UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Repositorio Digital USM **https://repositorio.usm.cl**

Departamento de Ingeniería Eléctrica Ingeniería Civil Eléctrica

2020-12

ESTUDIO, SIMULACIÓN Y PRUEBAS EXPERIMENTALES DE UN FRENO REGENERATIVO UTILIZANDO SUPERCONDENS

Muñoz Alarcón, Máximo Wilybaldo

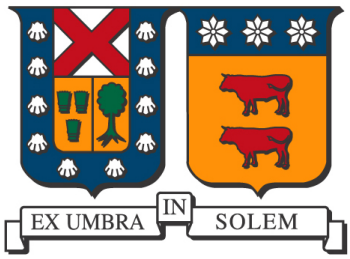
https://hdl.handle.net/11673/49954

Repositorio Digital USM, UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Universidad Técnica Federico Santa María

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Valparaíso - Chile



"Estudio, simulación y pruebas experimentales de un freno regenerativo utilizando supercondensadores ".

Máximo Wilybaldo Muñoz Alarcón

MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE

INGENIERO ELECTRICISTA

Profesores Guías

Dr. Ing. Antonio Sánchez Squella (UTFSM)

Dr. Ing. Patricio Valdivia Lefort (UTFSM)

Correferente

Ing. Pablo Briceño Navarro (UTFSM)

10 de diciembre de 2020

Agradecimientos

En primer lugar agradezco a mis padres, Margarita y Ramón, que fueron los primeros en apoyarme y por haber sido el principal sustento en mi vida.

Agradezco a mis abuelos Elfride, Eloisa, René y Carlos, a mi tio y padrino Máximo por el cariño que me han dado.

Agradezco a María Josefa Myrus, por haber aparecido en mi vida, y ayudarme en este ultimo paso.

Agradezco a mis amigos de la Universidad, Nicolas, Luis, Brici, Marmol, Federico, Jacoby, Daniel, Cid, Carlos y Alvaro por el tiempo compartido, las copas ganadas y finales perdidas con Común y Corriente FC en el Dioses del Olimpo, las juntas, los trasnoches estudiando en la casa de Luis.

Aprovecho de agradecer a la madre de Luis, Josefa Romero, que me llamaba Alex pero me daba una grata bienvenida en su casa en las jornadas de estudio.

También a la gente del laboratorio Romina, Carlos y Gerardo por la ayuda, la disposición y los gratos momentos.

Nuevamente menciono a Pablo Briceño por apoyarme y guiarme en el laboratorio, compartir a diario y tener buena disposición.

Índice general

1. Introducción **2**

2. Vehículos híbridos y eléctricos **4**

2.1. Arquitectura de los HEVs, EVs y FCVs 7

2.1.1. HEV Serie 8

2.1.2. HEV Paralelo 9

2.1.3. HEV Serie-paralelo 10

2.1.4. HEV Complejos 10

2.1.5. FCV 10

2.1.6. Vehiculos eléctricos EVs 11

3. Componentes del sistema de frenado **16**

3.1. Sistema ABS 17

3.2. Freno dinámico 18

3.2.1. El freno reostático u óhmico 18

3.2.2. El freno regenerativo 20

3.2.3. Estrategia de control en HEVs 21

3.2.4. Estrategias de control del frenado en EVs 23

4. Sistema eléctrico de vehículos híbridos y eléctricos **25**

4.1. Maquinas de tracción eléctrica 25

4.1.1. Máquina sincrónica de imanes permanentes 26

4.1.2. Motores de inducción 28

4.1.3. Motores de reluctancia conmutada 29

4.2. Fundamento teórico de la máquina eléctrica 31

4.2.1. Modelo de la máquina de inducción mediante fasores espaciales 31

4.2.2. Aplicación de transformación de coordenadas 35

4.2.3. Modelo electromecánico de la máquina 38

4.2.4. Modelo de la máquina de imanes permanentes mediante fasores espaciales . 40

4.3. Convertidores de potencia 44

4.3.1. Semiconductores 47

4.3.2. Inversor trifásico 52

4.4. Almacenamiento de Energía 62

4.4.1. Supercondensadores 62

4.4.2. Baterías 66

5. Modelado y control de Supercondensadores basado en control de planitud diferencial 69
5.1. Estructura del convertidor de potencia 69
5.1.1. Modelado de las ecuaciones de potencia 71
5.1.2. Reglas de control y gestión de la energía 72
5.1.3. Fundamento teórico del control por planitud 72
5.1.4. Regulación de la energía en la barra DC 84

6. Simulación y resultados experimentales 88
6.1. Componentes principales utilizados en el prototipo experimental 103
6.1.1. Plataforma de trabajo 103
6.2. Protecciones de la experimentación 111
6.3. Resultados experimentales 112

Comentarios y conclusiones 121

Referencias 122

Anexos 124

A. Protecciones implementadas en Simulink 125

B. Parámetros máquina BLDC 128

C. FUDS torque y velocidad 132

Índice de figuras

2.1. HEV Serie [2] 8
2.2. HEV Paralelo 8
2.3. HEV Serie Paralelo 8
2.4. HEV Complejo 8
2.5. Arquitectura del HEV serie [2] 9
2.6. Arquitectura del HEV paralelo [2] 9
2.7. Arquitectura del HEV de celdas de combustible [2] 10
2.8. Sistema eléctrico de un FCV 11
2.9. Conjunto motor eléctrico y transmisión Chevrolet Bolt VE. [3] 12
2.10. Sección del motor eléctrico y grupo reductor Chevrolet Bolt EV. [3] 13
2.11. Sección transmisión de un vehículo eléctrico. [3] 14
2.12. Elementos de una rueda motorizada. [3] 15

3.1. Accionamiento del freno de disco 16
3.2. Sistema ABS de frenos hidráulicos 18
3.3. Sistema eléctrico de un freno reostático 19
3.4. Camión Komatsu 830e-930e 500 Toneladas Máx - 2611 kW - 3500 HP [5] 19
3.5. Banco de parrillas [5] 20
3.6. Parrilla de resistencias óhmicas 20
3.7. Esquema de control HEV paralelo [2] 22
3.8. Esquema de control HEV paralelo [2] 22
3.9. Esquema del sistema regenerativo de frenado en el Renault ZOE [3] 24

4.1. PMSM de imanes superficiales [6] 27
4.2. PMSM de imanes interiores [6] 27
4.3. SRM de 6 polos en estator y 4 rotor [7] 30
4.4. SRM de 8 polos en estator y 6 rotor [7] 30
4.5. Fasor espacial [9] 32
4.6. Transformación de coordenadas [9] 35
4.7. Ejes directo (d) y de cuadratura (q) 42
4.8. Circuitos equivalentes de la PMSM en coordenadas *dq* 42
4.9. Sistema eléctrico de THS(Toyota Hybrid System) - para GH450h. [2] 44
4.10. Características del motor: Torque - Velocidad [2] 45
4.11. Características del motor: Potencia de salida - Velocidad [2] 45

4.12. MOSFET, C2M1000170D, N-Canal-Canal, 5 A, 1700 V, 3-Pin, TO-247 Simple SiC 47
4.13. Estructura Metal-óxido-semiconductor construida con un sustrato de silicio tipo p . . 48
4.14. Corriente de drenador vs tensión drenador-fuente para distintos valores de ; el límite entre la región lineal (óhhmica) y la región de saturación (activa) se indica por la parábola en rojo. 49
4.15. Módulo IGBT, SKM100GB12T4 , Medio puente doble, 160 A, 1200 V, N-Canal, SEMITRANS2, 7-Pines Serie 50
4.16. Esquemas de IGBT [1] 50
4.17. Curvas características de los IGBTs [1] 51
4.18. Esquema de un inversor clásico [10] 52
4.19. Posibles combinaciones del inversor desde el punto de vista de la carga. [10] 53
4.20. Modulador para inversor trifásico. [10] 54
4.21. Tensiones de salida para diferentes valores de referencia [10] 54
4.22. Inversor visto desde el punto de vista de la carga [10] 56
4.23. Modulador para inversor trifásico visto por la carga [10] 56
4.24. Señales en el tiempo para una señal operando en zona de sobremodulación (m = 1.5) [10] 57
4.25. Modelo equivalente de un inversor operando en zona de sobremodulación [10] 58
4.26. Fasores espaciales creados por el patrón de conmutación básico (fasores espaciales activos). 59
4.27. Generación del fasor espacial de referencia. [9] 59
4.28. Relación gráfica de la densidad de potencia y energía de distintos sistemas de almacenamiento. [11] 63
4.29. Composición básica de un SC [11] 65
4.30. Construcción básica de un SC [11] 65
4.31. Modelo simplificado del SC 66
4.32. Descarga de una celda de batería de plomo-ácido [12] 67

5.1. Convertidor DC/DC [16] 70
5.2. Control de corriente del supercondensador. [16] 70
5.3. Clasificación dinámica de las fuentes integradas en el espacio de frecuencias [16] . . 72
5.4. Concepto de control basado en la planitud, donde y es la variable de salida, y_{REF} es el punto de ajuste de salida y u es la variable de entrada de control [16]. 74
5.5. Sistema lineal [13] 75
5.6. Sistema lineal representado por espacio de estados [13] 76
5.7. Sistema controlable [13] 77
5.8. Observabilidad de la salida de un sistema [13] 79
5.9. La grúa bidimensional [13] 81
5.10. Simulación del control definido por la ec. 5.40 sin (líneas continuas) y con controladores ideales de bajo nivel para D y R. (líneas de puntos) [13]. 83
5.11. Funciones de limitación de corriente del supercondensador [17] 87

5.12. Control de energía del SC. Ley de control de energía del DC Link (5.49), dinámica inversa (5.45) [16] 87

6.1. Circuito eléctrico para la validación experimental y simulación. 88
6.2. Esquema de control del convertidor AC/DC sobre la máquina de imanes permanentes. 90
6.3. Convertidor DC/DC utilizado en simulación y desarrollo experimental. 91
6.4. Esquema de control continuo con antienrollamiento. [9] 92
6.5. Circuito equivalente del lado de baja tensión del convertidor DC/DC usando la transformada de Laplace. [9] 93
6.6. Lazo de control con realimentación negativa [9] 93
6.7. Diagrama de Bode del lazo de corriente 94
6.8. Control de corriente utilizado en la simulación. 94
6.9. Corriente del supercondensador (I_{SC}), y corrientes de cada pierna del convertidor DC/DC (I_{SC1}) y (I_{SC2}) 95
6.10. Corriente del supercondensador (I_{SC}) 95
6.11. Control de energía utilizado en la simulación. 96
6.12. Control de energía utilizado en la simulación. 97
6.13. Funciones de limitación de corriente del supercondensador 98
6.14. Control de energía utilizado en la simulación. 98
6.15. Referencia de velocidad del motor BLDC de acuerdo al FUDS 99
6.16. Tensión de enlace DC (V_{DC}) 100
6.17. Tensión del supercondensador (V_{SC}) 101
6.18. Corrientes del supercondensador (I_{SC}) y las corrientes de cada inductancia (I_{SC1}) y (I_{SC2}) 101
6.19. Tensión de enlace DC (V_{DC}) 102
6.20. Tensión del supercondensador (V_{SC}) 102
6.21. Corriente del SC (I_{SC}) y las corrientes de cada inductancia (I_{SC1}) y (I_{SC2}) 103
6.22. Equipo MicroLabBox donde se procesan las señales del convertidor 104
6.23. Supercondensador LSUC de 500 [F] y 16 [V]. 104
6.24. Reactor de 0.956 [mH] 105
6.25. Carga electronica AC y DC programable 63800 105
6.26. BLDC de 48 [V] y 5 [kW] 106
6.27. Servomotor AC de 230/400 [V] y 5,4/7,48 [kW] 107
6.28. Convertidor AC/DC 108
6.29. Variador de frecuencia o inversor Parker SSD 890 SD de 7,5 [kW](10 [HP]) a 16 [A] 109
6.30. Tarjetas PCBs con driver y circuito de pulsos para los IGBTs del convertidor DC/DC 110
6.31. Convertidor DC/DC 110
6.32. Circuito eléctrico experimental para el control de corriente 112
6.33. Gráfico de corriente del supercondensador I_{SC} y corrientes de ambas piernas del convertidor DC/DC I_{SC1} y I_{SC2} durante la prueba control de corriente del SC 113

6.34. Gráfico de corriente del supercondensador I_{SC} y corrientes de ambas piernas del convertidor DC/DC I_{SC1} y I_{SC2} durante la prueba control de corriente del SC medidas con el osciloscopio 113
6.35. Gráfico de corriente del supercondensador I_{SC} y corriente de referencia del supercondensador I_{SCRef} durante la prueba control de corriente del SC 114
6.36. Sistema motor-generador para la prueba de freno regenerativo 114
6.37. Tensión de enlace DC en prueba de control de energía con carga electrónica 115
6.38. Tensión del SC en prueba de control de energía con carga electrónica 115
6.39. Sistema motor-generador para la prueba de freno regenerativo 116
6.40. (a) Torque de referencia (T_{Ref}) y velocidad angular (W_{Hall}) y (b) Tensión del enlace DC (V_{DC}) durante la prueba de control de energía 117
6.41. (a) Tensión V_{SC} (b) Corriente del SC I_{SC} durante la prueba de control de energía . . 118
6.42. Gráfico de tensiones de cada supercondensador V_{SC1} y V_{SC2}, y la tensión total de los supercondensadores V_{SC} durante la prueba de carga del SC 119
6.43. Gráfico de tensiones de cada supercondensador V_{SC1} y V_{SC2}, y la tensión total de los supercondensadores V_{SC} durante la prueba de descarga del SC 119

A.1. Protección del convertidor DC/DC 125
A.2. Subsistema de la protección del convertidor DC/DC 126
A.3. Protección del convertidor AC/DC 126
A.4. Subsistema de la protección del convertidor AC/DC 127

Índice de Tablas

2.1. Tabla comparativa entre EVs, HEV, FCV [2]. 6

4.1. Combinaciones de tensiones posibles de tensiones en el inversor [10] 53
4.2. Estado de los semiconductores, tensiones instantáneas en el inversor y vectores espaciales [10] 53
4.3. Matriz de descomposición para cada sector. [9] 60
4.4. Sector en función de N [9] 61
4.5. Tabla comparativa entre los SCs comerciales y la batería de tracción de iones de litio comerciales [11] 64

6.1. Parámetros de la máquina de imanes permanentes usados en la simulación 89
6.2. Parámetros del convertidor DC/DC 91

Nomenclatura

x	:	Valor temporal o variable.
x^*	:	Valor de referencia.
x_d	:	Valor deseado.
$\boldsymbol{x}$	:	Fasor espacial.
$\boldsymbol{x}^*$	:	Conjugado del fasor espacial $\boldsymbol{x}$.
$\mathbf{X}$	:	Cantidad tensorial. Transformación lineal.
$\Re\{\boldsymbol{x}^*\boldsymbol{y}\}$	:	Producto escalar entre los fasores $\boldsymbol{x}$ e $\boldsymbol{y}$.
$\|\|\boldsymbol{x}\|\|$	:	Norma del fasor espacial $\boldsymbol{x}$.
$\Im\{\boldsymbol{x}^*\boldsymbol{y}\}$	:	Producto vectorial entre los fasores espaciales $\boldsymbol{x}$ e $\boldsymbol{y}$.
Σ_e	:	Subsistema eléctrico.
Σ_m	:	Subsistema mecánico.

ABS	:	*Antiblockiersystem.* (Sistema antibloqueo de frenos)
AC	:	*Alternating Current.*
BLDCM	:	*Brushless DC Motor.*
CPU	:	*Central Processing Unit.*
DC	:	*Direct Current.*
DOD	:	*Depth Of Discharge.*
DSP	:	*Digital Signal Processor.*
ESR	:	*Equivalent Series Resistance.*
EV	:	*Electric Vehicle*
FC	:	*Fuel Cell*
FCV	:	*Fuel Cell Vehicle.*
FEM	:	Fuerza electromotríz.
FPGA	:	*Field Programmable Gate Array.*
FUDS	:	*Federal Urban Driving Schedule.*
GTO	:	*Gate Turn-off Thyristor.*
HEV	:	*Hybrid Electric Vehicle.*
IGBT	:	*Insulated Gate Bipolar Transistor.*
IGTC	:	*Integrated Gate-Commutated Thyristor.*
MCAIP	:	Máquina de Corriente Alterna de Imanes Permanentes.

MOSFET	:	*Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor.*
OCV	:	*open Circuit Voltages.*
PEMFC	:	*Proton-exchange Membrane Fuel Cells*
PHEV	:	*Plug-in Hybrid Electric Vehicle.*
PI	:	*Proportional and Integrative.*
PMSM	:	*Permanent Magnet Synchronous Motor* (Motor sincrónico de imanes permanentes)
PWM	:	*Pulse-Width Modulation.*
RB-IGBT	:	*Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor.*
SC	:	Supercondensador.
SLA	:	*Sealed Lead Acid*
SMES	:	*Superconducting Magnetic Energy Storage.*
SOC	:	*State Of Charge.*
SRM	:	*Synchronous Reluctance Motor.*
SVPWM	:	*Space Vector Pulse Width Modulation.*
VRLA	:	*Valve Regulated Lead Acid*
VRM	:	*Variable Reluctance Motors.* (Motor de reluctancia variable)
VSI	:	*Voltage System Inverter.*

Resumen

El presente trabajo tiene por objetivo el estudio del freno regenerativo en vehículos eléctricos. Además, se tiene por objetivo mostrar el diseño y la simulación e implementación del freno regenerativo utilizando supercondensadores en pruebas reales como lo es el FUDS (*Federal urban driving schedule*). Finalmente, se muestran los resultados experimentales donde se validan junto con la estrategia de control utilizada, contrastando con los resultados de simulación.

Dada la complejidad de una implementación de ABS o de un sistema de freno en su totalidad eléctrico, que incluye sensores de velocidad *in-wheel* y/o componentes hidráulicos, este trabajo solo abarcará un estudio del estado del arte en temas de frenado comerciales para vehículos eléctricos y, tanto el trabajo experimental como las simulaciones, se centrarán en el modelado y control del sistema eléctrico utilizando electrónica de potencia.

En este trabajo no se estudiará el balanceo de los SC debido a que esto demanda el uso de otro tipo de convertidor,como es el caso del convertidor modular multinivel. No obstante lo anterior, se evaluarán experimentalmente las consecuencias de no balancear las tensiones del SC y se aportará con antecedentes para futuros trabajos. Si bien la principal ventaja de balancear las tensiones de los SC es maximizar la energía almacenada en los dispositivos, existe la posibilidad de dañarlos producto de una sobretensión, por lo que un bloque de protecciones digitales será implementado para prevenir cualquier contratiempo.

La implementación del esquema se llevará a cabo en el Laboratorio del Departamento de Ingeniería Eléctrica del Campus Santiago San Joaquín, el cual cuenta con los equipos necesarios. Estos son: supercondensadores, convertidores AC/DC, carga electrónica, semiconductores (IGBTs) y drivers.

Capítulo 1

Introducción

El creciente aumento del precio del petróleo, sumado a las limitaciones energéticas y , tanto en Chile como en todo el mundo, en los vehículos de combustión interna, muestran que el transporte con sistema eléctrico forma parte de las soluciones de demanda energética y contaminación. Entre los aspectos que se deben considerar en el diseño de vehículos con sistema eléctrico están el almacenamiento de la energía y la eficiencia de la misma.

El freno regenerativo, además de estar presente en vehículos eléctricos (EVs) y en vehículos híbridos (HEVs), lo está en otras aplicaciones, como en ascensores y ferrocarriles que se benefician de esto. La energía del freno puede disiparse en resistencias o almacenarse en diferentes sistemas como baterías, condensadores, volantes de inercia o imanes superconductores, pero por simplicidad y por su alta capacidad de almacenamiento se prefieren los supercondensadores (SCs). Debido a sus características físicas, se privilegia su aplicación donde se requieren altos niveles de potencia durante un corto período de tiempo. Dentro de sus principales aplicaciones se cuentan los sistemas de alimentación continua o estabilizadores de tensión usados en parques eólicos o plantas fotovoltaicas (PV).

En la estructura típica de un vehículo eléctrico, las baterías se combinan con SCs para no degradar su vida útil, aumentando la eficiencia y proporcionando energía de las baterías de forma mas rápida cada vez que el usuario lo requiera; por ejemplo, en partidas abruptas luego de un cambio en el semáforo. Sin embargo, la utilización directa del SC en un tren de propulsión tiene el inconveniente de no contar con control sobre la magnitud ni la dirección de la energía. Para lograr capacidades de administración de energía, se debe instalar un convertidor que controle el flujo de energía.

Al utilizar supercondensadores en vehículos con sistemas de baterías y generadores diésel, se pueden crear vehículos con mayor tracción y con tiempos de autonomía mayores o similares a los vehículos que funcionan únicamente con motores a combustión. Mientras que los motores a combustión no permiten obtener torques elevados con alta eficiencia, como los generados por accionamientos eléctricos, estos a su vez están limitados por la potencia máxima de la que son capaces de entregar las baterías. Por el contrario, los SCs pueden permitir enormes potencias (torques) en los motores eléctricos o absorber y soportar frenados regenerativos abruptos; sin embargo, no almacenan tanta energía eléctrica como las baterías. Al mismo tiempo, las baterías no tienen una energía especifica de gran cantidad

como la que tienen los combustibles fósiles o las celdas de combustibles, pero al combinar todos estos elementos y emplearlos de forma controlada según la situación, se puede crear un sistema híbrido de tracción con las mejores características de cada elemento.

