Sources for Electric Vehicle Traction Systems”, *Power Electronics, Machines and Drives, 2004. (PEMD 2004) Second International Conference on, Volume 1,2004*.

APÉNDICE A

Transformación de Coordenadas

A.1.1 Transformada de Clarke

La transformada de Clarke sirve para pasar de un sistema trifásico abc no ortogonal a un sistema bifásico estacionario $\alpha\beta$ ortogonal cuando es transformada directa y viceversa si es de $\alpha\beta$ hacia abc . Se busca la proyección de las variables del estator (voltajes, corrientes, flujos) sobre un sistema estacionario $\alpha\beta$ ortogonal entre sí. El desarrollo de las ecuaciones siguientes se hace para la proyección de los voltajes V_a, V_b sobre V_α, V_β y V_c . Se toma la fase a como referencia en la misma dirección de α (figura A.1).

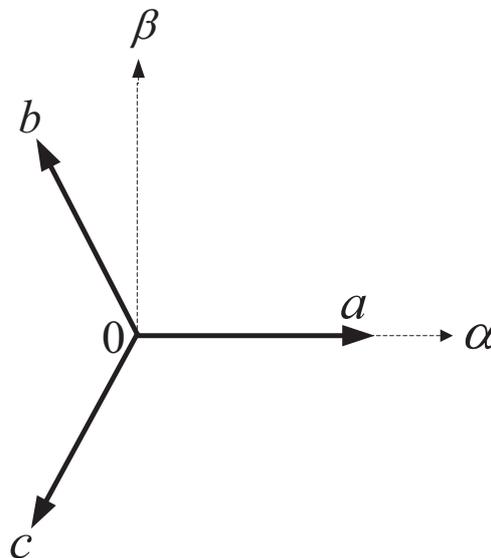


Fig.A.1 Marcos de referencia abc y $\alpha\beta$.

De la figura A.1 la proyección de las componentes V_a, V_b y V_c sobre V_α, V_β y V_0 es la siguiente:

$$\begin{cases} V_\alpha = V_a - V_b \text{Sen}\left(\frac{\pi}{6}\right) - V_c \text{Sin}\left(\frac{\pi}{6}\right) \\ V_\beta = V_b \text{Cos}\left(\frac{\pi}{6}\right) - V_c \text{Cos}\left(\frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

De A.1 la matriz de transformación se muestra en A.2

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Para un sistema trifásico balanceado se tiene que $V_a + V_b + V_c = 0$ por lo que se puede despejar la componente $V_a = -V_b - V_c$ por lo que V_α se reescribe de la siguiente forma:

$$V_\alpha = V_a + \frac{1}{2}V_a = \frac{3}{2}V_a \quad (\text{A.3})$$

Para que la transformación sea invariante en amplitud pues $V_\alpha = \frac{3}{2}V_a$, se multiplica por $\frac{2}{3}$ el voltaje trifásico. La matriz de transformación de abc a $\alpha\beta$ (Transformada de Clarke) se muestra con la matriz A.4.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Esta transformada no modifica el módulo del vector por lo que se obtienen ondas sinusoidales desfasadas 90° entre sí. La figura A.2 muestra la transformación de los voltajes en el marco $\alpha\beta$ con la matriz definida en A.4 para obtener la transformación de Clarke.

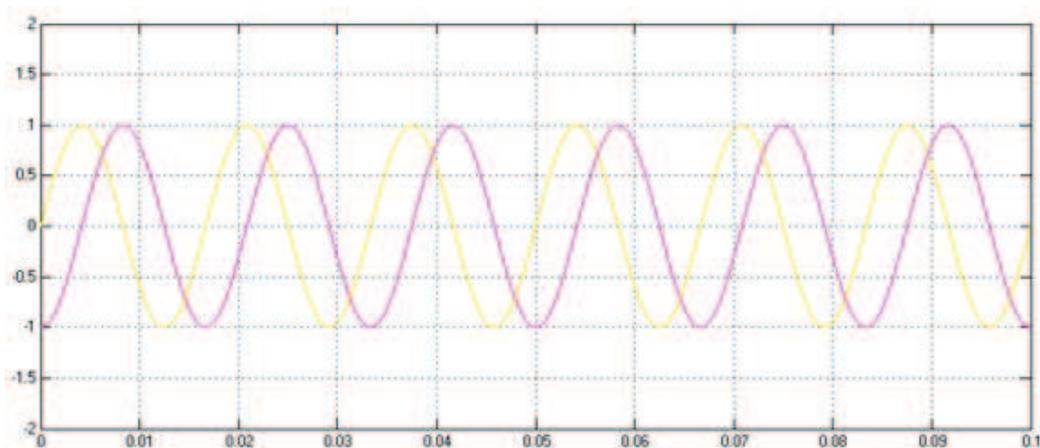


Fig.A.2 Transformación de Clarke.