El objetivo de este trabajo consiste en un estudio del freno regenerativo en vehículos eléctricos, donde se verá desde la arquitectura hasta los componentes del sistema eléctrico del vehículo. El diseño y simulación de un freno regenerativo utilizando supercondensadores en pruebas como el FUDS (Federal Urban Driving Schedule) que consiste una prueba de conducción urbana a vehículos eléctricos en los Estados Unidos donde se analizan ciclos de carga y descarga a baterías. Finalmente, se implementa experimentalmente el prototipo de la simulación en el laboratorio de electromovilidad del Departamento de Ingeniería Eléctrica del Campus Santiago San Joaquín, cuyos resultados se contrastan con los obtenidos en la simulación.

En relación a los alcances de este trabajo, no se realizará un sistema de balance de tensiones de los supercondensadores en serie. No obstante, se evaluará experimentalmente las consecuencias de no realizar este balance y se contará con bloques de protecciones digitales para la protección de estos dispositivos. Además, tanto el convertidor AC/DC como el control de la máquina BLDC esta basado en la implementacion realizada en el trabajo de memoria de [1].

En el capítulo dos de este trabajo, se muestran los vehículos que poseen un sistema eléctrico, su arquitectura y componentes. En el capítulo tres se detallarán los fenómenos físicos que influyen en un vehículo en movimiento y en su frenado. En el capítulo cuatro se muestran los componentes de los distintos sistemas de frenado que se pueden encontrar en vehículos y las estrategias de control de freno realizadas por algunos vehículos. En el capítulo cinco se detallan todos los componentes principales del sistema eléctrico de vehículos HEVs y EVs. En el capítulo seis se muestra el diseño y estrategia de control del convertidor DC/DC que se implementará en la simulación y en el laboratorio. En el capítulo siete se muestra todo el sistema eléctrico y sus componentes junto con las estrategias de control del convertidor DC/DC que son implementadas en la simulación y desarrollo experimental y se realiza el análisis de los resultados obtenidos. Finalmente, las conclusiones del presente trabajo se muestran en el capítulo ocho.

Capítulo 2

Vehículos híbridos y eléctricos

En comparación con los vehículos convencionales, los vehículos híbridos (HEV: hybrid electric vehicle) son más eficientes en el consumo de combustible debido a la optimización del funcionamiento del motor y la recuperación de energía cinética en el frenado. Un vehículo híbrido enchufable (PHEV: plug-in hybrid electric vehicle) hace unos años podía ser operado solo en modo eléctrico para rangos de manejo de entre 30 y 60 [km], y su recarga se realizaba durante la noche desde la red eléctrica. Los vehículos de celdas de combustible (FCV, fuel cell vehicles) utilizan hidrógeno como combustible para producir electricidad, por lo que básicamente no tienen emisiones de gases contaminantes [2]. Es probable que los HEV dominen la propulsión avanzada en los próximos años. Las tecnologías híbridas se pueden utilizar para casi todo tipo de combustibles y motores. Por lo tanto, no son tecnologías de transición.

En HEV y FCV, se utilizan más componentes eléctricos, como máquinas eléctricas, convertidores electrónicos de potencia, baterías, supercondensadores, sensores y microcontroladores. Además de estos componentes o subsistemas de electrificación, los motores de combustión interna convencionales (ICE, internal combustion engine) y los sistemas mecánicos e hidráulicos aún pueden estar presentes. El desafío presentado por estos sistemas avanzados de propulsión incluye el diseño avanzado de componentes del tren motriz, como convertidores electrónicos de potencia, maquinas eléctricas, almacenamiento de energía, gestión de la energía, modelado y simulación del sistema de propulsión, teoría de control híbrido y optimización del control del vehículo.

Los motores eléctricos a bordo de un vehículo híbrido sirven como dispositivos de optimización del ICE, así como para recuperar la energía cinética durante el frenado o el desplazamiento del vehículo. El ICE se puede detener si el vehículo está parado, o si la velocidad del vehículo es menor que un umbral preestablecido, donde el motor eléctrico es utilizado para conducir el vehículo. La operación del ICE se optimiza ajustando la velocidad y el torque del motor. El motor eléctrico utiliza el exceso de potencia del ICE para cargar la batería si el ICE genera más energía de la que exige el conductor o también puede actuar como generador para proporcionar potencia adicional para ayudar a la conducción si el ICE no puede proporcionar la potencia requerida por el conductor en una aceleración.

Debido a la operación optimizada del ICE, el mantenimiento del vehículo puede reducirse sig-

nificativamente, como cambios de aceite, reparaciones de escape y reemplazo de frenos. Además, el motor eléctrico a bordo proporciona más flexibilidad y capacidad de control del vehículo, como el sistema de frenado antibloqueo (ABS) y el control de estabilidad del vehículo (VSC) utilizando el sistema de frenado regenerativo.

Los FCV utilizan celdas de combustible para generar electricidad a partir de hidrógeno. La electricidad se utiliza para conducir el vehículo o se almacena en un dispositivo de almacenamiento de energía, como supercondensadores o baterías. Como las celdas de combustible generan electricidad a partir de una reacción química isotérmica, es decir, a una temperatura constante, no es necesario quemar combustible fósil y, por lo tanto, no se producen contaminantes y su subproducto es agua.
Aunque los HEV poseen muchas ventajas, también tienen ciertas limitaciones. Las principales preocupaciones incluyen un aumento en el costo debido a la introducción de motores, sistemas de almacenamiento de energía y convertidores de potencia, problemas relacionados con la confiabilidad, la garantía debido a la falta de electricistas en las tiendas de automóviles, problemas o alteraciones de seguridad debido a la introducción de alta tensión en el sistema del vehículo e interferencias electromagnéticas causadas por la conmutación de alta corriente de alta frecuencia en el sistema de propulsión eléctrica.

Los problemas relacionados con el FCV incluyen el alto costo de la celda de combustible, el almacenamiento de hidrógeno, la producción y el transporte de hidrógeno y el ciclo de vida de las celdas de combustible. La Tabla 2.1 muestra una comparación de las principales características de los EV, HEV y FCV.

Tabla 2.1: Tabla comparativa entre EVs, HEV, FCV [2].

Tipos de EVs	**Baterías EVs**	**Híbridos HEVs**	**Celda de combustible FCV**
Propulsión	Accionamiento de motores eléctricos	Accionamiento de motores eléctricos Motor de combustión interna	Accionamiento de motores eléctricos
Almacenamiento de energía	Baterías Supercondensadores	Baterías Supercondensadores Unidad de generacion del ICE	Celdas de combustible Necesita baterías y/o supercondensadores para aumentar la densidad de potencia para partir
Fuentes de energía e infraestructura	Instalaciones de carga desde la red eléctrica	Estación de gasolina Instalaciones de carga desde la red eléctrica (para PHEVs)	Hidrógeno Producción de hidrógeno e infraestructura de transporte
Características	Cero emisiones Alta eficiencia energética Independencia del petróleo Rango relativamente corto Altos costos iniciales	Muy bajas emisiones Mayor economía de combustible en comparación con los vehículos ICE Largos ciclos de manejo Dependencia del petróleo (Para HEV no PHEV) El incremento económico y la reducción de las emisiones depende del nivel de potencia del motor eléctrico y las baterías, así como del ciclo de conducción	Cero emisiones o emisiones ultra bajas. Alta eficiencia energética Independencia del petróleo (Si no se usa combustible fósil para producir hidrógeno) Satisface rango de conducción Altos costos

2.1. Arquitectura de los HEVs, EVs y FCVs

Los HEVs son propulsados por un ICE y un motor eléctrico en configuraciones en serie o paralelo. El ICE proporciona un rango de conducción extendido, mientras que el motor eléctrico aumenta la eficiencia y el ahorro de energía al regenerar durante el frenado y al almacenar el exceso de energía del ICE durante la navegación. El diseño y el control de tales sistemas de transmisión involucran el modelado y la simulación de algoritmos de control inteligentes y estrategias de administración de energía, que apuntan a optimizar los parámetros operativos para cualquier condición de conducción dada.

Tradicionalmente, hay dos categorías básicas de HEVs, los híbridos en serie y los híbridos en paralelo. En la configuración en serie (figura 2.1), la salida mecánica del ICE se convierte primero en electricidad mediante un generador. La electricidad generada permite cargar las baterías o permite que el motor eléctrico impulse las ruedas del vehículo. Este motor eléctrico también funciona como generador para desacelerar el vehículo y cargar las baterías durante el frenado. Un HEV en paralelo (figura 2.2) tiene el ICE y el motor eléctrico acoplado al eje de transmisión final de la rueda a través de embragues. Esta configuración permite que tanto el ICE como el motor eléctrico entreguen potencia para impulsar las ruedas en modo combinado, o cada uno por sí solo. El motor también funciona como generador para almacenar energía durante el frenado o para almacenar el exceso de energía del ICE durante la navegación por inercia. También se han desarrollado otras configuraciones como la serie paralela (Figura 2.3), donde el ICE puede impulsar directamente el vehículo o almacenar energía mediante un generador para luego impulsar el vehículo utilizando un motor eléctrico cuando sea necesario y la configuración compleja (Figura 2.4) que utiliza el generador como un segundo motor eléctrico si es necesario con su respectivo convertidor electrónico para mejorar el rendimiento de potencia y economía del combustible.

Figura 2.1: HEV Serie [2]

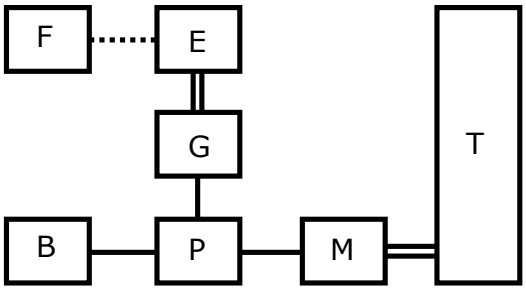


Figura 2.2: HEV Paralelo

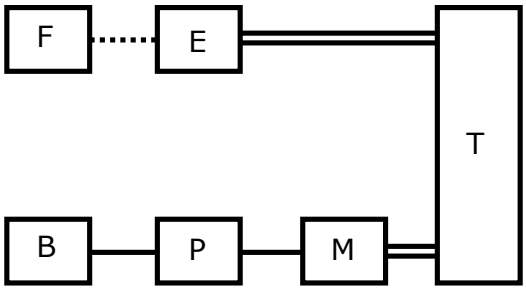


Figura 2.3: HEV Serie Paralelo

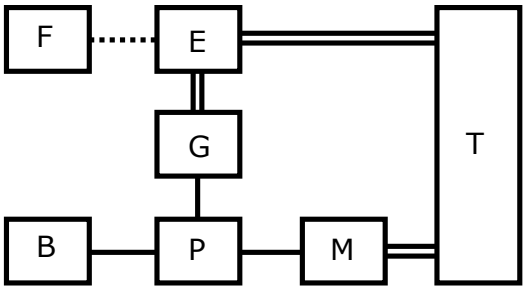
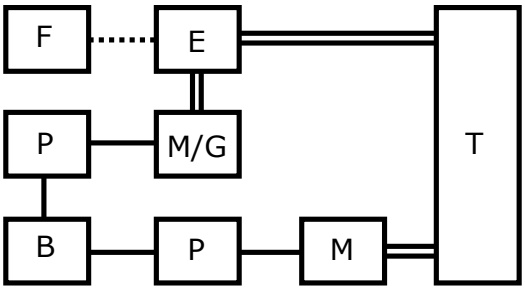


Figura 2.4: HEV Complejo



B: Batería
E: ICE
F: Tanque de combustible
G: Generador
M: Motor
P: Convertidor electronico
T: Transmisión (Incluye frenos, embragues y engranajes)

Conexión Mecánica
Conexión Eléctrica
Conexión Hidráulica

2.1.1. HEV Serie

En las configuraciones series de HEV, la salida mecánica de ICE se convierte primero en electricidad mediante un generador. La electricidad convertida carga la batería o puede evitarla para propulsar las ruedas a través del mismo motor eléctrico y la misma transmisión mecánica. Conceptualmente, es un EV asistido por ICE que apunta a extender el rango de manejo comparable al de un vehículo convencional (Figura 2.5). Debido al desacoplamiento entre el motor y las ruedas motrices, tiene la clara ventaja de la flexibilidad para ubicar el grupo electrógeno ICE. Aunque tiene una ventaja adicional de la simplicidad de su transmisión, necesita tres dispositivos de propulsión, el ICE, el generador y el motor eléctrico. Por lo tanto, la eficiencia de la serie HEV es generalmente menor. Otra desventaja es que todos estos dispositivos de propulsión deben dimensionarse para la potencia sostenida máxima si la serie HEV está diseñada para escalar una pendiente larga, lo que hace que la serie sea costosa. Por otro lado, cuando solo se necesita para realizar viajes tan cortos como ir al trabajo y comprar, el grupo generador de ICE correspondiente puede adoptar una calificación más baja.

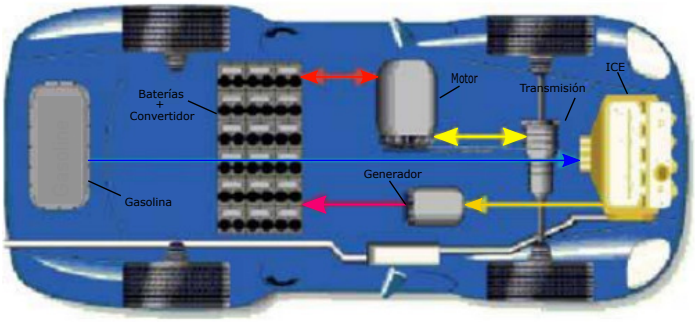


Figura 2.5: Arquitectura del HEV serie [2]

2.1.2. HEV Paralelo

El HEV en paralelo permite que tanto el ICE como el motor eléctrico entreguen potencia en paralelo para impulsar las ruedas. Tanto el ICE como el motor eléctrico están generalmente acoplados al eje de transmisión de las ruedas a través de dos embragues, la potencia de propulsión puede ser suministrada por el ICE solo, por el motor eléctrico o por ambos (Figura 2.6). Conceptualmente, es inherentemente un vehículo de ICE asistido por electricidad para lograr menores emisiones y un menor consumo de combustible. El motor eléctrico se puede utilizar como generador para cargar la batería mediante el frenado regenerativo o al absorber la energía del ICE cuando su salida es mayor que la requerida para impulsar las ruedas. A diferencia del HEV serie, el HEV paralelo solo necesita dos dispositivos de propulsión: el ICE y el motor eléctrico. Otra ventaja sobre el caso en serie es que se puede usar un ICE y un motor eléctrico más pequeño para obtener el mismo rendimiento hasta que la batería se agote. Incluso para operaciones de viaje largo, solo el ICE debe ser clasificado para la potencia sostenida máxima, mientras que el motor eléctrico puede ser aproximadamente la mitad de la potencia máxima.

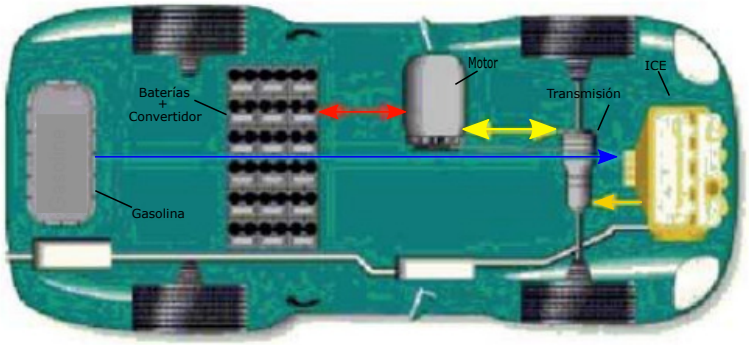


Figura 2.6: Arquitectura del HEV paralelo [2]

2.1.3. HEV Serie-paralelo

En el HEV serie-paralelo, la configuración incorpora las características de los HEV en serie y los HEV en paralelo, pero implica un enlace mecánico adicional en comparación con la serie híbrida (Figura 2.3) y también un generador adicional en comparación con el HEV paralelo. Aunque posee las características ventajosas de los HEV en serie y en paralelo, el HEV en serie-paralelo es relativamente más complicado y costoso. Sin embargo, con los avances en las tecnologías de control y fabricación, algunos HEV modernos prefieren adoptar este sistema.

2.1.4. HEV Complejos

Configuración compleja que no puede clasificarse en los tres tipos anteriores. Como se muestra en la Fig. 2.4, el HEV complejo parece ser similar al HEV serie-paralelo, ya que el generador y el motor eléctrico son maquinaria eléctrica. Sin embargo, la diferencia clave se debe al flujo de potencia bidireccional del motor eléctrico en el híbrido complejo y al flujo de potencia unidireccional del generador en el híbrido serie-paralelo. Este flujo de potencia bidireccional puede permitir modos de operación versátiles, especialmente el modo de operación de tres potencias de propulsión (debido al ICE y los dos motores eléctricos), que no puede ser ofrecido por el HEV serie-paralelo. Al igual que en el serie: el HEV paralelo, el complejo híbrido sufre de mayor complejidad y costo. Sin embargo, algunos HEV recién introducidos adoptan este sistema para la propulsión de doble eje.

2.1.5. FCV

Los vehículos de celda de combustible pueden considerarse como vehículos híbridos de serie (Figura 2.7). La celda de combustible a bordo produce electricidad, que se utiliza para suministrar energía al motor de propulsión o se almacena en la batería para su uso futuro. La diferencia está en que hay una conversión de energía electroquímica en las celdas en el FCV y en el HEV serie es electromecánica en el generador.

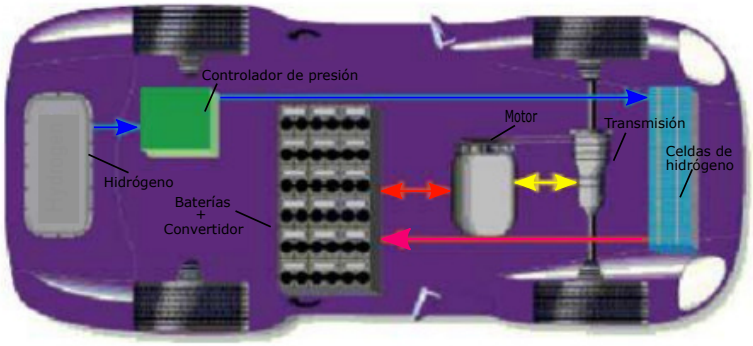


Figura 2.7: Arquitectura del HEV de celdas de combustible [2]

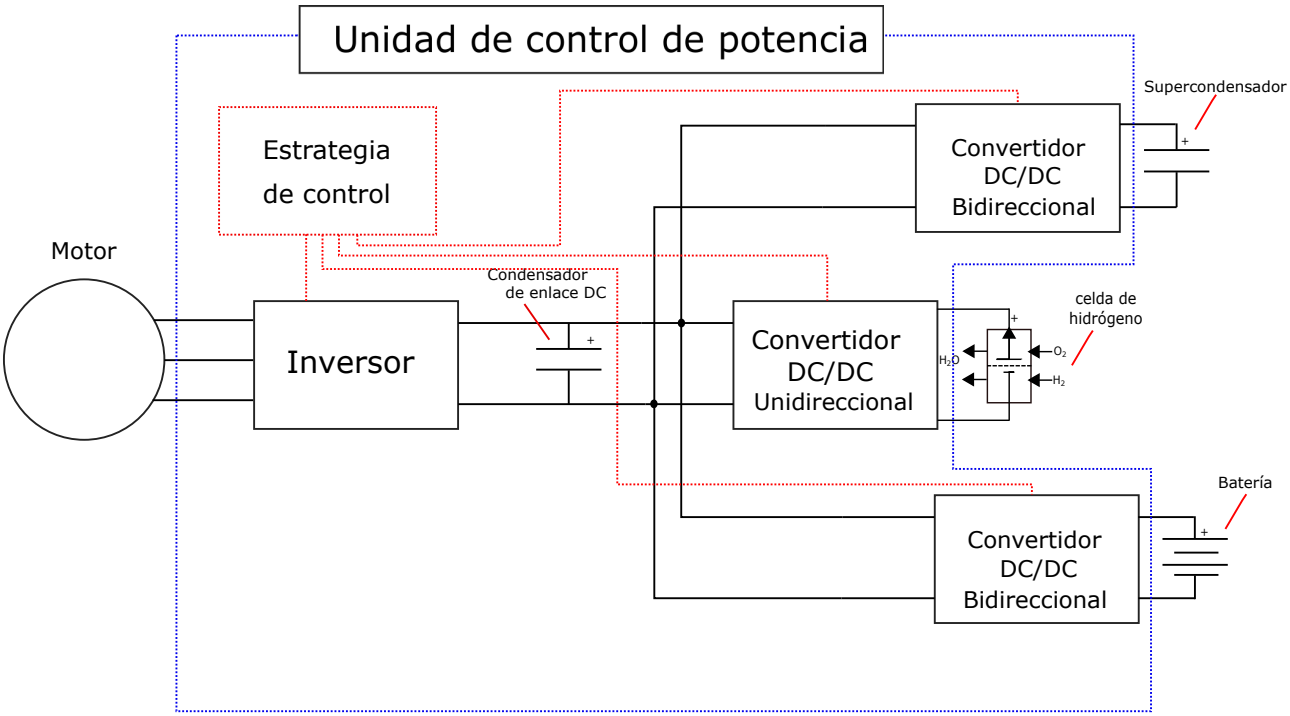


Figura 2.8: Sistema eléctrico de un FCV

2.1.6. Vehiculos eléctricos EVs

El sistema eléctrico de los EVs es similar al sistema eléctrico de los HEVs y los FCVs. Debido al gran torque que poseen los motores eléctricos, la transmisión se simplifica en los vehículos eléctricos de manera considerable. El motor eléctrico tiene un extenso rango de velocidad de giro (0 a 12.000 rpm), suficiente para cubrir el rango de velocidad de un vehículo normal sin cambiar marcha. En comparación al motor de combustión interna, el motor eléctrico puede variar en un alto rango su velocidad mínima útil, ya que este va de 0 a 12.000 rpm, manteniendo la potencia mecanica durante todo este rango de revoluciones, mientras que en el motor de combustión interna se exige reducir marchas porque al estar a velocidad reducida este posee más fuerza.

Como resultado de lo expuesto, podemos decir que un motor eléctrico sólo tiene una velocidad, que sería la equivalente a la quinta marcha de los vehículos de combustible fósil y que, además, no necesita embrague ni mecanismo de marcha atrás, ya que se consigue mediante un inversor de corriente. Por lo tanto, los vehículos eléctricos (EVs) se pueden clasificar de la siguiente manera:

2.1.6.a. EVs con transmisión de vehículo ICE

Es decir, se sustituye el motor de combustión por uno eléctrico y la transmisión se queda como está. La transmisión tiene embrague, caja de cambios, grupo reductor y diferencial. Este sistema se utiliza principalmente cuando se quiere transformar un vehículo convencional en uno eléctrico. En la práctica este sistema solo lo utilizan los autodidactas, que por su cuenta quieren transformar un vehículo

convencional en eléctrico. También se pretende crear unos kits de transformación, que incluyen todo lo necesario, pero que se enfrentan al problema de las homologaciones por parte de los gobiernos.

2.1.6.b. Transmisión de EVs clásicos

En este caso, al sistema de transmisión se le retira el embrague que es el mecanismo que permite unir o separar el eje del cambio de velocidades de un vehículo al movimiento del motor y también se retira la caja de cambios, quedando solo con el grupo reductor y el diferencial. Este sistema es el más utilizado actualmente por todos los fabricantes de coches eléctricos. Estos vehículos se diseñan desde cero para que funcionen como eléctricos 100 %, intentando disminuir peso y mejorando su diseño para una mejor aerodinámica y para distribuir todos los elementos característicos de estos vehículos, sobre todo la ubicación de las baterías [3].

En la figura 2.9 y 2.10 (conjunto motor eléctrico y transmisión Chevrolet Bolt VE) se puede observar el sistema de transmisión más común utilizado en la actualidad. En la salida del eje del motor eléctrico, hay un piñón que mueve otros piñones formando un grupo reductor, que a su vez mueven el diferencial, de donde salen los palieres que mueven las ruedas. La relación de transmisión final es aproximadamente de 5:1.

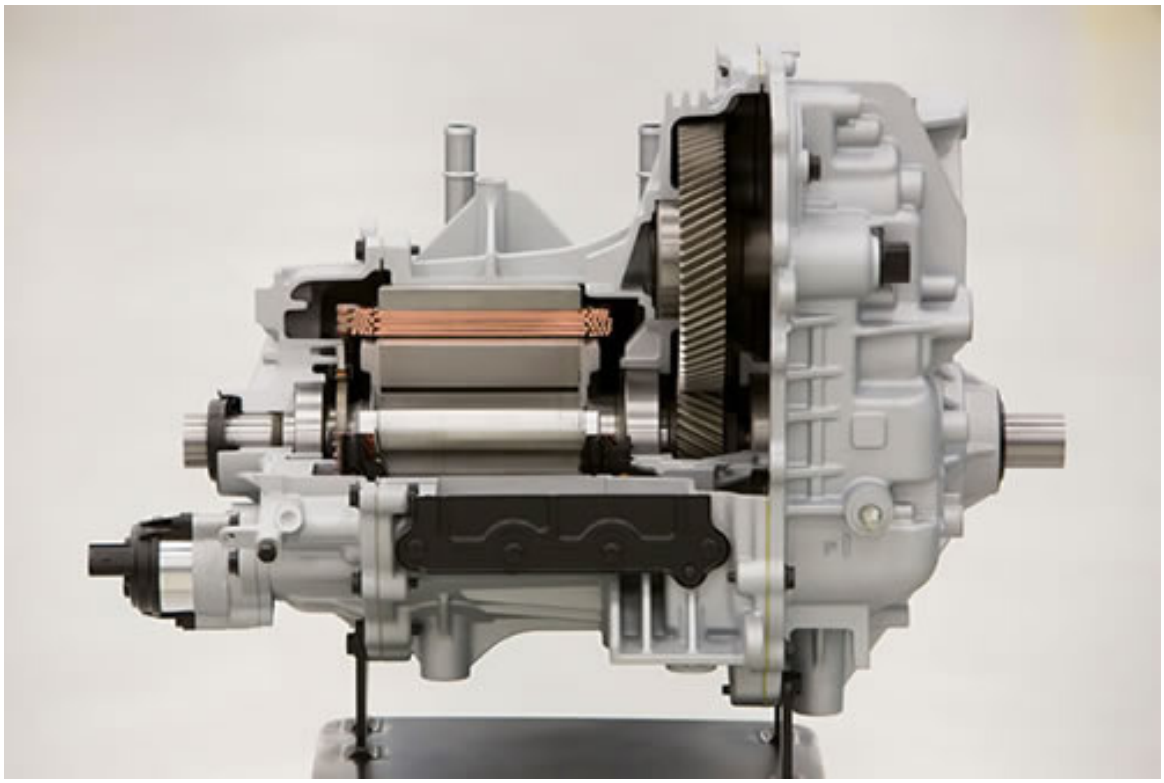


Figura 2.9: Conjunto motor eléctrico y transmisión Chevrolet Bolt VE. [3]

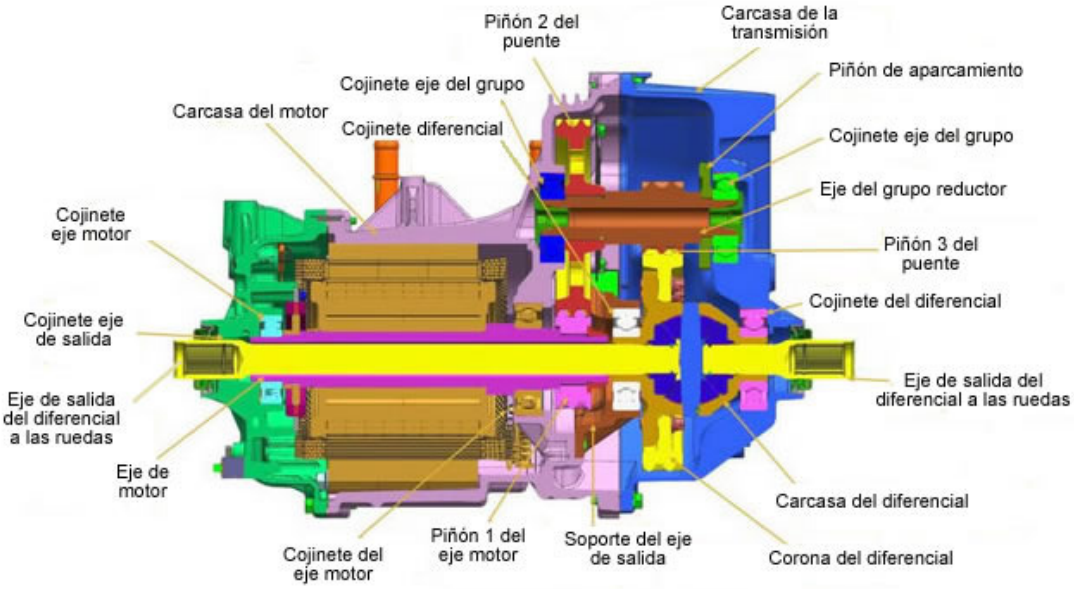


Figura 2.10: Sección del motor eléctrico y grupo reductor Chevrolet Bolt EV. [3]

En la figura 2.11 tenemos el esquema de funcionamiento del motor eléctrico y la transmisión. Como se puede apreciar, la transmisión en estos vehículos se simplifica de manera extraordinaria si la comparamos con los vehiculos convencionales. La razón de esta simplificación, como ya se ha comentado antes, es debida al alto par que ofrecen los motores eléctricos desde muy bajas revoluciones, incluso con el motor parado (0 rpm).

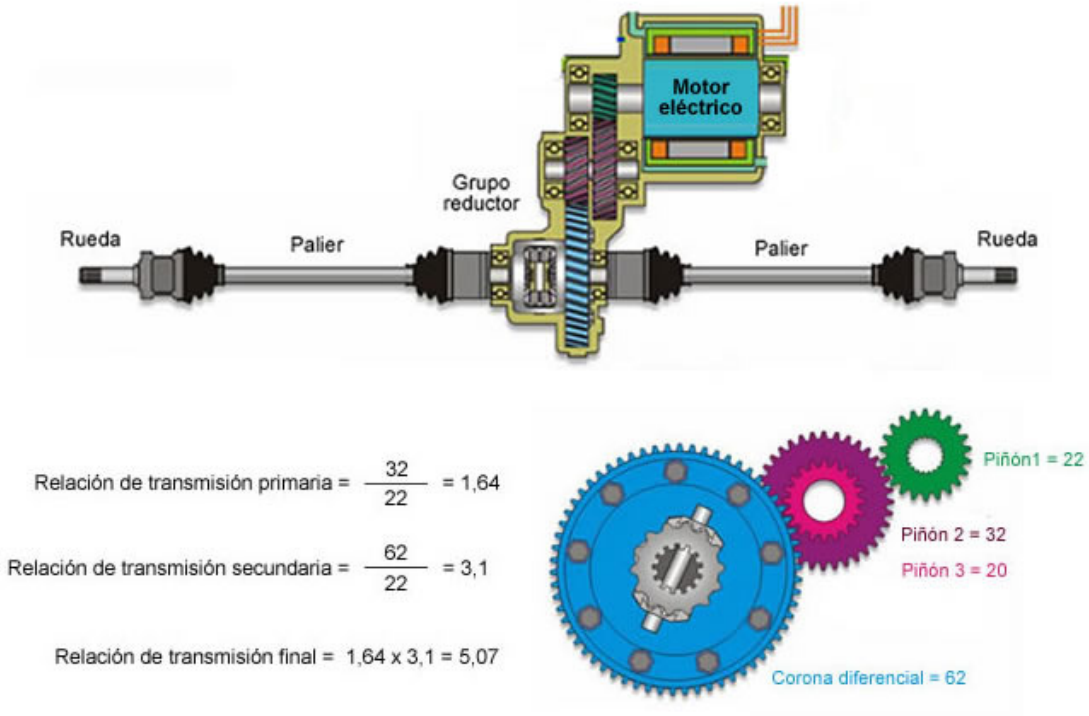


Figura 2.11: Sección transmisión de un vehículo eléctrico. [3]

2.1.6.c. EVs sin sistema de transmisión

En este caso se eliminan todos los elementos del sistema de transmisión. Existen dos motores, cada uno mueve una rueda (por esta razón ya no hace falta diferencial). Puede tener un pequeño grupo reductor para cada rueda. Como modelo más avanzado, podemos incluir aquí el motor que va instalado dentro de cada rueda (rueda motorizada o In wheel) [3].

El motor eléctrico empleado es un diseño síncrono de imanes permanentes cuya principal característica será lo reducido de su tamaño y peso para poder ser instalado en el interior de las ruedas de cualquier vehículo. La potencia máxima de cada propulsor eléctrico integrado alcanza los 76 kW y un torque del motor de hasta 1.000 Nm.

Figura 2.12: Elementos de una rueda motorizada. [3]

Capítulo 3

Componentes del sistema de frenado

El sistema de frenado por fricción es un sistema hidromecánico que mediante un circuito según su accionamiento puede ser neumático, mecánico, de estacionamiento, hidráulico o eléctrico. Además el freno hidráulico es el que aprovecha la acción multiplicadora del esfuerzo ejercido sobre un líquido oleoso incompresible. La presión que se ejerce sobre un pistón que actúa sobre el líquido es transmitida a otros pistones que accionan los frenos, con lo cual se logra la misma presión de frenado en los distintos elementos de fricción y se evita la necesidad de realizar diferentes ajustes.

- **El disco de freno** es un sistema normalmente para ruedas de vehículos, en el cual una parte móvil, el disco, solidario con la rueda que gira, es sometido al rozamiento de unas superficies de alto coeficiente de fricción, llamadas pastillas de freno, que ejercen sobre ellos una fuerza suficiente como para transformar toda, o parte de, la energía cinética del vehículo en movimiento en calor, hasta detenerlo o reducir su velocidad, según sea el caso (figura 3.1).

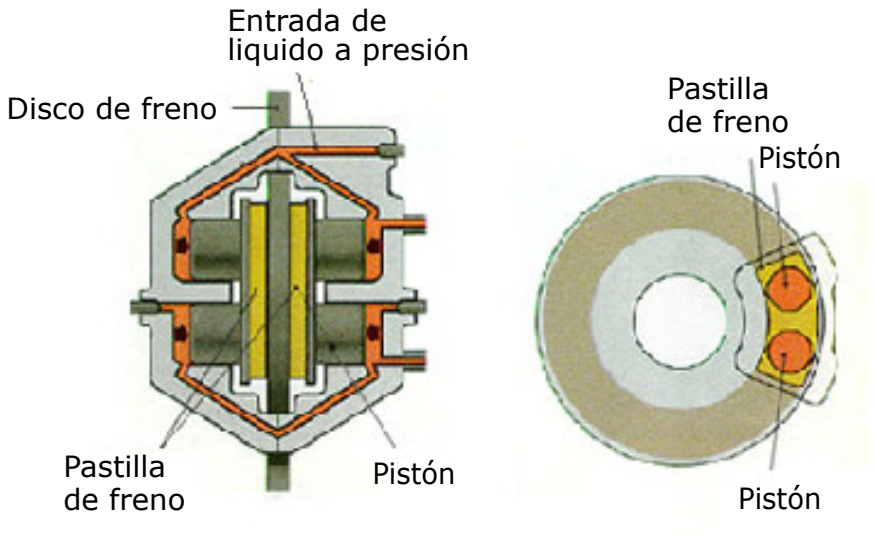


Figura 3.1: Accionamiento del freno de disco

- **El tambor de freno** es un tipo de freno en el que la fricción se causa por un par de zapatas que presionan contra la superficie interior de un tambor giratorio, el cual está conectado al eje o la rueda.

- **El freno de mano o freno de estacionamiento** es un sistema que inmoviliza el vehículo cuando está parado, ya sea manual o automáticamente. También está disponible para parar el vehículo en caso de fallo del freno de servicio (función de emergencia). En la inmensa mayoría de los vehículos ligeros, este se acciona con la mano y mediante un cable que acciona las ruedas traseras.

- **El freno neumático** es un tipo de freno cuyo accionamiento se realiza mediante aire comprimido. Se utiliza principalmente en trenes, camiones, autobuses y maquinaria pesada. Utiliza pistones que son alimentados con depósitos de aire comprimido mediante un compresor, cuyo control se realiza mediante válvulas. Estos pistones actúan como prensas neumáticas contra los tambores o discos de freno.

3.1. Sistema ABS

En un vehículo con sistema de frenos como el mostrado en la figura 3.2 se conecta el pedal de freno con las pastillas de frenos ubicadas en las cuatro ruedas, que al presionar el pedal de freno estos friccionan con el disco de freno de las ruedas. El pedal de freno va conectado al servofreno, el servofreno es un conjunto de mecanismos o sistemas de mecanismos que sirven para minimizar el esfuerzo humano que hay que hacer sobre el mando de freno de un vehículo para frenarlo. El cilindro maestro convierte la fuerza aplicada sobre el pedal de freno en presión hidráulica. Los sistemas antibloqueo de frenos o ABS son dispositivos utilizados en aviones y en automóviles, para evitar que los neumáticos pierdan adherencia con el suelo durante un proceso de frenado. Funciona en conjunto con el sistema de frenado. Consiste en una bomba que se incorpora a los circuitos de líquido de freno y en sensores que controlan las revoluciones de las ruedas. Controlan el líquido de freno aplicado a cada una de las ruedas desde el módulo de control, estos envían señales a la unidad de modulación, y así impedir que alguna de las ruedas se bloquee durante el proceso de frenado manteniendo el control y seguridad del vehículo. El módulo de control obtiene la información de sensores de velocidad ubicados en cada una de las ruedas, la posición del pedal de freno, la aceleración y velocidad del vehículo, y mediante un algoritmo decide qué acción realizar. En algunos prototipos más avanzados, se mide deslizamiento de las ruedas y el coeficiente de roce del suelo. Los vehículos HEV, EV y FCV por razones de seguridad y dimensionamiento deben poseer un ABS con frenado por fricción en conjunto con el sistema de frenado regenerativo (figura 3.7).

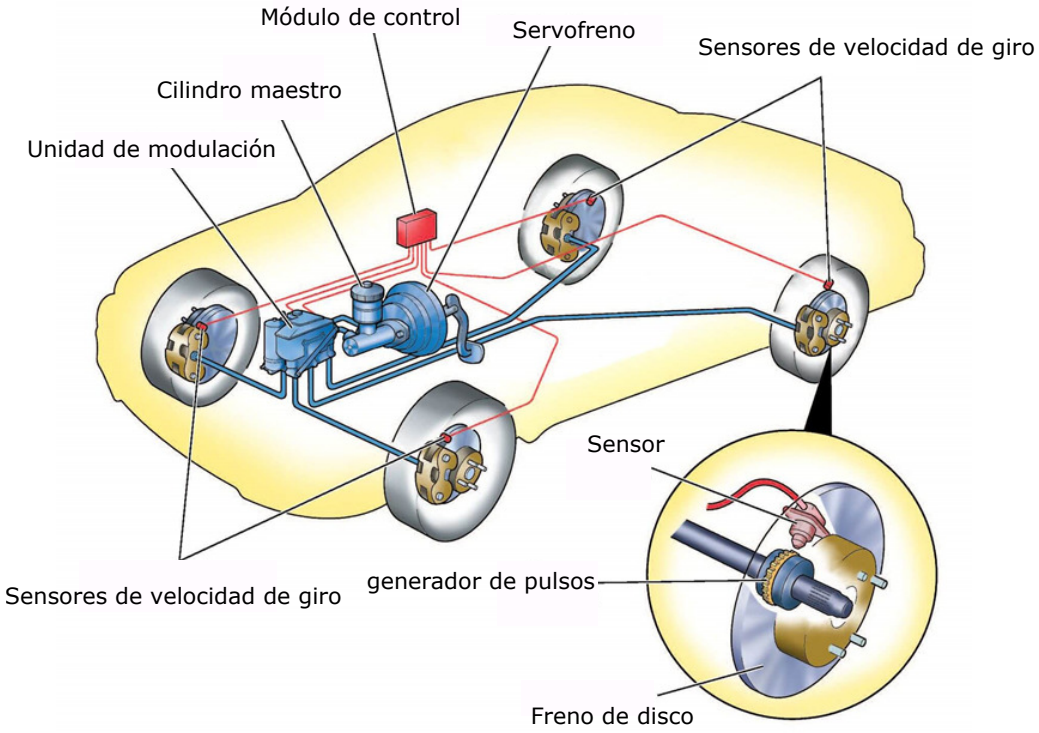


Figura 3.2: Sistema ABS de frenos hidráulicos

3.2. Freno dinámico

El freno dinámico consiste en utilizar un motor de tracción eléctrica como generador para disminuir la velocidad de un vehículo convirtiendo la energía cinética en energía eléctrica. Dependiendo de cómo se utilice esta energía, el freno sera reostático (óhmico) o regenerativo.

3.2.1. El freno reostático u óhmico

Consiste en disipar la energía eléctrica generada por el motor durante el frenado en resistencias eléctricas. La ventaja de este tipo de frenado es que no se desgastan las piezas mecánicas utilizadas en un frenado por fricción, disminuyendo la cantidad de veces que hay que realizar mantenimiento al vehículo.