La transformación inversa de Clarke de $\alpha\beta$ hacia abc se muestra en la ecuación A.5

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

A.1.2 Transformada de Park

El modelo de la *MSIPS* se complica debido a que las inductancias varían de acuerdo a la posición del rotor. La transformada de Park hace que las inductancias variables se consideren constantes en el marco de referenci *dq* a. Para el desarrollo de las ecuaciones en la transformación de Park se busca proyectar el sistema ortogonal $\alpha\beta$ en el marco de referencia *dq* como se muestra en la figura A.3 y se supone que el sistema es balanceado (componente de secuencia cero es $V_0 = 0$, caso contrario $V_0 \neq 0$).

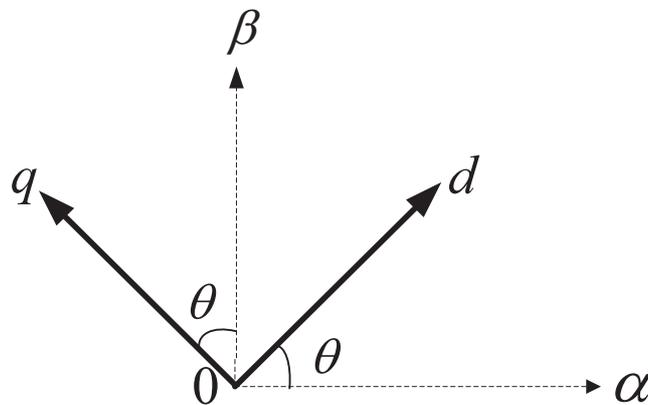
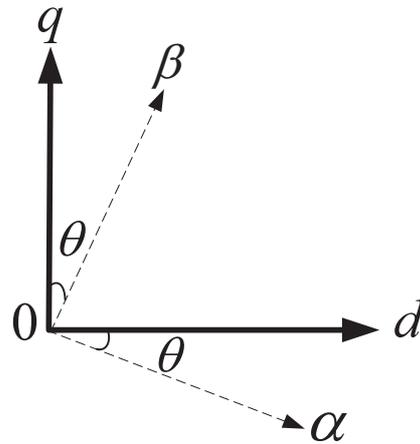


Fig.A.3 Marcos de referencia $\alpha\beta$ y *dq*

En el sistema dinámico se rota un ángulo θ los ejes *dq* a la posición de α, β como se muestra en la figura A.4.

Fig.A.4 Marcos de referencia $\alpha\beta$ y dq .

La proyección de las componentes de $\alpha\beta$ sobre dq se obtiene de la figura A.4 con la matriz de la transformación de las coordenadas $\alpha\beta$ a dq y se muestra a continuación.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

La simulación de la transformación de Park de A.6 se muestra en la figura A.5 con la que se obtienen valores constantes en dq , suponiendo señales sinusoidales de magnitud unitaria a 60 Hz.

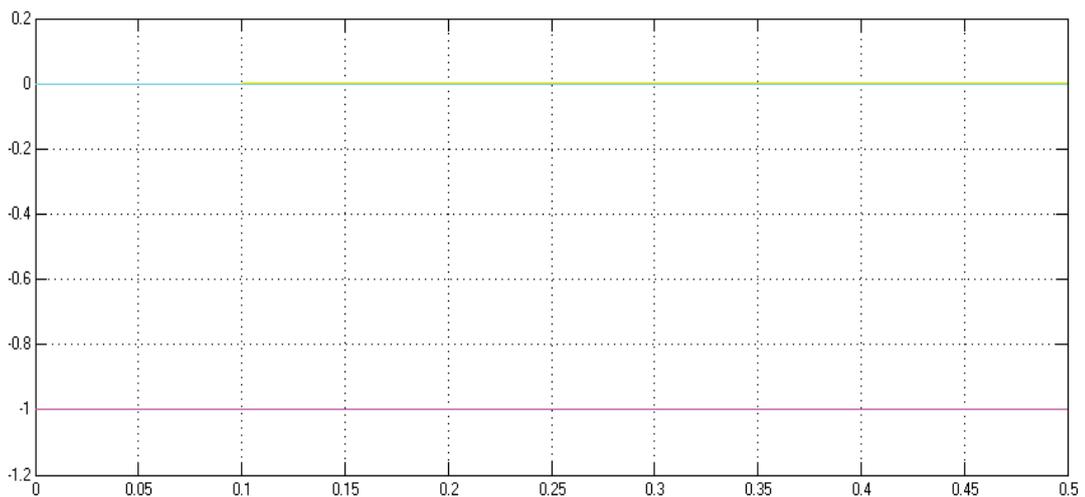


Fig. A.5 Transformación de Park.