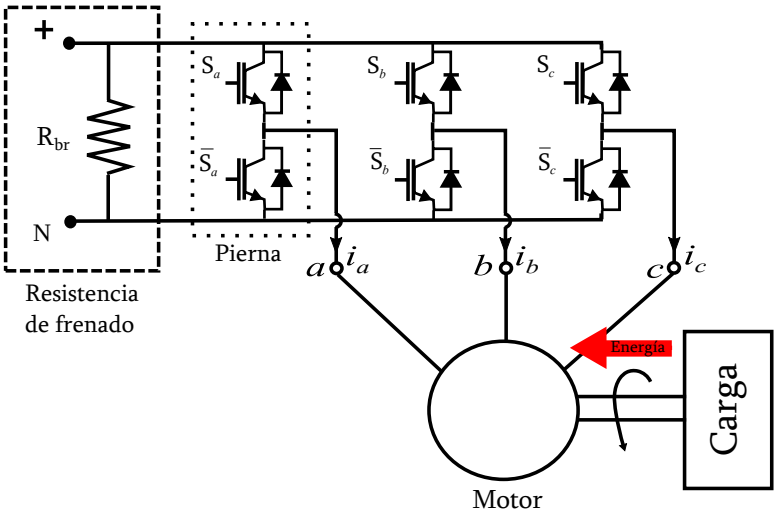


Figura 3.3: Sistema eléctrico de un freno reostático

Esta tecnología es utilizada por trenes eléctricos y también por vehículos utilizados en la minería como es el caso de los camiones Komatsu 830e-930e, en estos utilizan un ICE en serie con un generador que le suministra energía a los motores de tracción ubicados en las ruedas de este camión. Cuando el camión desacelera, los motores funcionan como generadores y la energía eléctrica se disipa en el banco de parrillas de resistencias óhmicas; esto permite ralentizar al camión en pendientes o detener completamente su movimiento. El convertidor AC/DC se encuentra en el gabinete de control, en conjunto con el sistema de control del camión [5].

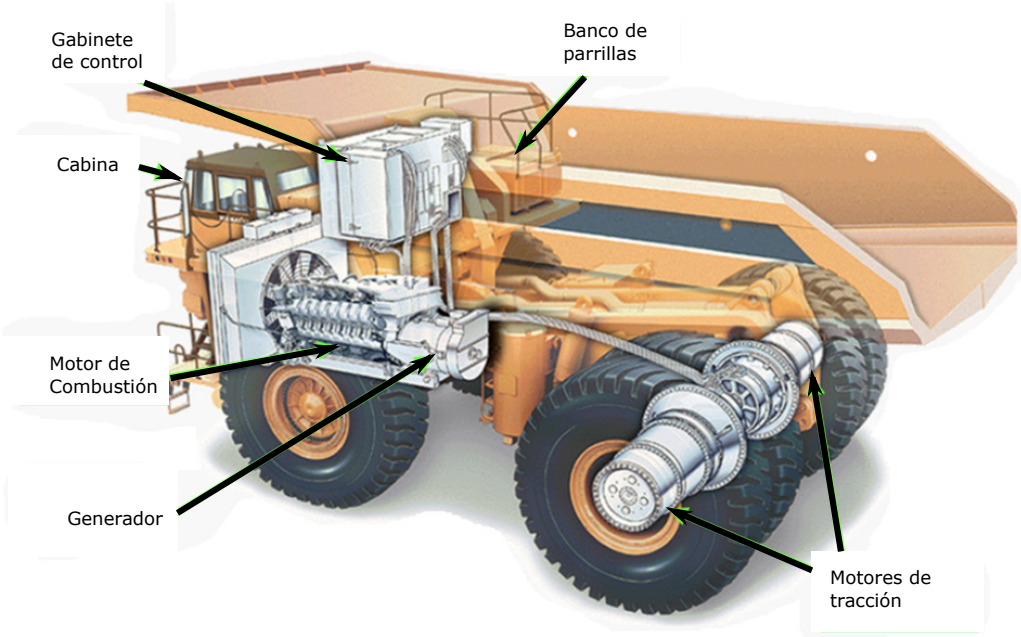


Figura 3.4: Camión Komatsu 830e-930e 500 Toneladas Máx - 2611 kW - 3500 HP [5]

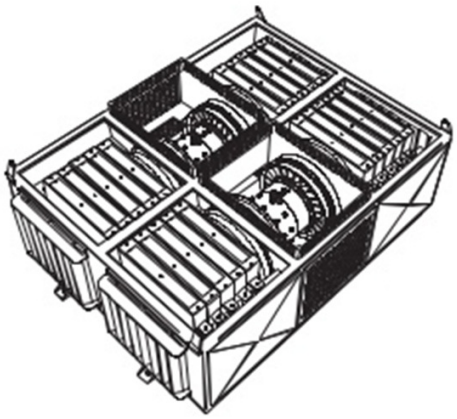


Figura 3.5: Banco de parrillas [5]

Figura 3.6: Parrilla de resistencias óhmicas

3.2.2. El freno regenerativo

Consiste en almacenar la energía eléctrica en dispositivos de almacenamiento como lo son las baterías y los supercondensadores. Dependiendo del estado de carga (SOC, state of charge) y la cantidad máxima de energía posible para almacenar, algunos vehículos utilizan el exceso de energía regenerada para alimentar el aire acondicionado del vehículo, como es el caso de los buses eléctricos interurbanos o para cargar las baterías de los dispositivos auxiliares. La figura 2.8 muestra una configuración utilizada en FCV, en ella se muestra la celda de combustible como principal fuente de energía unidireccional, las baterías y supercondensadores como fuente de energía bidireccional, donde se almacena la energía durante el frenado y entregan energía al motor durante un arranque o un cambio repentino de potencia.

Sin embargo, además del frenado regenerativo, el vehículo eléctrico dispone de un sistema de frenado mecánico similar al de un vehículo de motor de combustión interna ya que el frenado regenerativo no es capaz de proporcionar toda la potencia de frenado requerida en algunos diseños de vehículos. Debido a que es necesario gestionar ambos sistemas de frenado, el conjunto del sistema de frenado presenta una cierta complejidad.

Ambos sistemas de frenado, el mecánico y el regenerativo, deben ser gestionados para determinar qué proporción de la fuerza de frenado es aplicada por el sistema regenerativo y qué proporción de dicha fuerza es aplicada por el freno mecánico, de modo que se maximice la recuperación de energía y que se cumplan los requisitos de seguridad de un sistema de frenos. Las exigencias de un sistema de frenos son:

- **Eficacia**: El sistema de frenos ha de ser capaz de detener el vehículo en un tiempo y distancia mínimos cuando el conductor acciona el pedal del freno con una fuerza que no debe sobrepasar un determinado valor.

- **Estabilidad**: Durante el proceso de frenado, el vehículo debe conservar la trayectoria de forma que no se produzcan desviaciones del vehículo que obliguen al conductor a corregir la trayectoria con el volante.

- **Ergonomía**: El accionamiento del pedal debe ajustarse a unos criterios que permitan al conductor pisar el pedal del freno con una fuerza pequeña, un funcionamiento progresivo y un recorrido del pedal determinado.

3.2.3. Estrategia de control en HEVs

Actualmente, el algoritmo de control híbrido está diseñado principalmente por simulación y experiencia. Sin embargo, como el control es la principal tecnología clave en los HEV, es esencial realizar más investigaciones sobre la teoría del control de los híbridos. Hay básicamente dos temas de control en HEVs. El primero es el control de la gestión de la energía, con el objetivo de optimizar la eficiencia energética y las emisiones. El segundo es el control de la capacidad de conducción, destinado a optimizar el rendimiento de la unidad, la comodidad y la seguridad. La figura 3.7 muestra el esquema de control de la arquitectura híbrida paralela, en ella se observa que el control puede estar en dos modos posibles, estos son, modo de propulsión o de freno dependiendo de los parámetros de entradas que necesita el controlador. Entre estos parámetros de entrada, se cuentan la señal de posición del pedal de aceleración y del freno, la velocidad del vehículo y el estado de carga de las baterías. La Fig. 3.8 muestra el modelo de estado estable de tres componentes principales, a saber, motor de combustión, motor eléctrico y batería. Es importante asegurarse de que estos tres componentes principales funcionarán dentro de su región de operación nominal. Además, el modelo dinámico de estos tres componentes principales, así como el sistema híbrido completo, deben estudiarse a fondo.

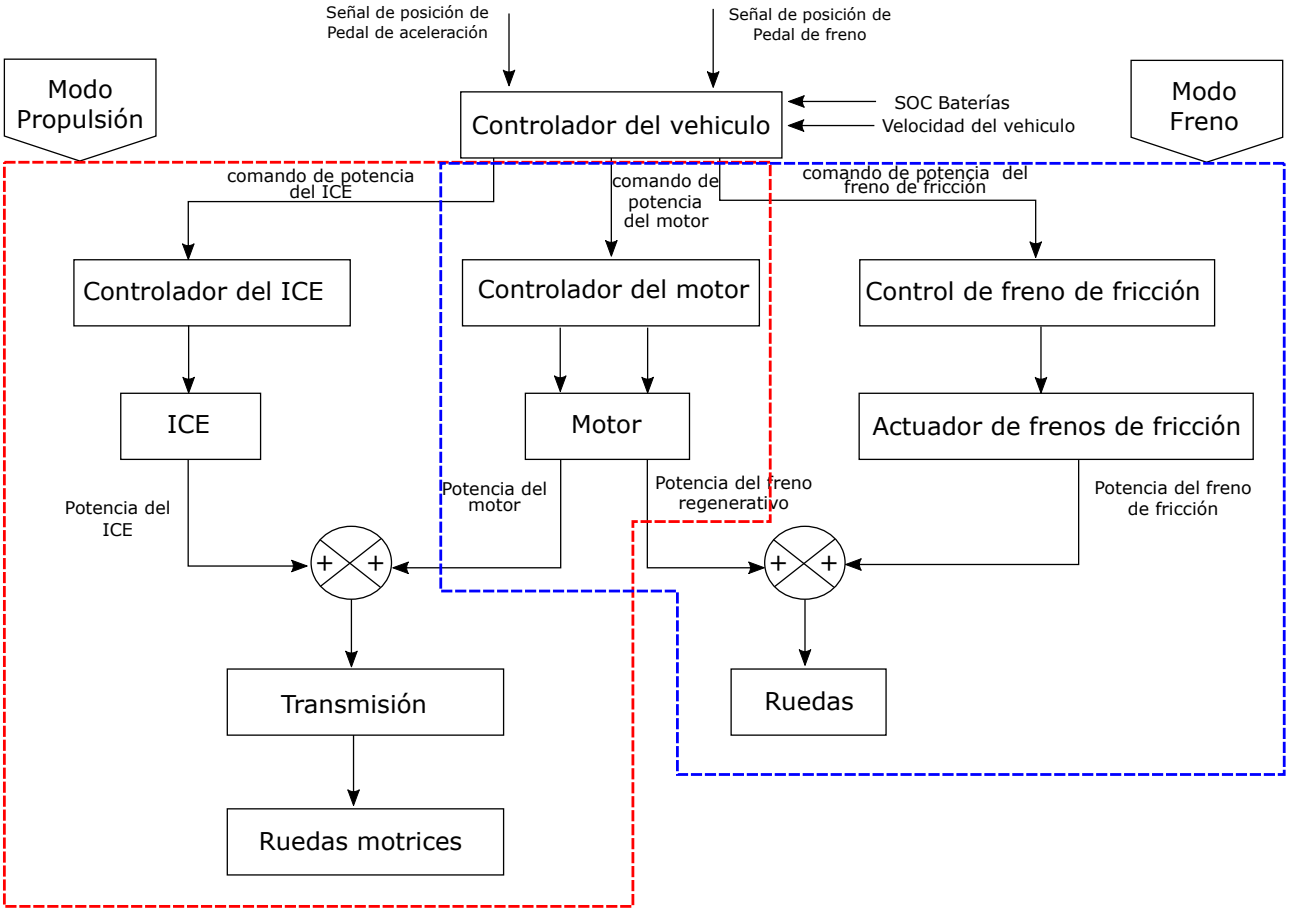


Figura 3.7: Esquema de control HEV paralelo [2]

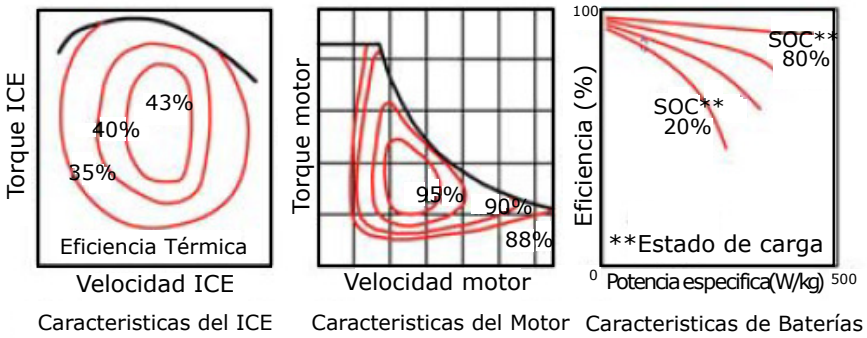


Figura 3.8: Esquema de control HEV paralelo [2]

3.2.4. Estrategias de control del frenado en EVs

Entre las principales estrategias de control, se pueden distinguir dos tipos de estrategias de la gestión de la fuerza de frenado entre el frenado regenerativo y el mecánico:

3.2.4.a. Paralelo

Se caracteriza por ser el sistema más simple y más parecido al sistema de frenos convencional. El sistema de frenado paralelo está formado por un servofreno y un cilindro maestro, pudiendo incluir, o no, un sistema ABS. Además, dispone de freno de disco o de tambor y de un controlador que regula el motor eléctrico para que proporcione una fuerza de frenado en el eje delantero, determinada en función de la posición del pedal del freno y de la velocidad del vehículo. El sistema de frenado paralelo toma su nombre del hecho de que la fuerza de frenado proporcionada por el motor eléctrico se regula mediante el controlador del vehículo, mientras que la fuerza de frenado mecánica (hidráulica o neumática) es regulada por el pedal del freno. Instantes antes de que se produzca el bloqueo, el sistema ABS actúa sobre el freno mecánico.

Dentro del sistema de frenado paralelo se pueden seguir dos estrategias diferentes:

- **Relación entre las fuerzas de frenado delantera y trasera fijas**: Para velocidades bajas, por debajo de los 15 km/h, el frenado se lleva a cabo por el freno mecánico, ya que la velocidad de las ruedas es muy pequeña y la fuerza electromotriz también lo es, por lo que el frenado regenerativo no funciona. Sin embargo, cuando la velocidad está por encima de los 15 km/h e inferior a una desaceleración de 0,15 veces la aceleración de gravedad, toda la fuerza de frenado es aplicada por el freno regenerativo. Cuando la desaceleración requerida es superior a 0,15 veces la aceleración de gravedad, el sistema de frenado regenerativo y el mecánico actúan conjuntamente para detener el vehículo.

- **Maximizando la energía recuperada**: Puesto que el vehículo no es un elemento sólido rígido y posee gran parte de su masa suspendida, la fuerza inercial resultante de la energía cinética produce una transferencia de la carga de atrás hacia adelante durante la frenada, sobrecargando el eje delantero y modificando la capacidad de frenado máxima de cada rueda. La fuerza de frenado debe distribuirse entre las ruedas en función del peso que soportan, el cual varía según la disposición del motor, caja de cambios y número de ocupantes. Este tipo de estrategia se basa en que el eje delantero aplique la máxima fuerza de frenado posible actúen más intensamente sobre las ruedas delanteras, ya que dicha sobrecarga aumenta su adherencia y eleva su punto de bloqueo. El bloqueo sucede cuando la fuerza de frenado supera el límite de adherencia del neumático sobre la superficie..

3.2.4.b. Serie

Este tipo de frenado permite controlar la fuerza de frenado en cada rueda de forma independiente. El sistema está formado por un pedal de freno, cilindro maestro, unidad de control, sensor de velocidad de rueda, freno eléctrico por rueda y freno de disco.

La mayor dificultad de este sistema es controlar y gestionar la fuerza de frenado mecánica y la proporcionada por el freno eléctrico y maximizar la recuperación de la energía de frenado.

A diferencia de un vehículo convencional, en el sistema regenerativo de frenado en el Renault ZOE (figura 3.9), el pedal de freno no actúa sobre el circuito hidráulico, sino sobre una unidad de control (2) y otra (3) que decide cuánto y cómo frenar. Ante solicitudes moderadas, pone al motor a contracorriente a regenerar energía y la encamina a la batería (con lo que únicamente frenan las ruedas delanteras). Para las frenadas intensas, aplica presión hidráulica a cada freno, de forma convencional (sigue teniendo los habituales ESP, ABS, etc)

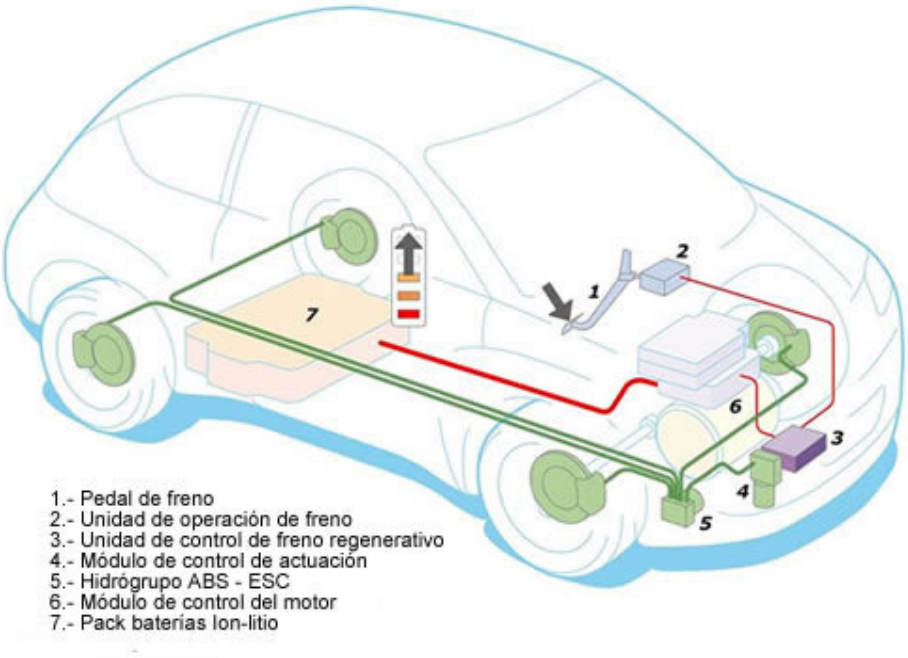


Figura 3.9: Esquema del sistema regenerativo de frenado en el Renault ZOE [3]

Capítulo 4

Sistema eléctrico de vehículos híbridos y eléctricos

4.1. Maquinas de tracción eléctrica

Los motores eléctricos y los accionamientos desempeñan un papel importante en el éxito de los vehículos eléctricos (EV), híbridos (HEV) y de celda de combustible (FCV). Hay tres tipos principales de motores eléctricos que son adecuados para aplicaciones EV, HEV y FCV:

- motores síncronos de imanes permanentes.
- motores de inducción.
- motores de reluctancia conmutada.

Los requisitos típicos para la tecnología de motor y accionamiento incluyen: alta densidad de torque, que es la capacidad de transporte de torque de un componente mecánico, y densidad de potencia, que es la cantidad de potencia por unidad de volumen; amplio rango de velocidad que incluye operaciones de par constante y potencia constante; alta eficiencia en un amplio rango de velocidad, alta confiabilidad y robustez.

Las máquinas de inducción se utilizan para motores EV, HEV y FCV debido a su simplicidad, robustez y amplio rango de velocidad. El control de campo orientado hace que una máquina de inducción se comporte de la misma manera que se comporta una máquina de corriente continua. La eficiencia es generalmente más baja que en una máquina de imanes permanentes debido a la pérdida inherente del rotor. Por la misma razón, el tamaño de una máquina de inducción es generalmente más grande que una máquina de imanes permanentes con la misma potencia y velocidad.

Las máquinas de corriente alterna de imán permanente (PMSM) poseen características únicas como alta eficiencia, gran torque y alta densidad de potencia. Sin embargo, los motores de imanes permanentes tienen inherentemente un rango corto de potencia constante debido a su capacidad de

debilitamiento de campo bastante limitada, como resultado de la presencia del campo de imanes permanentes, que solo se puede debilitar a través de la producción de un componente del campo del estator, que se opone al campo magnético del rotor. Además, la tensión interna puede ser un problema a alta velocidad: el convertidor debe ser capaz de soportar la máxima fuerza contraelectromotriz generada por el devanado del estator. En el caso de un falla de cortocircuito en el devanado del estator, el sistema puede tener problemas debido a la existencia de un campo del rotor de imanes permanentes.

El motor de reluctancia conmutada (SRM) está ganando interés como candidato de propulsión eléctrica para EV, HEV y FCV debido a su construcción simple y robusta, control simple, capacidad de operación a velocidad extremadamente alta y operación sin riesgos. Estas ventajas prominentes son más atractivas para la aplicación de tracción que otros tipos de máquinas. Sin embargo, como SRM aún no se produce ampliamente como un motor estándar, su costo puede ser más alto que el motor de inducción.

4.1.1. Máquina sincrónica de imanes permanentes

Las máquina sincrónicas se componen de un rotor con imanes permanentes de alta densidad de energía y un estator con bobinado trifásico , el cual generalmente se alimenta mediante un inversor o convertidor AC/DC que permite controlar las corrientes de excitación necesarias para generar el par motor. Estas máquinas pueden clasificarse de diferentes maneras, según sus características constructivas. Una primera clasificación puede realizarse en base a la dirección del flujo magnético, es decir, de flujo radial, donde la dirección es radial al eje del rotor, o de flujo axial, que es paralelo al eje del rotor [6].

Las máquinas de imanes permanentes de flujo radial son las más comunes, aunque las de flujo axial están siendo cada vez más empleadas en aplicaciones de alto desempeño, debido a su densidad de potencia y aceleración.

Otra clasificación puede realizarse según la forma en que se ubican los imanes en el rotor. Éstos pueden ubicarse sobre la superficie del rotor (figura 4.1) o en su interior (figura 4.2). Las PMSM de imanes superficiales presentan una mayor densidad de potencia, debido a que el flujo en el entrehierro es mayor. Sin embargo, tienen como desventaja una menor integridad estructural y menor robustez mecánica. Por esto. no se utilizan para aplicaciones de muy alta velocidad.

Las PMSM de imanes interiores presentan una superficie de rotor cilíndrica, y son mecánicamente más robustas que las de imanes superficiales. Debido a esto. son más convenientes para aplicaciones de alta velocidad.

Si bien entre estas máquinas no existen diferencias en cuanto a su principio de funcionamiento, la forma en que se montan los imanes produce diferentes valores de inductancia en el eje directo y en cuadratura. Esto se debe a que la permeabilidad de los imanes de alta densidad de flujo es práctica-

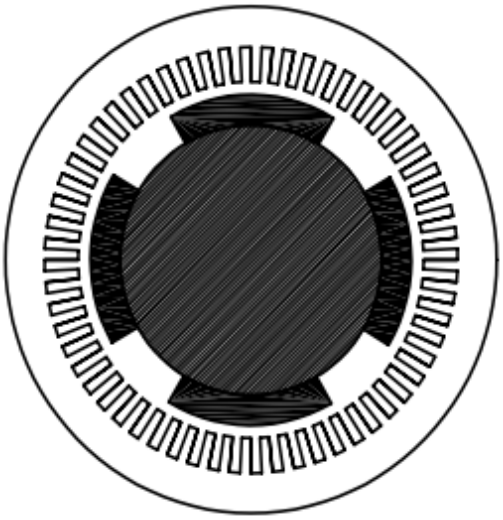


Figura 4.1: PMSM de imanes superficiales [6]

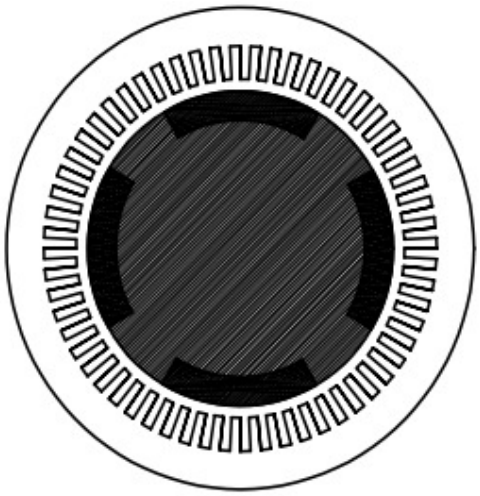


Figura 4.2: PMSM de imanes interiores [6]

mente igual a la del aire. Debido a esto, el lugar que ocupan los imanes puede considerarse como parte del entrehierro. Por lo tanto, las máquinas sincrónicas de imanes permanentes de imanes interiores presentan menor valor de inductancia en el eje alineado con los imanes (mayor entrehierro), llamado eje directo, comparado con la inductancia en el eje en cuadratura (menor entrehierro). En cambio, en las máquinas sincrónicas de imanes permanentes de imanes superficiales esta diferencia es prácticamente despreciable (menor al 10 %).

Por último, las máquinas sincrónicas de imanes permanentes también pueden clasificarse según la forma de onda de su fem inducida. Dicha forma de onda depende principalmente de la distribución de los bobinados en el estator y de la distribución de la densidad de flujo en el entrehierro. La distribución de la densidad de flujo en el entrehierro depende a su vez de la forma en que se magnetizan los imanes (magnetización paralela o radial), del entrehierro, del diámetro del rotor, del ancho del polo y del número de polos.

Según la forma de onda de su fem inducida, las máquinas sincrónicas de imanes permanentes pueden clasificarse en :

- PMSM Sinusoidales: Estas máquinas se caracterizan por poseer una forma de onda de fem sinusoidal y se conocen normalmente como Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes (Permanent Magnet Synchronous Machines - PMSM). Para ello se requiere que la densidad de flujo magnético generada por los imanes varíe sinusoidalmente a lo largo del entrehierro. Los rotores de estas máquinas pueden diseñarse usando imanes montados superficialmente o interiormente. Las corrientes de excitación deben tener forma de onda sinusoidal con el fin de producir un torque libre de pulsaciones.
- PMSM Trapezoidales: También conocidas como Máquinas de Corriente Continua sin Escobillas

(Brushless DC Machines - BLDCM), presentan notables diferencias con respecto a las anteriores. Estas máquinas se diseñan para desarrollar una fem inducida con forma de onda trapezoidal, con una cresta (parte plana de la onda) lo más ancha posible (por lo menos 120^o eléctricos). Para cumplir con estos requerimientos se usan rotores con imanes superficiales, con magnetización preferentemente radial y bobinas de estator concentradas. Las corrientes de excitación deben poseer una forma de onda casi cuadrada (conmutada en seis pulsos), con dos intervalos de corriente cero de 60^o eléctricos por ciclo para producir torque libre de pulsaciones.

Las máquinas sincrónicas de imanes permanentes sinusoidales se analizan como una extensión de las máquinas síncronas de rotor bobinado, suponiendo que el bobinado de excitación produce un flujo constante, distribuido sinusoidalmente en el entrehierro. Esto permite analizarlas en un referencial sincrónico, orientado por el flujo del rotor.

Por el contrario, las máquinas sincrónicas de imanes permanentes trapezoidales, en cambio, se analizan en variables de fase, debido a que la forma de onda de su fem inducida es quasi rectangular y no sinusoidal como en el caso de las maquinas sincrónicas de imanes permanentes sinusoidales.

4.1.2. Motores de inducción

La máquina asincrónica se construye en un rango de potencias que cubre todo el amplio espectro de las necesidades industriales, desde unos pocos Watt de los aparatos electrodomésticos, hasta algunos Megawatt de las bombas de alimentación de calderas en centrales nucleares. La gran mayoría de las máquinas asincrónicas funcionan conectadas a redes de tensión y frecuencia fijas, lo que les da el carácter de máquinas de velocidad prácticamente constante.

La disponibilidad de convertidores de frecuencia sobre la base de semiconductores controlados ha permitido el levantamiento de la restricción histórica “velocidad constante” y ha abierto a la máquina asincrónica campos de aplicación que anteriormente le estaban vedados, en un momento en que, por razones económicas y ecológicas, aumenta la demanda por un uso más racional de la energía.

Así, el uso de motores asincrónicos con velocidad ajustable mediante un convertidor de frecuencia en el accionamiento de bombas y ventiladores ha permitido importantes ahorros de energía en relación con accionamientos de velocidad constante. Las locomotoras de última generación alcanzan sus características superiores porque incorporan motores asincrónicos de velocidad variable como motores de tracción y muchos otros accionamientos han encontrado en el conjunto convertidor de frecuencia y motor asincrónico la mejor solución técnico-económica.

Estos usos nuevos de la máquina asincrónica requieren de esquemas de control que utilizan mode-

los dinámicos de la máquina, lo que obliga a un cambio de énfasis en el tratamiento de la teoría, cuya formulación debe permitir su posterior ampliación al estado de funcionamiento transitorio.

Las máquinas de inducción se utilizan para motores EV, HEV y FCV debido a su simplicidad, robustez y amplio rango de velocidad. El control orientado al campo hace que una máquina de inducción se comporte de la misma manera que se comporta una máquina de corriente continua. La eficiencia es generalmente más baja que en una máquina de imanes permanentes debido a la pérdida inherente del rotor. Por la misma razón, el tamaño de una máquina de inducción es generalmente más grande que una máquina de imanes permanentes con la misma potencia y velocidad.

4.1.3. Motores de reluctancia conmutada

El motor de reluctancia conmutada (SRM) es una máquina eléctrica con polos dobles salientes. Lo anterior significa que tiene polos salientes tanto en el estator como en el rotor. La construcción de un SRM es simple comparada con otro tipo de máquinas eléctricas. El rotor no es de un material magnético y tampoco se encuentra embobinado; las bobinas se encuentran únicamente en el estator [7].

Una máquina de reluctancia, es una máquina eléctrica en la cual el torque es producido por la tendencia del rotor a moverse a una posición donde la inductancia del embobinado excitado es maximizada. Las máquinas de reluctancia pueden ser sincrónicas o conmutadas. El Motor de Reluctancia Conmutada(SRM), también conocido como máquina de reluctancia variable (VRM), es una máquina rotativa que no utiliza escobillas ni imanes permanentes. Dentro de las características destacables de este tipo de motor se encuentran:

- Simplicidad constructiva comparada con otros tipos de motores eléctricos, esto disminuye los costos de fabricación.
- Eficiencia mayor a 0,9; es decir, elevado rendimiento.
- La corriente del rotor no necesita ser bidireccional, lo cual simplifica el diseño del circuito de control y potencia.
- Es una máquina sin escobillas, lo que facilita su mantenimiento.
- Prestaciones con baja dependencia de la temperatura.

Dentro de las desventajas o limitaciones de estos motores destacan:

- A diferencia de otras máquinas convencionales, no pueden operar directamente con una fuente de AC o DC. Es obligatorio el empleo de un controlador.
- La característica del torque exhibe un alto rizado comparado con otras maquinas eléctricas. El rizado se debe a componentes de alta frecuencia que aparecen en las formas de onda de las variables del motor, como el torque y las corrientes de fase.

Al no tener imanes o embobinados en el rotor se simplifica su construcción. Con la simplicidad se eliminan algunos problemas comunes en las máquinas eléctricas como lo son la magnetización y desmagnetización en el entrehierro. Para alcanzar desempeños competitivos se hace necesario controlar electrónicamente la forma de onda de corriente. Se debe incluir retroalimentación de la posición del rotor y sincronizar la conmutación de las corrientes de fase con la posición del rotor de forma adecuada.

En relación a su construcción y requerimientos del controlador, un SRM es muy diferente de los motores DC y AC. Todas las características relacionadas con la máquina (flujo ligado, inductancia, torque de fase, etc.) son funciones no lineales de la posición del rotor y la corriente de fase. A esto se adiciona la operación intencional en la región de saturación de la curva de magnetización, con el objeto de maximizar la relación torque a masa. Lo anterior torna compleja la descripción analítica del comportamiento del motor. Las no linealidades llevan a altos rizados en el torque cuando la excitación de las bobinas se hace con pulsos rectangulares.

Para su funcionamiento en el estator se colocan bobinas, que conectadas a pares diametralmente opuestos formando las fases del motor. La excitación de una de estas fases genera un campo magnético que se cierra a través del rotor, el cual para alcanzar la posición en donde la reluctancia del circuito sea mínima, se alineará con los polos del estator, por lo tanto se genera un torque.

Las figuras 4.3 y 4.4 muestran la sección transversal de dos motores de reluctancia conmutada, de 6 polos en el estator y 4 polos en el rotor (6/4) y el otro con 8 polos en el estator y 6 polos en el rotor (8/6). Los ángulos β_s y β_r con vértice en el centro del rotor, describen los arcos con la longitud de los polos en el estator y el rotor respectivamente. Si los polos del estator están enfrentados a dos polos del rotor (alineados), sera una posición de mínima reluctancia y máxima inductancia. El rotor se puede hacer rotar en cualquier dirección, energizando secuencialmente las fases consecutivas del estator.

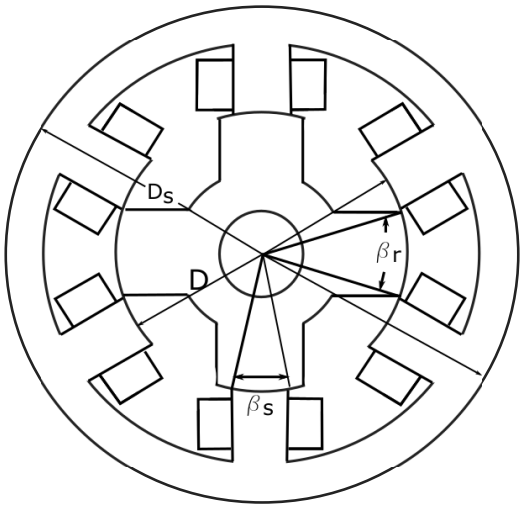


Figura 4.3: SRM de 6 polos en estator y 4 rotor [7]

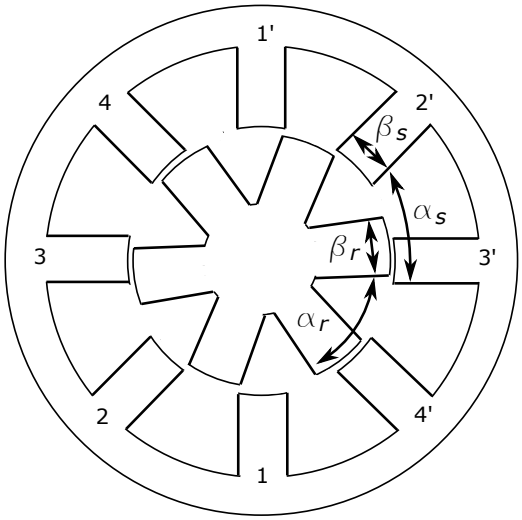


Figura 4.4: SRM de 8 polos en estator y 6 rotor [7]

4.2. Fundamento teórico de la máquina eléctrica

Para la aplicación de una estrategia de control de una máquina eléctrica es necesario el apropiado modelo de estas, utilizando para esto, convenientemente, el concepto de fasor espacial. Esta representación permite expresar el torque electromagnético desarrollado por la máquina en función de dos variables de estado complejas.

Las ecuaciones de la máquina pueden ser representadas en diversos sistemas de coordenadas, utilizando en este caso como sistema de referencia las coordenadas de campo, que es un sistema de coordenadas que tiene su eje real colineal al fasor espacial de enlace de flujo del rotor o estator. La ventaja que se presenta es que así se logra una representación conveniente, que permite controlar el torque eléctrico en forma independiente del flujo magnético, en forma similar a una máquina de corriente continua de excitación independiente.

4.2.1. Modelo de la máquina de inducción mediante fasores espaciales

Dependiendo del tipo de máquina a analizar, se deben considerar distintos supuestos; para la máquina de inducción son los siguientes [9]:

- La distribución de campo a lo largo del entrehierro se asume como una onda sinusoidal.
- No existe presencia de corriente de secuencia cero.
- La saturación es constante durante el proceso examinado.
- Los parámetros de la máquina se mantienen constantes e independientes de la temperatura.
- Se desprecian pérdidas del fierro.

Las consideraciones anteriores son aproximaciones razonables y utilizadas generalmente en la teoría de máquinas de corriente alterna con fines de control.

4.2.1.a. Modelo del estator trifásico

En una máquina trifásica el devanado del estator está constituido por bobinas agrupadas en fases que se distribuyen simétricamente a lo largo de la circunferencia del estator, las que en conjunto generan una distribución de campo y de fuerza magnetomotriz (fmm) sinusoidal a lo largo del entrehierro.

Es posible representar en un devanado trifásico la corriente instantánea de magnitud i_a que circula a través de la bobina *a-a'* mediante el fasor espacial de corriente $\boldsymbol{i_a}$, que es colineal al eje magnético de la fase a. De igual forma se definen los fasores espaciales de corrientes $\boldsymbol{i_b}$ e $\boldsymbol{i_c}$ que representan las corrientes instantáneas i_b e i_c que circulan a través de las bobinas de fase *b-b'* y *c-c'*, respectivamente

(figura 4.5). Al sumar los tres fasores espaciales de corriente, se obtiene un fasor espacial resultante que representa el efecto de las tres corrientes instantáneas que circulan simultáneamente a través del devanado trifásico:

$$\boldsymbol{i} = \boldsymbol{i_a} + \boldsymbol{i_b} + \boldsymbol{i_c} \tag{4.1}$$

Dada la simetría cilíndrica de la máquina de inducción, los fasores espaciales definidos anteriormente se representan en un plano complejo perpendicular al eje de esta. Si cada una de las tres corrientes instantáneas comienza a variar en el tiempo, el fasor espacial resultante se moverá únicamente en este plano, pero variará su magnitud y su posición angular de manera dependiente de las corrientes que circulan a través de los devanados de fase.

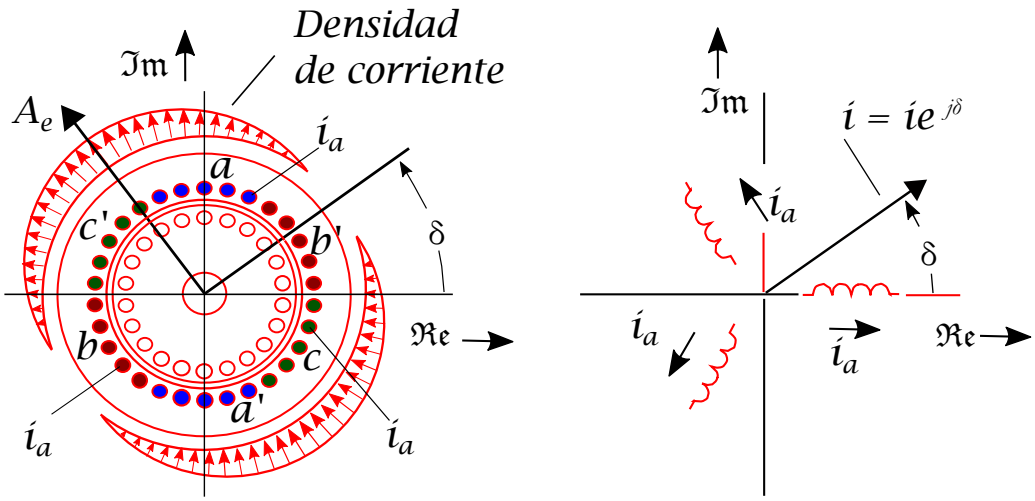


Figura 4.5: Fasor espacial [9]

Por definición, el eje real del plano complejo será colineal con el fasor espacial de corriente $\boldsymbol{i_a}$, por lo tanto:

$$\boldsymbol{i_a} = i_a \tag{4.2}$$

variable real por definición.

Los fasores espaciales $\boldsymbol{i_b}$ e $\boldsymbol{i_c}$ corresponden respectivamente a:

$$\boldsymbol{i_b} = i_b \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} = \boldsymbol{a} i_b \tag{4.3}$$

$$\boldsymbol{i_c} = i_c \cdot e^{-j\frac{2}{3}\pi} = \boldsymbol{a}^2 i_c \tag{4.4}$$

De lo anterior, (4.1) se escribe como:

$$\boldsymbol{i} = i_a + \boldsymbol{a} i_b + \boldsymbol{a}^2 i_c \tag{4.5}$$

Para que la parte real del fasor espacial sea igual al valor instantáneo de la corriente por la fase a, con la utilización de (4.5), se define el fasor de corriente del estator como:

$$\boldsymbol{i}_s = \frac{2}{3}\left(i_a + \boldsymbol{a} i_b + \boldsymbol{a}^2 i_c\right) \tag{4.6}$$

De la misma manera en que se define el fasor espacial de corriente del estator, es posible definir el fasor espacial de enlace de flujo y el fasor espacial de tensión.

Si el valor instantáneo de enlace de flujo en cada fase corresponde a ψ_a, ψ_b y ψ_c, entonces el fasor espacial de enlace de flujo del estator se define como:

$$\boldsymbol{\psi}_s = \frac{2}{3}\left(\psi_a + \boldsymbol{a}\psi_b + \boldsymbol{a}^2\psi_c\right) \tag{4.7}$$

De igual manera, se define el fasor espacial de tensión como:

$$\boldsymbol{v}_s = \frac{2}{3}\left(v_a + \boldsymbol{a} v_b + \boldsymbol{a}^2 v_c\right) \tag{4.8}$$

Donde v_a, v_b y v_c representan los valores instantáneos de tensión de fase.

La relación entre la tensión, corriente y enlace de flujo en cada bobina de fase corresponde a :

$$v_a = R_s v_a + \frac{d\psi_a}{dt} \tag{4.9}$$

$$v_b = R_s v_b + \frac{d\psi_b}{dt} \tag{4.10}$$

$$v_c = R_s v_c + \frac{d\psi_c}{dt} \tag{4.11}$$

Al representar las ecuaciones anteriores mediante la utilización de los fasores espaciales, se obtiene la ecuación fasorial espacial:

$$\boldsymbol{v}_s = R_s \boldsymbol{i}_s + \frac{\boldsymbol{d}\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \tag{4.12}$$

Donde R_s corresponde a la resistencia por fase del estator. La ecuación (4.12) está expresada en coordenadas de estator y resume el conjunto de tres ecuaciones reales en una expresión compleja compacta que describe las variaciones instantáneas de tensión, corriente y enlace de flujo de manera simultánea en el estator de la máquina.