La matriz de la transformación inversa de Park se muestra en la ecuación 8

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

A.1.3 Transformación del modelo de la MSIPS de abc a dq

El modelo que representa a la MSIPS en el marco abc está compuesto por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \\ V_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} \\ V_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

Sin embargo se sabe que el flujo magnético Ψ está dado por:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_a}{dt} = L_a \frac{di_a}{dt} \\ \frac{d\Psi_b}{dt} = L_b \frac{di_b}{dt} \\ \frac{d\Psi_c}{dt} = L_c \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

Sustituyendo las ecuaciones de A.9 en A.8 se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$V_a = R_a i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \quad (\text{A.10})$$

$$V_b = R_b i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \quad (\text{A.11})$$

$$V_c = R_c i_c + \frac{di_c}{dt} \quad (\text{A.12})$$

El flujo Total está compuesto por la suma del flujo propio en cada devanado, los flujos mutuos y los flujos dispersos como se muestra a continuación

$$\begin{cases} \Psi_a = \Psi_{aa} + \Psi_{ba} + \Psi_{ca} + \Psi_{ma} \\ \Psi_b = \Psi_{ab} + \Psi_{bb} + \Psi_{cb} + \Psi_{mb} \\ \Psi_c = \Psi_{ac} + \Psi_{bc} + \Psi_{cc} + \Psi_{mc} \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

Si se calcula el flujo Ψ_d entonces se cambian flujos por voltajes en la ecuación A.6. De esta forma se tendrá que Ψ_d se define de la siguiente forma:

$$\Psi_d = \frac{2}{3} (\Psi_a \cos \theta + \Psi_b \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \Psi_c \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})) \quad (\text{A.14})$$

Para poder encontrar el cambio del flujo Ψ_d se deriva la ecuación A.14 con respecto a la variable independiente. De $\frac{d\theta}{dt} = \omega_r$ donde θ es el ángulo de posición y ω_r es la velocidad eléctrica.

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = \frac{2}{3} \left[\begin{aligned} &\omega_r (-\Psi_a \sin \theta - \Psi_b \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \Psi_c \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \\ &+ \frac{d\Psi_a}{dt} \cos \theta + \frac{d\Psi_b}{dt} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{d\Psi_c}{dt} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right] \quad (\text{A.15})$$

Sustituyendo las ecuaciones de 23 en 25 se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = \frac{2}{3} \left[\begin{aligned} &\omega_r (-\Psi_a \sin \theta - \Psi_b \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \Psi_c \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) + \\ &(V_a - R_a i_a) \cos \theta + (V_b - R_b i_b) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + (V_c - R_c i_c) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right] \quad (\text{A.16})$$

Si $R = R_a = R_b = R_c$ y se desarrolla la ecuación A.16 se obtiene $\frac{d\Psi_d}{dt}$.

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = \omega_r \Psi_q + V_d - Ri_d \quad (\text{A.17})$$

Si se cambia el análisis anterior y se sustituye Ψ_q se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = \frac{2}{3} \left[\begin{array}{l} \omega_r (-\Psi_a \cos \theta - \Psi_b \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \Psi_c \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})) - \\ (V_a - R_a i_a) \sin \theta - (V_b - R_b i_b) \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - (V_c - R_c i_c) \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right] \quad (\text{A.18})$$

De igual forma que en $\frac{d\Psi_d}{dt}$ $R = R_a = R_b = R_c$ para que $\frac{d\Psi_q}{dt}$ sea lo siguiente:

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = -\omega_r \Psi_q + V_q - Ri_q \quad (\text{A.19})$$

Se despejan los voltajes V_d y V_q de A.17 y A.19 respectivamente se obtienen las ecuaciones para representar el modelo de la *MSIPS*.

$$V_d = \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_r \Psi_q + Ri_d \quad (\text{A.20})$$

$$V_q = \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_r \Psi_d + Ri_q \quad (\text{A.21})$$

Si se sabe que los flujos son:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_{IP} \quad (\text{A.22})$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (\text{A.23})$$

Derivando de la ecuación (A.22) a $\frac{\Psi_d}{dt}$, el flujo del imán permanente Ψ_{PM} no cambia para la inductancia constante pues la permeabilidad es constante, así que $\frac{\Psi_{PM}}{dt} = 0$. Sustituyendo Ψ_d y Ψ_q en las ecuaciones (A.20) y (A.21) se obtiene lo siguiente:

$$V_d = L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q + Ri_d \quad (\text{A.24})$$

$$V_q = L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \Psi_{IP}) + Ri_q \quad (\text{A.25})$$