4.2.1.b. Modelo del rotor

Se definen, de manera análoga al estator de la máquina, los fasores espaciales de corriente $\boldsymbol{i}_r$, tensión $\boldsymbol{v}_r$ y enlace de flujo $\boldsymbol{\psi}_r$ para el rotor trifásico equivalente, referido al devanado del rotor, que se relacionan por medio de la ecuación de tensión:

$$\boldsymbol{v}_r = R_r \boldsymbol{i}_r + \frac{\boldsymbol{d}\boldsymbol{\psi}_r}{dt} \tag{4.13}$$

Donde R_r corresponde a la resistencia equivalente por fase del devanado del rotor. La ecuación (4.13) está expresada en un sistema de coordenadas fijo al rotor.

4.2.1.c. Ecuaciones de flujo

El enlace de flujo de estator se compone del flujo de dispersión más el enlace de flujo por fase del estator más el enlace de flujo producto de la corriente en el devanado del rotor, por lo tanto:

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_{\sigma s}\boldsymbol{i}_s + L_m\boldsymbol{i}_s + L_{msr}\boldsymbol{i}_r e^{j\theta} \tag{4.14}$$

Donde $L_{\sigma e}$ corresponde a la inductancia de dispersión del devanado del estator, L_m corresponde a la inductancia por fase del devanado del estator y se compone de la inductancia propia por fase del estator más la inductancia mutua entre las fases del estator ($L_m = \frac{3}{2}L_{m1}$, donde L_{m1} corresponde a la inductancia propia por fase del estator). La inductancia L_{msr} corresponde a la inductancia mutua entre el devanado del estator y del rotor y θ corresponde al ángulo en radianes eléctricos entre el sistema de referencia del estator y el sistema de referencia del rotor.

Por simplificación, se define la inductancia del devanado del estator como:

$$L_s = L_{\sigma s} + L_m \tag{4.15}$$

y (4.14), queda como:

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s\boldsymbol{i}_s + L_{msr}\boldsymbol{i}_r e^{j\theta} \tag{4.16}$$

De igual manera que el enlace de flujo del estator, es posible definir el enlace de flujo del rotor, con lo que se obtiene:

$$\boldsymbol{\psi}_r = L_r\boldsymbol{i}_r + L_{mrs}\boldsymbol{i}_s e^{-j\theta} \tag{4.17}$$

Donde L_r corresponde a la inductancia del devanado del rotor y L_{mrs} corresponde a la inductancia mutua entre el devanado del rotor y el devanado del estator.

Al considerar que el devanado del rotor se representa como un devanado equivalente con igual número de fases que el devanado del estator, que el rotor es cilíndrico y magnéticamente simétrico a lo largo del entrehierro, y solo la componente fundamental del flujo, se obtiene:

$$L_m = L_{msr} = L_{mrs} \tag{4.18}$$

Por lo tanto (4.16) y (4.17) se escriben respectivamente como:

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s\boldsymbol{i}_s + L_m\boldsymbol{i}_r e^{j\theta} \tag{4.19}$$

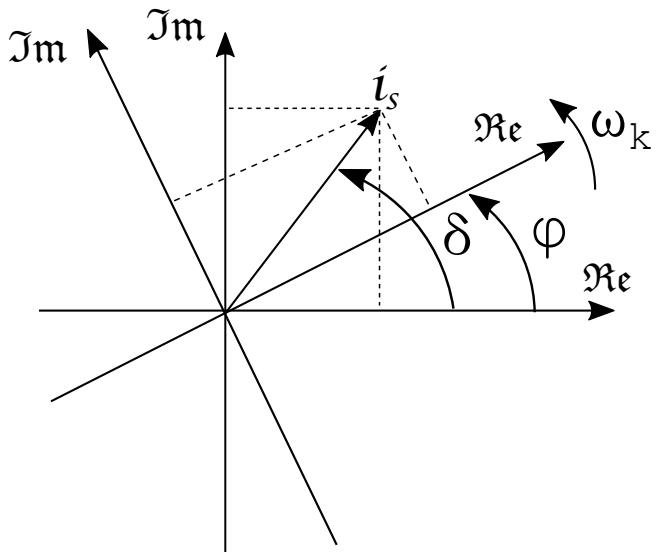


Figura 4.6: Transformación de coordenadas [9]

$$\psi_r = L_r \boldsymbol{i}_r + L_m \boldsymbol{i}_s e^{-j\theta} \tag{4.20}$$

Con ψ_s e $\boldsymbol{i}_s$ en coordenadas de estator y ψ_r e $\boldsymbol{i}_r$ en coordenadas de rotor.

4.2.2. Aplicación de transformación de coordenadas

4.2.2.a. Transformación del sistema de coordenadas

Las definiciones que se presentan se realizan en dos sistemas de referencia distintos, debido a que las ecuaciones que modelan los fenómenos electromagnéticos en el estator son referidas a un sistema de coordenadas estáticas, en cambio las ecuaciones que modelan los fenómenos electromagnéticos en el rotor son referidas a un sistema de referencia fijo a éste, lo que implica la necesidad de transformar los sistemas de coordenadas, con el propósito de referir todas las variables necesarias para modelar la máquina a un sistema de coordenadas común.

Cualquier fasor espacial referido a un sistema de referencia estacionario (figura 4.6) se puede representar en un sistema de referencia k que gira con velocidad angular ω_k.

Suponiendo que el fasor espacial representado en el sistema de referencia original es:

$$\boldsymbol{i}_s = i_s e^{j\delta} \tag{4.21}$$

Al ser representado en un sistema de referencia k, se obtiene:

$$\boldsymbol{i}_s^{(k)} = i_s e^{j(\delta-\varphi)} = \boldsymbol{i}_s e^{-j\varphi} = \boldsymbol{i}_s e^{-j\omega_k(t)t} \tag{4.22}$$

donde

$$\omega_k(t) = \frac{d\varphi}{dt} \tag{4.23}$$

De esta manera es posible representar todos los fasores espaciales que modelan la máquina (corriente, tensión y enlace de flujo) en un sistema de coordenadas común.

En adelante se omitirá el nombre de fasor espacial de una determinada variable y sólo se mencionará la variable.

4.2.2.b. Transformación de las ecuaciones de tensión

Al referir las variables a un sistema de referencia k común con la utilización de (4.22), las ecuaciones de tensión (4.12) y (4.13) se transforman en:

$$\boldsymbol{v}_s^{(k)} = R_s \boldsymbol{i}_s^{(k)} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s^{(k)}}{dt} + j\omega_k \boldsymbol{\psi}_s^{(k)} \tag{4.24}$$

Para el estator, y

$$\boldsymbol{v}_r^{(k)} = R_r \boldsymbol{i}_r^{(k)} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r^{(k)}}{dt} + j\left(\omega_k - \omega\right) \boldsymbol{\psi}_r^{(k)} \tag{4.25}$$

para el rotor, donde se considera que el rotor gira a una velocidad instantánea igual a ω en radianes eléctricos.

En (4.24), la expresión $\boldsymbol{i}_s^{(k)} R_s$ representa la caída de tensión en la resistencia R_s, la expresión $\frac{d\psi_s^{(k)}}{dt}$ representa la tensión inducida producto de la variación del flujo magnético en función del tiempo (componente de tensión transformatórica) y la expresión $j\omega_k \boldsymbol{\psi}_s^{(k)}$ representa la tensión inducida producto del movimiento relativo entre los devanados y el sistema de referencia (componente de tensión rotacional).

4.2.2.c. Transformación de las ecuaciones de flujo

Al expresar (4.19) y (4.20) en un sistema de coordenadas común, se obtiene:

$$\boldsymbol{\psi}_s^{(k)} = L_s \boldsymbol{i}_s^{(k)} + L_m \boldsymbol{i}_r^{(k)} \tag{4.26}$$

$$\boldsymbol{\psi}_r^{(k)} = L_m \boldsymbol{i}_s^{(k)} + L_r \boldsymbol{i}_r^{(k)} \tag{4.27}$$

En adelante será omitido el superíndice (k), ya que las variables se encuentran referidas a un sistema de coordenadas común arbitrario.

4.2.2.d. Transformación $\alpha\beta$ y transformación *dq*

Para representar la corriente del estator en el sistema de referencia fijo a éste se utiliza:

$$\boldsymbol{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \tag{4.28}$$

Donde $i_{s\alpha}$ corresponde a la proyección del fasor espacial de corriente sobre el eje real del sistema de coordenadas e $i_{s\beta}$ corresponde a la proyección sobre el eje imaginario.

Al representar la corriente $\boldsymbol{i}_s$ en un sistema de coordenadas arbitrario, se obtiene:

$$\boldsymbol{i}_s e^{-j\varphi} = i_{sd} + j i_{sq} \tag{4.29}$$

Para representar la corriente del estator de un sistema trifásico en coordenadas estáticas bifásicas ($\alpha\beta$) se utiliza la transformación $\alpha\beta$, y para representar la corriente del estator respecto a un sistema de referencia arbitrario se utiliza la transformación dq.

- **Transformación de Clarke**

  La transformación matemática $\alpha\beta$, transforma un sistema trifásico en un sistema bifásico ortogonal:

$$i_{s\alpha} = \Re e\{\boldsymbol{i}_s\} = \Re e\left\{\frac{2}{3}\left(i_a + \boldsymbol{a} i_b + \boldsymbol{a}^2 i_c\right)\right\} = \frac{2}{3} i_a - \frac{1}{3}(i_b + i_c) \tag{4.30}$$

$$i_{s\beta} = \Im m\{\boldsymbol{i}_s\} = \Im m\left\{\frac{2}{3}\left(i_a + \boldsymbol{a} i_b + \boldsymbol{a}^2 i_c\right)\right\} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \tag{4.31}$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{4.32}$$

  Al considerar el caso particular en que la suma de las tres corrientes del sistema trifásico es igual a cero, se obtiene:

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$i_{s\alpha} = i_\alpha \tag{4.33}$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2 i_b) \tag{4.34}$$

La transformación del sistema de referencia ortogonal $\alpha\beta$ a un sistema trifásico se realiza mediante las ecuaciones:

$$i_a = i_{s\alpha} \tag{4.35}$$

$$i_b = -\frac{1}{2} i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \tag{4.36}$$

$$i_c = -\frac{1}{2} i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \tag{4.37}$$

- **Transformación de Park**

  La representación del sistema bifásico $\alpha y \beta$ obtenido mediante la transformación de Clarke, es rotado un ángulo φ y, al considerar lo visto en (4.22), se obtiene la representación en los ejes d y q.

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos(\varphi) + i_{s\beta} \operatorname{sen}(\varphi) \tag{4.38}$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \operatorname{sen}(\varphi) + i_{s\beta} \cos(\varphi) \tag{4.39}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \operatorname{sen}(\theta) \\ -\operatorname{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{4.40}$$

  Para efectuar la transformación inversa desde el sistema de referencia *dq* al sistema de referencia $\alpha\beta$ se utiliza la transformación *dq* inversa. Al considerar un ángulo de rotación φ entre los dos sistemas de referencia, se obtiene:

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos(\varphi) - i_{sq} \operatorname{sen}(\varphi) \tag{4.41}$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \operatorname{sen}(\varphi) + i_{sq} \cos(\varphi) \tag{4.42}$$

4.2.3. Modelo electromecánico de la máquina

4.2.3.a. Potencia instantánea

La potencia instantánea de un sistema trifásico corresponde a

$$p_e = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \tag{4.43}$$

Que al ser representada mediante fasores espaciales queda como

$$p_e = \frac{3}{2}\Re e\left\{\frac{2}{3}\left(v_a + \boldsymbol{a}^2 v_b + \boldsymbol{a} v_c\right)\cdot\frac{2}{3}\left(i_a + \boldsymbol{a} i_b + \boldsymbol{a}^2 i_c\right)\right\} \tag{4.44}$$

$$p_e = \frac{3}{2}\Re e\{\boldsymbol{v_s}^*\boldsymbol{i_s}\} = \frac{3}{2}\Re e\{\boldsymbol{v_s}\boldsymbol{i_s}^*\} \tag{4.45}$$

4.2.3.b. Torque instantáneo

Para determinar el torque instantáneo se realiza un balance de energía. La energía eléctrica absorbida por la máquina se divide en las pérdidas por efecto Joule, la energía acumulada como campo magnético y la energía mecánica entregada al rotor de la máquina, que escrito en forma diferencial es

$$d\boldsymbol{W}_{elec} = d\boldsymbol{W}_{perd} + d\boldsymbol{W}_{campo} + d\boldsymbol{W}_{mec} \tag{4.46}$$

De la relación $d\boldsymbol{W}_{elec} = p_s dt$ y (4.45), se puede escribir el diferencial de energía eléctrica en un sistema de referencia fijo al rotor ($\omega_k = \omega$)

$$d\boldsymbol{W}_{elec} = \frac{3}{2}\Re e\left\{\left(\boldsymbol{i}_s^* R_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s^*}{dt} + j\omega\boldsymbol{\psi}_s^*\right)\boldsymbol{i}_s\right\}dt = \frac{3}{2}i_s^2 R_s dt + \Re e\left\{\left(\frac{d\boldsymbol{\psi}_s^*}{dt} + j\omega\psi_s^*\right)\right\}dt \tag{4.47}$$

En (4.47) se han despreciado las pérdidas del fierro.

Debido a que la energía magnética acumulada es independiente de la velocidad del rotor y sólo depende del valor de la inductancia y la corriente en un determinado instante, se considera para su determinación que $\omega = \dfrac{d\theta}{dt} = 0$, y se obtiene:

$$d\boldsymbol{W}_{campo} = \frac{3}{2}\Re e\left\{\frac{d\boldsymbol{\psi}_s^*}{dt}\boldsymbol{i_s} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r^*}{dt}\boldsymbol{i_r}\right\}dt \tag{4.48}$$

Si T es el torque aplicado al eje

$$dW_{mec} = T\frac{\omega}{p}dt \tag{4.49}$$

Donde p corresponde al número de pares de polos de la máquina.

Reemplazando las (4.46) y (4.48) en (4.49), se obtiene

$$d\boldsymbol{W}_{elec} = d\boldsymbol{W}_{perd} + \frac{3}{2}\Re e\left\{\frac{d\boldsymbol{\psi}_s^*}{dt}\boldsymbol{i_s} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r^*}{dt}\boldsymbol{i_r}\right\}dt + T\frac{\omega}{p}dt \tag{4.50}$$

De donde se deduce

$$\frac{3}{2}\Re e\{j\omega\boldsymbol{\psi}_s^*\boldsymbol{i}_s\} = T\frac{\omega}{p}dt \tag{4.51}$$

Y se obtiene el torque instantáneo expresado en función de fasores espaciales

$$T = \frac{3}{2} p \Im m\{\boldsymbol{\psi}_s^* \boldsymbol{i}_s\} \tag{4.52}$$

4.2.4. Modelo de la máquina de imanes permanentes mediante fasores espaciales

Las ecuaciones básicas de la PMSM que permitirá obtener el modelo de la máquina y definir la estrategia de control que se aplicara, se deducen bajo las siguientes suposiciones:

- La distribución espacial de los devanados por fase del estator es sinusoidal.
- No existe ningún efecto térmico sobre las resistencias del estator ni sobre el imán permanente.
- No existe efecto de saturación.
- No existe pérdidas en el hierro de la máquina.

La ecuación de las tensiones como vector en el estator se expresa en 4.53, donde R_s es la resistencia del estator, i_{abs} es el fasor espacial de corriente del estator, y ψ_{abs} es el flujo enlazado en el estator.

$$\boldsymbol{v}_{abc} = R_s \boldsymbol{i}_{abc} + \frac{\boldsymbol{d}\boldsymbol{\psi}}{dt} \tag{4.53}$$

$$i_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{4.54}$$

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{4.55}$$

El flujo enlazado en el estator, ψ_{abc}, es en parte originado por el mismo flujo del estator $\psi_{abc(s)}$ y por los imanes permanentes del rotor $\psi_{abc(r)}$. El flujo en el estator $\psi_{abc(s)}$ se obtiene de la matriz de inductancias de la bobina del estator y el vector de corrientes del estator. El flujo enlazado del rotor $\psi_{abc(r)}$ se obtiene de un vector que contempla el ángulo eléctrico del sistema de referencia del rotor respecto del estator θ y la amplitud del flujo vista desde el estator, originada por los imanes del rotor ψ_m:

$$\psi_{abc} = \psi_{abc(s)} + \psi_{abc(r)} \tag{4.56}$$

$$\psi_{abc(s)} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{4.57}$$

$$\psi_{abc(r)} = \psi_m \begin{bmatrix} \text{sen}\,(\theta) \\ \text{sen}\,(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}\,(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{4.58}$$

Donde (4.57) define el flujo originado desde el estator por una matriz compuesta de autoinductancias e inductancias mutuas y (4.58) el flujo desde el rotor.

Según (4.53) y sustituyendo los términos que corresponden, se obtiene (4.59) expresada en forma matricial el conjunto de ecuaciones del motor.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \psi_m \begin{bmatrix} \text{sen}\,(\theta) \\ \text{sen}\,(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}\,(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right\} \tag{4.59}$$

La primera transformación matemática utilizada es denominada transformada de Clarke, su aplicación permite la transformación de un sistema de 3 fases equiespaciados en 120 grados (sistema abc) a uno de dos fases ortogonales entre sí (sistema $\alpha\beta$). Esto se expresa como:

$$I_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta} \cdot I_{abc} \tag{4.60}$$

Donde la matriz de transformación vista (4.32) se define como

$$[T_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{4.61}$$

Esta transformación simplifica el análisis pero no resuelve el problema de la dependencia del ángulo. Para lograr esto, se debe de hacer girar todo el sistema $\alpha\beta$ con el ángulo θ es decir, realizar la transformación de Park.
Esto se logra al aplicar una matriz de giro a las corrientes $I_\alpha I_\beta$ y se expresa como

$$I_{dq} = \rho(\theta) \cdot I_{\alpha\beta} \tag{4.62}$$

Donde la matriz de giro mostrada ya en (4.40) se define como

$$\rho(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\,(\theta) & \text{sen}\,(\theta) \\ -\,\text{sen}\,(\theta) & \cos\,(\theta) \end{bmatrix} \tag{4.63}$$

Como resultado de las transformaciones se obtiene un nuevo sistema de coordenadas cuyos ejes d, q, son los ejes magnéticos del rotor, tal como se muestra en la figura 4.7.

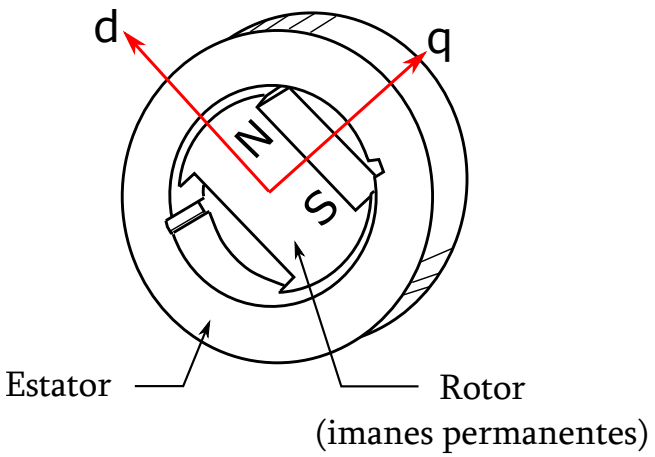


Figura 4.7: Ejes directo (d) y de cuadratura (q)

De las transformaciones matemáticas anteriores, se simplifica el análisis de la PMSM debido que se obtienen unas nuevas expresiones de las ecuaciones del motor en coordenadas dq, en la cual desaparecen términos que dependen del ángulo θ, por lo que el sistema pasa a ser mas simple de analizar.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_m \end{bmatrix} \tag{4.64}$$

Que es igual a (4.12) reescrita en coordenadas dq. Donde L_d y L_q son las inductancias en el eje directo y en cuadratura respectivamente.

La ecuación (4.64) representa la maquina en el marco de referencia síncronico y a partir de ella se obtienen los circuitos equivalentes de la figura 4.8.

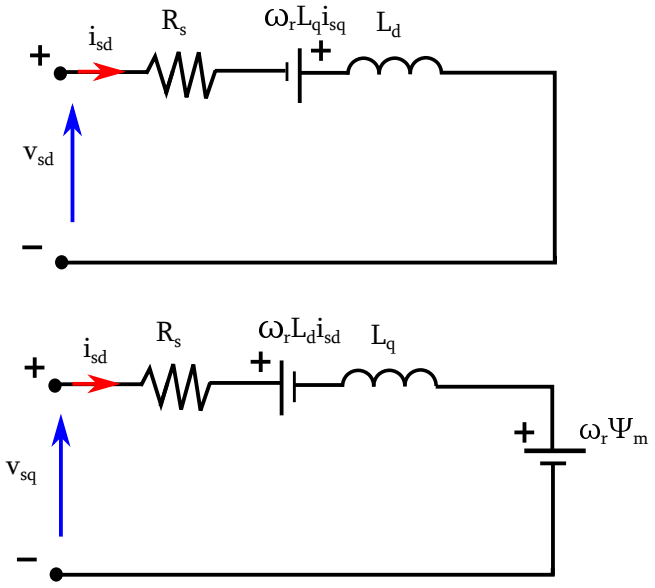


Figura 4.8: Circuitos equivalentes de la PMSM en coordenadas dq

4.2.4.a. Ecuaciones mecánicas de la máquina sincrónica de imanes permanentes

La ecuación de torque eléctrico desarrollado por la máquina se obtiene haciendo uso de la ecuación de potencia eléctrica consumida por la máquina.

$$P_e = \frac{3}{2}\left(v_d i_d + v_q i_q\right) \tag{4.65}$$

Reemplazando los valores de tensión v_d y v_q (4.64) y ordenando los términos, se obtiene la potencia eléctrica consumida por la máquina (4.66).

$$P_e = \frac{3}{2}\left(R_s i_d^2 + R_s i_q^2\right) + \frac{3}{2}\left[L_d \frac{d}{dt}\left(\frac{i_d^2}{2}\right) + L_q \frac{d}{dt}\left(\frac{i_q^2}{2}\right) + \right] + \frac{3}{2}\left[\omega_r \left\{\psi_m i_q + \left(L_d - L_q\right) i_d i_q\right\}\right] \tag{4.66}$$

En esta expresión se observa que el primer término corresponde a las pérdidas por efecto Joule que introducen las resistencias. El segundo término corresponde a la variación temporal de las intensidades con el tiempo, por lo tanto es la variación de la energia magnética almacenada. Mientras que el último termino es el encargado de la conversión de la energía eléctrica en mecánica, por lo tanto, el torque que se obtiene utilizando el último término de ecuación (4.66) es

$$T_e = \frac{1}{\omega_{mec}} \cdot \frac{3}{2}\left[\omega_r \left\{\psi_m i_q + \left(L_d - L_q\right) i_d i_q\right\}\right] \tag{4.67}$$

Donde

$$\omega_r = \frac{p}{2}\omega_{mec} \tag{4.68}$$

Con ω_{mec} es la velocidad de giro mecánica del rotor y p el número de pares de polo de la máquina. Así la ecuación del torque queda definida como

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2}\left[\psi_m i_q + \left(L_d - L_q\right) i_d i_q\right] \tag{4.69}$$

4.3. Convertidores de potencia

Los circuitos electrónicos de potencia típicos utilizados en HEV, EV y FCV incluyen rectificadores, convertidores AC/DC y convertidores DC/DC [2]. Los problemas que deben abordarse en el diseño de los circuitos de electrónica de potencia HEV incluyen:

- Diseño eléctrico: incluye el diseño del circuito de conmutación principal, el diseño de los circuitos del controlador, la selección del dispositivo de conmutación, la optimización de la frecuencia de conmutación y los cálculos de pérdidas.
- Diseño del algoritmo de control: incluye el diseño del algoritmo de control para lograr la tensión, la corriente y la frecuencia deseados en la salida, y para realizar el flujo de potencia bidireccional.
- Diseño magnético: incluye el diseño de inductores, condensadores y otros componentes magnéticos necesarios para el filtrado, la conmutación y las unidades de control de disparo de los semiconductores.
- Diseño mecánico y térmico: incluye el modelado de la pérdida de dispositivos de potencia y componentes magnéticos, el diseño del sistema de enfriamiento, el disipador de calor y el gabinete, y la integración de la unidad de electrónica de potencia.

En general, hay dos convertidores bidireccionales DC/DC en aplicaciones de HEV. Uno de los convertidores DC/DC es un convertidor de alta potencia que une la batería de baja tensión con el enlace DC de alta tensión. Un segundo convertidor DC/DC de bajo consumo conecta la batería del convertidor con una batería auxiliar de baja tensión.

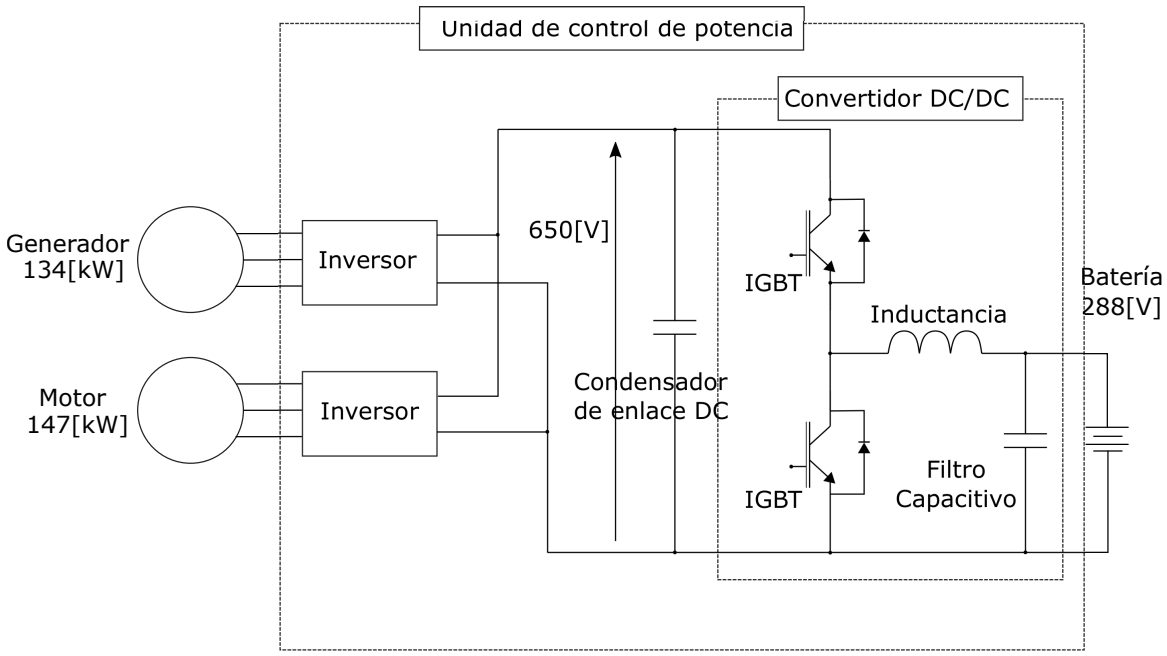


Figura 4.9: Sistema eléctrico de THS(Toyota Hybrid System) - para GH450h. [2]

La Fig. 4.9 muestra el sistema eléctrico de un vehículo híbrido comercial de Toyota modelo Prius. La tensión del sistema es de 650 V dc , este convertidor tiene la ventaja de aumentar la potencia del motor. El motor y el generador son máquinas de imán permanente. Las Fig. 4.10 y 4.11 muestran las características de potencia del motor utilizado. El aumento del tensión del sistema de esta manera significa que la potencia del motor aumenta a medida que aumenta la tensión aplicada al motor. Sin embargo, las partes del sistema deben ser capaces de soportar tensiones más altas. Como se muestra en la Fig. 4.9, la potencia del motor es de 147 kW, pero la potencia de la batería se ha reducido a alrededor del 83 % en comparación con modelos de vehículos anteriores al Prius THS-II. La menor capacidad de la batería ayuda a reducir el peso de la batería y el espacio que requiere, pero también hace que el mantenimiento del equilibrio de potencia entre el generador y el motor sea más crítico que nunca. Para reducir el espacio requerido para el inversor, un solo condensador maneja ambos sistemas del inversor. Pero esto significa que si la potencia del motor o del generador fluctúa, la fluctuación resultante en la tensión del inversor afectará al generador o al motor. Por lo tanto, es necesario mantener las fluctuaciones de potencia del motor al mínimo para evitar este problema.

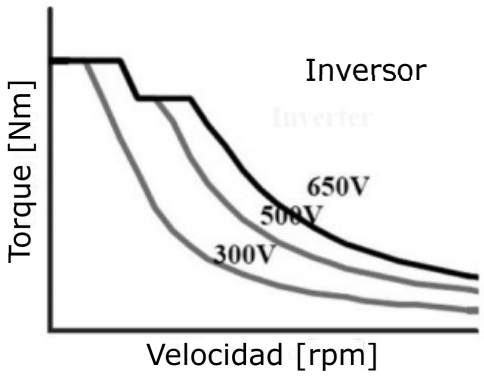


Figura 4.10: Características del motor: Torque - Velocidad [2]

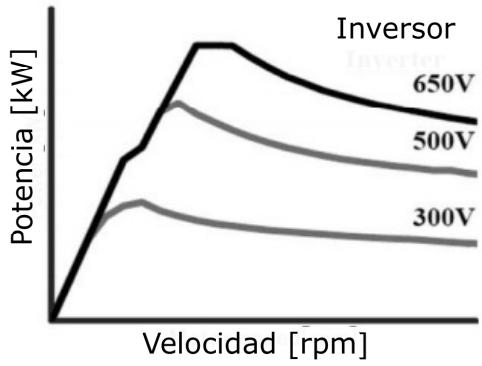


Figura 4.11: Características del motor: Potencia de salida - Velocidad [2]

La batería y el generador deben suministrar energía para adaptarse a lo que consume el motor, y si se consume demasiada energía, el exceso se extrae de la batería. Esto crea el riesgo de una sobrecorriente en el convertidor de refuerzo y una caída en la tensión de la batería. Particularmente, en un sistema de motor de alta potencia, grandes desequilibrios transitorios de potencia ocurren cuando los neumáticos se deslizan, y estos desequilibrios deben corregirse inmediatamente. Por lo general, la CPU híbrida controla el balance de potencia al enviar comandos de torque a la CPU del motor. Pero los retrasos en la comunicación entre la CPU híbrida y la CPU del motor a veces crean retrasos en el reconocimiento de la CPU híbrida de cuánta potencia consumen los motores. En un sistema de alta potencia, este tipo de demora sería fatal para el control del balance de potencia, por lo que se implementó una técnica mediante la cual la CPU del motor monitorea el balance de potencia para evitar que se consuma demasiada energía. También se estableció un límite en la cantidad de potencia que pueden consumir los motores.

Para vehiculos de celdas de combustible FCV, se utilizan esquemas para la unidad de control de potencia iguales al mostrado en la figura 2.8, el que muestra un convertidor bidireccional para supercondensadores y para baterías; y un convertidor unidireccional para la celda de combustible de hidrógeno. Esta configuración mostrada es del tipo serie como la mostrada en la figura 2.1 pero se intercambia el ICE y el tanque de combustible por la celda de combustible y un tanque de hidrógeno.

Para llevar a cabo la tarea de cambiar la frecuencia de la corriente (De una etapa DC a AC) o cambiar los niveles de tensión y corriente (DC de alta tensión a DC de baja tensión), se deben utilizar semiconductores. Estos deben ser conmutados de tal manera que tanto la corriente en el enlace DC, en el lado alterno (convertidor AC/DC) o en el lado de baja tensión DC (convertidor DC/DC) se mantengan independientes de la carga conectada.

Dependiendo de la forma de conmutación, es posible clasificar a los convertidores en tres grupos:

- Conmutación natural: se presenta cuando la red o carga eléctrica o carga a la cual haya sido conectado el convertidor facilita el apagado y encendido de los semiconductores. Un caso típico corresponde a un puente trifásico tiristorizado, donde su comportamiento ideal solo permite que cada fase conduzca como máximo 120° eléctricos.
- Conmutación forzada: el encendido y apagado de los dispositivos semiconductores se realiza a una frecuencia mayor a la del sistema siendo decenas o incluso miles de veces mayor (500 Hz a 50 kHz). Utilizando normalmente se ocupan estrategias de modulación PWM. Un ejemplo típico de esto corresponde a una topología provista de GTOs (tiristores de Gate-turn-off) y de IGBTs.
- Resonantes y cuasi-resonantes: tanto el encendido como el apagado de los semiconductores se realiza cuando la corriente y/o tensión pasa por cero. Lo que se busca con esta forma es lograr reducir las pérdidas por conmutación en los semiconductores. Un ejemplo tipico se halla en topologías para hornos de inducción

De las categorías anteriores, se hará énfasis en la segunda. Se mencionarán características de la conmutación natural.La tercera categoría no será estudiada ya que no es de interés en accionamientos de vehículos eléctricos a nivel de tracción.

Para llevar a cabo la correcta implementación de un convertidor se necesita elegir el semiconductor adecuado en función de sus ventajas y desventajas. Las opciones utilizadas en accionamientos de alta potencia (del orden de los MW) son los GTOs y los IGCTs, también están los RB-IGBT que posee las ventajas de conmutación del IGBT junto con el aumento en la capacidad de bloqueo en sentido contrario de la corriente (reverse blocking).

4.3.1. Semiconductores

En la actualidad existen diversas topologías para convertidores, clasificadas según su nivel de potencia, estrategias en la conmutación y carga conectada dependiendo de su aplicación [1]. Entre ellos existen los MOFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) y los IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Ambos se caracterizan por permitir la conducción de manera forzada, mediante una señal de control tanto para permitir conducción como para detenerla. Al proceso de pasar de un estado de no conducción (off) a uno activo (on) se denomina conmutación y por lo general se requiere que estos semiconductores conmuten a frecuencias elevadas para poder generar señales de tensión adecuadas para el accionamiento. Dado su desempeño y a pesar de ser una tecnología reciente, los IGBTs son el candidato óptimo para el diseño de un convertidor .

4.3.1.a. MOSFET

El MOSFET (figura 4.12 es un dispositivo de cuatro terminales llamados fuente (S: Source), drenador (D: Drain), puerta (G: Gate) y sustrato (B: Bulk). Sin embargo, el sustrato generalmente está conectado internamente al terminal de fuente y por este motivo se pueden encontrar dispositivos MOSFET de tres terminales. El término metal en el nombre MOSFET es actualmente incorrecto ya que el aluminio que fue el material de la puerta hasta mediados de 1970 fue sustituido por el silicio policristalino debido a su capacidad de formar puertas auto-alineadas.

Figura 4.12: MOSFET, C2M1000170D, N-Canal-Canal, 5 A, 1700 V, 3-Pin, TO-247 Simple SiC

El MOSFET se basa en controlar la concentración de portadores de carga mediante un condensador MOS existente entre los electrodos del sustrato y el gate. El gate está localizado encima del sustrato y aislado de todas las demás regiones del dispositivo por una capa de dieléctrico, que en el caso del MOSFET es un óxido, como el dióxido de silicio (figura 4.13). Si se utilizan otros materiales dieléctricos que no sean óxidos, el dispositivo es conocido como un transistor de efecto de campo

metal-aislante-semiconductor (MISFET). Comparado con el condensador MOS, el MOSFET incluye dos terminales adicionales (fuente y drenador), cada uno conectado a regiones altamente dopadas que están separadas por la región del sustrato. Estas regiones pueden ser de tipo p o n, pero deben ser ambas del mismo tipo, y del tipo opuesto al del sustrato. la fuente y el drenador (de forma distinta al sustrato) están fuertemente dopadas y en la notación se indica con un signo + después del tipo de dopado.

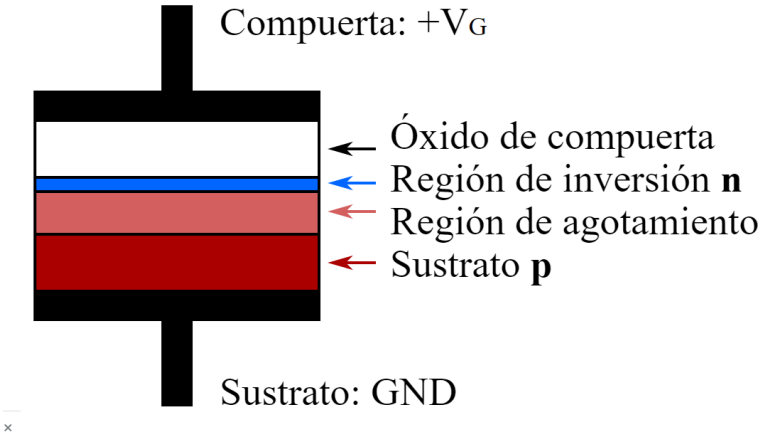


Figura 4.13: Estructura Metal-óxido-semiconductor construida con un sustrato de silicio tipo p

Si el MOSFET es de canal n (NMOS) entonces las regiones de dopado para la fuente y el drenador son regiones *n+* y el sustrato es una región de tipo p. Si el MOSFET es de canal p (PMOS) entonces las regiones de dopado para la fuente y el drenador son regiones *p+* y el sustrato es una región de tipo n. El terminal de fuente se denomina así porque ser origen de los portadores de carga (electrones en el canal n, huecos en el canal p) que fluyen a través del canal; de forma similar, el drenador es el punto en el cual los portadores de carga abandonan el canal.

La conexión del sustrato, en los casos donde se muestra, se coloca en la parte central del canal con una flecha que indica si el transistor es PMOS o NMOS. La flecha siempre apunta en la dirección P hacia N, de forma que un NMOS (Canal N en un sustrato P) tiene la flecha apuntando hacia adentro (desde el sustrato hacia el canal). Si el sustrato está conectado internamente a la fuente (como generalmente ocurre en dispositivos discretos) se conecta con una línea en el dibujo entre el sustrato y la fuente. Si el sustrato no se muestra en el dibujo (como generalmente ocurre en el caso de los diseños de circuitos integrados, debido a que se utiliza un sustrato común) se utiliza un símbolo de inversión para identificar los transistores PMOS, y de forma alternativa se puede utilizar una flecha en la fuente de forma similar a como se usa en los transistores bipolares (la flecha hacia afuera para un NMOS y hacia adentro para un PMOS).

El funcionamiento de un transistor MOSFET se puede dividir en tres diferentes regiones de operación, dependiendo de las tensiones en sus terminales. En la presente discusión se utiliza un modelo algebraico que es válido para las tecnologías básicas antiguas, y se incluye aquí con fines didácticos.

En los MOSFET modernos se requieren modelos computacionales que exhiben un comportamiento mucho más complejo. Para un transistor NMOS de enriquecimiento se tienen las siguientes regiones:

- Corte: cuando $V_{GS} < V_{th}$ donde V_{th} es la tensión umbral del transistor, en esta región el dispositivo se encuentra apagado. No hay conducción entre la fuente y el drenador, de modo que el MOSFET se comporta como un interruptor abierto.
- Región lineal u ohmica: Cuando $V_{GS} > V_{th}$ y $V_{DS} < (V_{GS} - V_{th})$, Al polarizarse la puerta con una tensión mayor que la tensión de umbral, se crea una región de agotamiento en la región que separa la fuente y el drenador. Si esta tensión crece lo suficiente, aparecerán portadores minoritarios (huecos en PMOS, electrones en NMOS) en la región de agotamiento, que darán lugar a un canal de conducción. El transistor pasa entonces a estado de conducción, de modo que una diferencia de potencial entre drenador y fuente dará lugar a una corriente. El transistor se comporta como una resistencia controlada por la tensión de puerta.
- Saturación o activa: Cuando $V_{GS} > V_{th}$ y $V_{DS} > (V_{GS} - V_{th})$, Cuando la tensión entre drenador y fuente supera cierto límite, el canal de conducción bajo la puerta sufre un estrangulamiento en las cercanías del drenador y desaparece. La corriente que entra por el drenador y sale por la fuente no se interrumpe, ya que es debida al campo eléctrico entre ambos, pero se hace independiente de la diferencia de potencial entre ambos terminales.

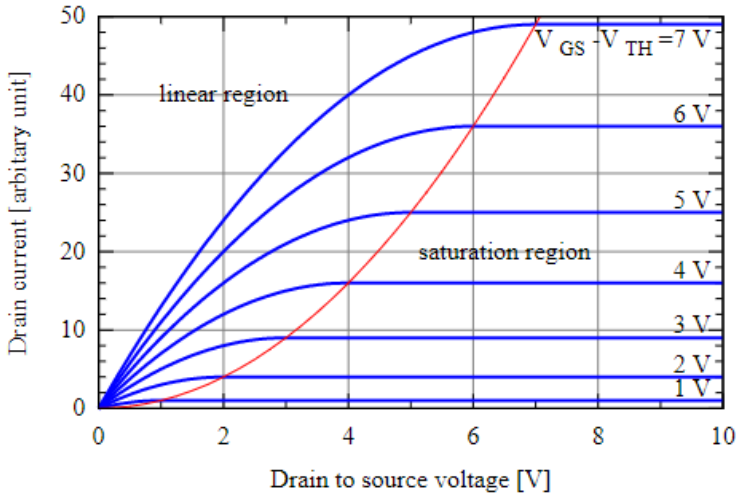


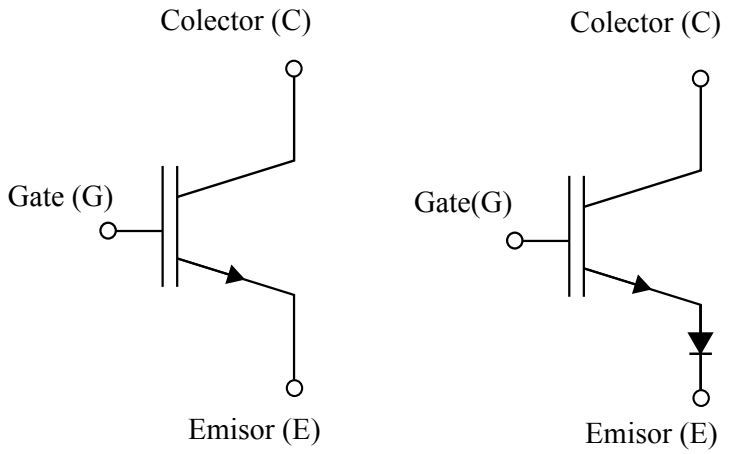
Figura 4.14: Corriente de drenador vs tensión drenador-fuente para distintos valores de ; el límite entre la región lineal (óhhmica) y la región de saturación (activa) se indica por la parábola en rojo.