APÉNDICE B

Parámetros de la Simulación

```

clear
%%tiempo de simulación%%
Ts=10e-6;           %tiempo de muestreo
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
                    %Parámetros Bateria
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Eo=316.125;
K=8.25;
Q=70;
A=16.5;
B=53.5714;
Rbat=0.10714;
SOC=100;
CI_bat=(1-SOC/100)*Q*3600;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
                    %Parámetros Convertidor
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
f=10000;
Lsc=4.9e-3;
Lbat=10e-6;
C=165;
Ceq=C/6;
Rrse=7.1e-3*6;
Vsc_max=200;
RL=100e6;
n=1;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
                    %Parámetros Convertidor Controlador
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
beta=1;
wn=(2*pi*f*beta)/10
ep=0.707;
Kp_sc=2*ep*Lsc*wn*beta
Ki_sc=Lsc*(wn*wn)*(beta*beta)
Tau_sc=Kp_sc/Ki_sc;
Kp_bat=2*ep*Lbat*wn*beta
Ki_bat=Lbat*(wn*wn)*beta
Tau_bat=Kp_bat/Ki_bat

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
                    %Parámetros MSIP
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Vel_nom=1800;      % [rpm] Velocidad Nominal
P=4;              % pares de polos
J=0.064353;      % [kg*m2] Inercia
Rs=0.066/2;      % Resistencia de fase
Ld=1.73e-3/2;    % [mHenry] inductancia en d
Lq=1.73e-3/2;    % [mHenry] inductancia en q
L0=1.73e-3/2;    % [mHenry] inductancia en q
Bf=0.00000000038; % Par de fricción

```

```

Ke=115.2;           % [Vrms/krpm]
Kt=1.9 ;           % [Nm/A,rms] constante par del motor
Tp=134;           % Par nominal
In=88;            % Corriente nominal
R=1e6;            % [ohms] resistencia Vabc
FIP=(Ke*sqrt(2)/sqrt(3))/(1000*P*2*pi/60) % Flujo Imanes
V_lim=1/sqrt(3);  %0.577350

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Parámetros Vehículo Eléctrico
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Mv=1570;          % [kg] masa del vehículo
Jw=0.164;         % [kg*m2] Inercia Llantas
%Jm=5.70e-4      % [kg*m2] Inercia Motor
g=9.80665;       % [m/s2] Aceleración
Gravitacional
nt=8.83;         % [pu] Razón de Engranés y
Diferencial
eff=1;           % [pu] Eficiencia de Engranés
y Diferencial
rw=0.274;        % [m] Radio de la llanta
a=0.001
mw=Jw/(rw^2)
df=1;            % [] Factor de distribución
%kr=0.0267;     % [] Resistencia de
Rodamiento
rho=1.23;        % [kg/m3] Densidad del aire
b=0;             % [grados]Ángulo de inclinación
alfa=pi*b/180;  % [rad] Ángulo de inclinación
Cd=0.31;        % [N·s2/kg·m] Coeficiente de
fricción Aerodinámico
Af=1.75;         % [m2] Area Frontal del vehículo
hg=0.5;          % [m] Altura del vehículo del
pavimento al CG
La=1.5;          % [m] Distancia del CG al eje
delantero
Lb=1.5;          % [m] Distancia del CG al eje
trasero
L= La+Lb;
Vw=0;            % [km/hr] Velocidad del viento
igio=(pi*Vel_nom*rw)/(30*35.55); % relación de engranes

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Controlador del lazo de velocidad de la MSIPS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Vcd=300;
Vtr=1/sqrt(3);
fs=10000;
kpwm=Vcd/Vtr;
wciq=2*pi*fs/10;
wcw=2*pi*fs/100;
mf=60*pi/180;
Kpw=(2*J*wcw*abs(sin(mf-pi)))/(3*P*P*FIP);
Kiw=(2*J*wcw*wcw*abs(cos(mf-pi)))/(3*P*P*FIP*10);

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
                %Controlador del lazo de corriente de la MSIPS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Kiq=wciq*Rs/kpwm;
Kid=Kiq;
Kpq=Kiq*Ld/Rs;
Kpd=Kpq;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
                %Tiempo de muestreo
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Tsc=1/(fs*Ts);
Tsc=Tsc*Ts

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
                %Conversiones
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

rpm_a_rad=(P*2*pi)/60;      %conversion de r.p.m. a rad/seg
rad_a_rpm= 1/rpm_a_rad     %conversion de rad/seg a r.p.m.
m2km=(60*60)/1000;         %conversion de m/s a km/hr

```