4.3.1.b. IGBT

El transistor bipolar de puerta aislada o IGBT (figura 4.15) es un dispositivo semiconductor que se aplica como interruptor controlado en circuitos de electrónica de potencia.

Figura 4.15: Módulo IGBT, SKM100GB12T4 , Medio puente doble, 160 A, 1200 V, N-Canal, SEMITRANS2, 7-Pines Serie

A este dispositivo se le adiciona una capa de semiconductores, con un método de construcción parecido al utilizado en la creación de tiristores. Esto permite aumentar la capacidad de bloqueo de los IGBT, dado que este no es capaz de de impedir una conducción inversa. También existe una variante que busca utilizar un IGBT con un diodo en serie, este se muestra en la figura 4.16.b, la desventaja es que aumenta las pérdidas en estado de conducción.



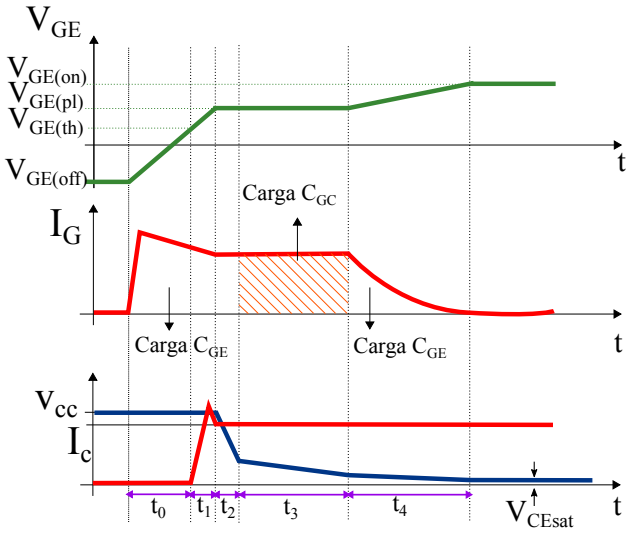
(a) IGBT convencional. (b) IGBT con diodo en serie.

Figura 4.16: Esquemas de IGBT [1]

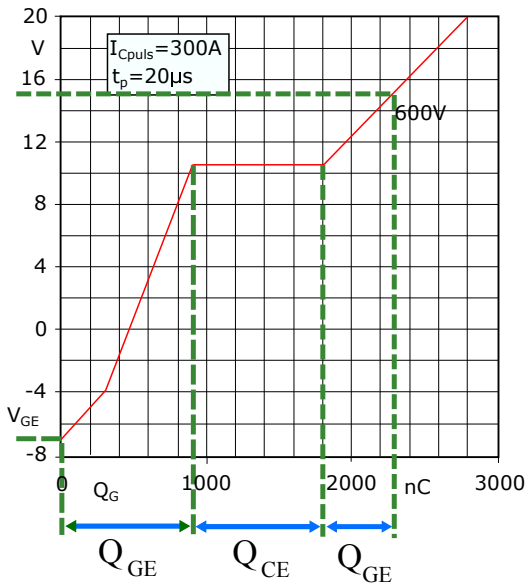
Los IGBT (Insulated gate bipolar transistor) han sido utilizados ampliamente en inversores debido a su sencilla conmutación tanto en encendido y apagado a grandes frecuencias (50 kHz), driver de baja potencia, tamaño compacto y modular, tensiones máximas de 6,6 kV y corrientes máximas del orden de los kA. Entre las desventajas, se encuentra en la tensión colector-emisor, cuando el dispositivo está en conducción y que es mayor a la que aparece en los MOSFET.

Para entender el comportamiento de encendido y apagado de un IGBT se adjunta la figura 4.17 en

donde se aprecia la dinámica asociada al encendido y apagado. En dicha figura se observan distintos intervalos de tiempo, los cuales tienen como objetivo conocer detalladamente la dinámica de encendido y apagado de los semiconductores: el tiempo t_0 corresponde al tiempo en donde la corriente del I_G carga al condensador C_{GE} hasta alcanzar el valor umbral mínimo (threshold), bajo ese nivel el IGBT no entra en estado de conducción y la corriente I_C es nula mientras que la tensión V_{CE} es igual a V_{CC}. En el intervalo t_1 se supera el umbral y la conducción comienza, por su parte la corriente en la carga supera el valor en estado estacionario, debido al efecto de la corriente de recuperación del diodo volante, la cual se suma a la corriente I_C o de carga. Para el intervalo t_2, la tensión colector-emisor comienza a disminuir con una dinámica asociada al efecto capacitivo entre ambos terminales, por otra parte el efecto del diodo volante desaparece. En el intervalo t_3, la tensión colector-emisor sigue disminuyendo, pero la capacitancia entre ambos terminales aumenta, siendo cargado por la corriente I_G. Finalmente en el intervalo t_4, la corriente en el gate cae exponencialmente a causa de un incremento en la carga del condensador C_{GE}, lo que hace que no siga cargando el condensador C_{CE} y la tensión entre dichos terminales caiga al valor de saturación, el cual es el estado deseado para operar el semiconductor.



(a) Curvas de corriente en la carga Ic, corriente en el gate IG y tensión de Gate- Emisor VGE.



(b) Variación de la carga según tensión aplicada de gate.

Figura 4.17: Curvas características de los IGBTs [1]

La principal desventaja del uso de este semiconductor yace en la poca capacidad que presentan frente a tensiones de colector-emisor negativas, por lo tanto, frente a corrientes inductivas no se utilizan sin un diodo en antiparalelo que les permita conducir la corriente en sentido inverso y verse expuestos a tensiones negativas por tiempos prolongados. No obstante, avances en la fabricación de estos semiconductores han permitido disminuir la energía de apagado, junto con la disminución de la caída de tensión en los semiconductores, que se traduce en una disminución de pérdidas al momento de compararlos con la cuarta generación de IGBTs.

4.3.2. Inversor trifásico

El inversor trifásico es uno de los convertidores más utilizados en la actualidad. Como su nombre lo indica, esta topología se utiliza para alimentar cargas trifásicas, generalmente máquinas de inducción, alimentándolas con tensiones de magnitud y frecuencia variables [10]. Es por esto que generalmente es llamado variador de frecuencia. La topología se basa en una fuente de tensión continuo, generalmente obtenida desde un rectificador trifásico basado en diodos, que alimenta tres piernas de semiconductores, que no son más que la conexión serie de dos semiconductores, conectando la carga al punto medio de cada una de estas piernas, tal como se muestra en la figura 4.18.

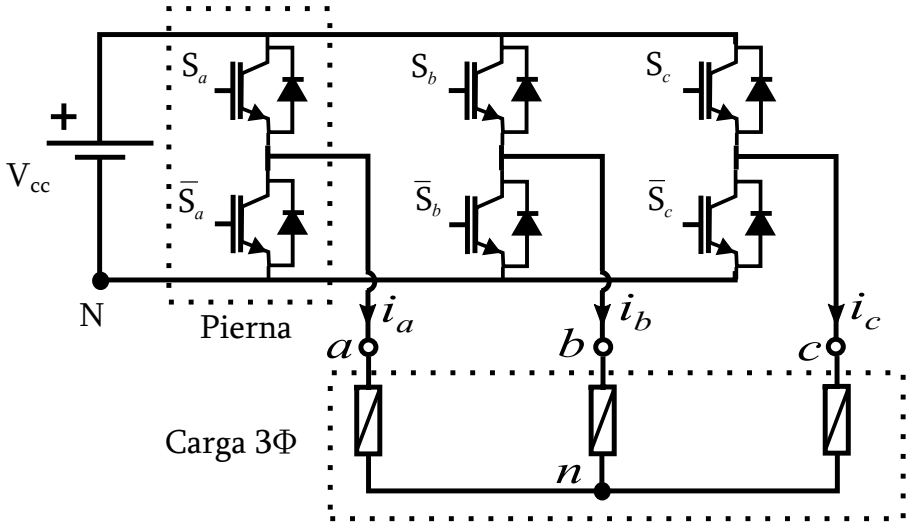


Figura 4.18: Esquema de un inversor clásico [10]

Nótese que, tal como se muestra en la figura 4.18, y como suele suceder en la mayoría de los casos reales, no existe una conexión eléctrica entre el neutro del inversor (N) y el neutro de la carga (n), luego a priori, $v_{Nn} \neq 0$. Los semiconductores de una pierna deben trabajar de manera complementaria (idealmente) o cuasi-complementaria (en la realidad), debido a la inclusión del tiempo muerto. La tensión de salida del inversor, en función de los interruptores de potencia, puede definirse como:

$$v_x = v_{xN} = S_x \cdot V_{DC} \quad x \in \{a, b, b\} \tag{4.70}$$

Es decir, la tensión en los terminales de salida del inversor es una señal que puede tomar sólo dos valores $v_{xN} \in \{0, V_{DC}\}$, por lo que nuevamente es necesario un proceso de modulación con el fin de obtener una corriente principalmente sinusoidal por la carga.

Ahora bien, es importante tener en cuenta que la tensión generada por el inversor en cada fase no es exactamente la misma que cae en la impedancia de dicha fase, dado que, como ya se señaló, $v_{Nn} \neq 0$. Esto queda más claro mediante el siguiente análisis:

- Como ya se ha mencionado, cada fase del inversor puede tomar sólo uno de dos valores posibles; luego como un todo, el inversor cuenta con sólo 8 posibles combinaciones de tensiones:

S_a	S_b	S_c	v_{aN}	v_{bN}	v_{cN}	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	V_{DC}	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
0	1	0	0	V_{DC}	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
0	1	1	0	V_{DC}	V_{DC}	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
1	0	0	V_{DC}	0	0	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
1	0	1	V_{DC}	0	V_{DC}	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
1	1	0	V_{DC}	V_{DC}	0	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
1	1	1	V_{DC}	V_{DC}	V_{DC}	0	0	0

Tabla 4.1: Combinaciones de tensiones posibles de tensiones en el inversor [10]

- Las tensiones entre líneas tienen tres niveles de tensión: $\pm V_{DC}, 0$.
- Luego, desde el punto de vista de la carga, el inversor es una fuente de tensión que se conecta de una de las 8 formas mostradas en la figura 4.19.

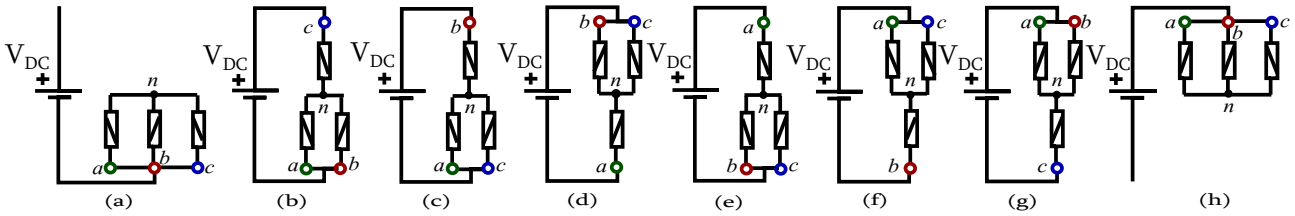


Figura 4.19: Posibles combinaciones del inversor desde el punto de vista de la carga. [10]

- Asumiendo que las impedancias de las tres fases de salida son iguales, se obtienen fácilmente las tensiones en las tres fases de la carga para cada una de las 8 combinaciones antes descritas:

Fig. 4.19	S_a	S_b	S_c	v_{aN}	v_{bN}	v_{cN}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_α	v_β	$v_\alpha + jv_\beta$
(a)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$\mathbf{v_0}$
(b)	0	0	1	0	0	V_{DC}	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-(1/3)V_{DC}$	$(1/\sqrt{3})V_{DC}$	$\mathbf{v_5}$
(c)	0	1	0	0	V_{DC}	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-(1/3)V_{DC}$	$-(1/\sqrt{3})V_{DC}$	$\mathbf{v_3}$
(d)	0	1	1	0	V_{DC}	V_{DC}	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-(2/3)V_{DC}$	0	$\mathbf{v_4}$
(e)	1	0	0	V_{DC}	0	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$(2/3)V_{DC}$	0	$\mathbf{v_1}$
(f)	1	0	1	V_{DC}	0	V_{DC}	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$(1/3)V_{DC}$	$(1/\sqrt{3})V_{DC}$	$\mathbf{v_6}$
(g)	1	1	0	V_{DC}	V_{DC}	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$(1/3)V_{DC}$	$-(1/\sqrt{3})V_{DC}$	$\mathbf{v_2}$
(h)	1	1	1	V_{DC}	V_{DC}	V_{DC}	0	0	0	$-(1/3)V_{DC}$	$(1/\sqrt{3})V_{DC}$	$\mathbf{v_7}$

Tabla 4.2: Estado de los semiconductores, tensiones instantáneas en el inversor y vectores espaciales [10]

- Es importante destacar que las tensiones de salida del inversor (v_{xN}) son señales de dos niveles $(0, V_{DC})$, mientras que las tensiones en la carga (v_{xn}) son señales de 5 niveles de tensión $(\pm\frac{2}{3}V_{DC}, \pm\frac{1}{3}V_{DC}, 0)$.

4.3.2.a. Modulación

Al igual que con otros convertidores, existen diferentes maneras de obtener patrones PWM (Pulse Width Modulation) para generar corrientes trifásicas sinusoidales en un inversor trifásico. Una de las maneras más sencillas es la utilización del esquema mostrado en la figura 4.20.

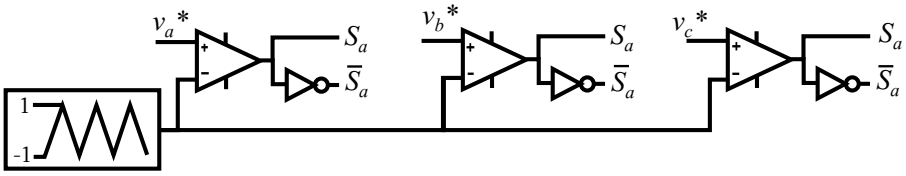


Figura 4.20: Modulador para inversor trifásico. [10]

En el modulador de la figura 4.20 se puede observar la diferencia lógica de la existencia de tres referencias: v_a^*, v_b^* y v_c^*. Estas referencias no tienen por qué corresponder a un sistema trifásico balanceado.

La figura 4.21 muestra la tensión de salida del convertidor obtenida para diferentes valores de referencia, asumiéndola constante. De acuerdo a esto se tiene que la tensión promedio en la salida del convertidor en un período de la señal triangular, $T_s = 1/f_s$,es:

$$\overline{v}_{aN} = \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} v_a^*, \quad -1 \leq v_a^* \leq 1 \tag{4.71}$$

Claramente para valores de v_a^* mayores a 1 (o inferiores a -1) la tensión de salida permanece constante en V_{DC} (o 0, según corresponda).

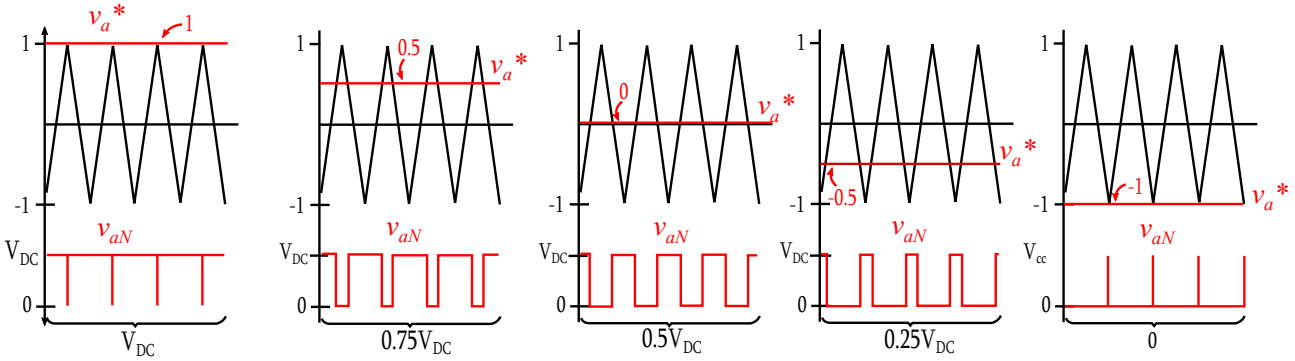


Figura 4.21: Tensiones de salida para diferentes valores de referencia [10]

Por otra parte, las componentes de alta frecuencia variarán en magnitud, es decir, una componente de la misma frecuencia de la señal triangular, cuya magnitud dependerá de la magnitud de v_a^*.

Ahora, si asumimos que la frecuencia de la señal triangular es relativamente alta (del orden de los kilo-Hertz), y que v_a^* es una señal del tipo:

$$v_a^* = m \operatorname{sen}(2\pi f_m t), \quad f_m << f_s \tag{4.72}$$

Donde m es el índice de modulación, entonces dentro de cada período de la triangular podemos considerar que la referencia es constante.

El índice de modulación normalizado a la tensión fundamental se define como

$$m = \frac{v_1}{v_{1,seis-pasos}} \tag{4.73}$$

Donde v_1 corresponde a la componente fundamental de tensión lograda con un determinado esquema de modulación y $v_{1,seis-pasos} = (2/\pi)V_{DC}$, corresponde a la componente fundamental de tensión con una operación. Por definición el índice de modulación es igual a uno con un método de modulación de seis pasos, en otros casos es menor a uno y mayor o igual a cero.

El índice de modulación tiene directa relación con la magnitud de la tensión trifásica que es posible obtener mediante un método de modulación en relación a una determinada tensión continua V_{DC}. Por esta razón, un mayor índice de modulación asociado al método usado indica que es posible obtener una tensión de mayor magnitud generada con la misma tensión continua V_{DC}, permitiendo un mejor aprovechamiento del convertidor. El índice de modulación máximo constituye un importante índice en la determinación de un esquema de modulación para una aplicación dada.

De esta manera, considerando sólo las componentes de baja frecuencia de v_{aN} (que en lo sucesivo denominaremos $\tilde{v}_{aN}$), se tiene que:

$$\tilde{v}_{aN} = \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} m \operatorname{sen}(2\pi f_m t), \quad m \leq 1 \tag{4.74}$$

Es decir, una amplificación de la señal de referencia por un factor $V_{DC}/2$ (que es lo que se busca) y la adición de una componente continua de magnitud $V_{DC}/2$. Note que el valor de esta componente continua es independiente del valor de la referencia.

Por otro lado existirán componentes de alta frecuencia, relacionadas con la frecuencia de la señal triangular (y sus múltiplos), las que denominaremos v_{aN}^{∞}. Así, la tensión en la salida del convertidor puede representarse como:

$$v_{aN} = \tilde{v}_{aN} + v_{aN}^{\infty} \tag{4.75}$$

4.3.2.b. Consecuencias desde el punto de vista de la carga

En base a lo visto en el punto anterior, el inversor visto desde la carga, puede modelarse como una conexión serie de fuentes de tensión (por simplicidad se ha modelado v_{xN}^{∞} como una única fuente), tal como se muestra en la figura 4.22.

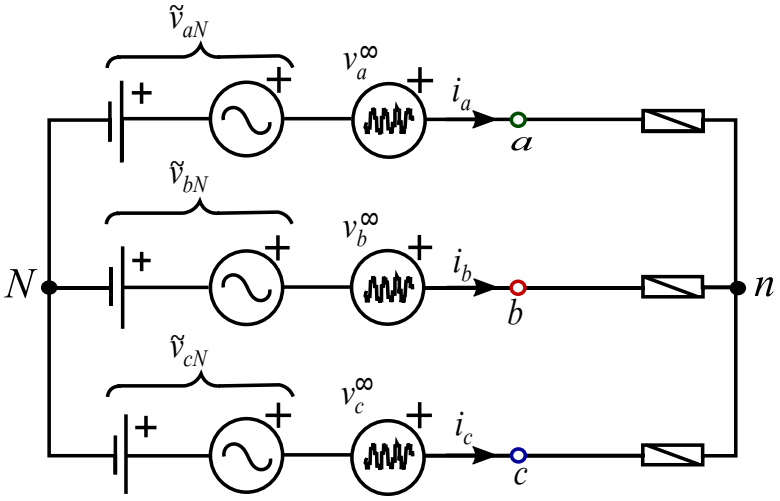


Figura 4.22: Inversor visto desde el punto de vista de la carga [10]

Es trivial ver que, de acuerdo con (4.74) y asumiendo una carga trifásica balanceada, el efecto de las componentes continuas en la carga es nulo. Por otra parte, dado que las cargas tienden a tener una respuesta pasabajos con respecto a la tensión, el efecto de las componentes de alta frecuencia v_{xN}^{∞} puede despreciarse.

Luego, si las componentes alternas de $(\tilde{v}_{aN}, \tilde{v}_{bN}, \tilde{v}_{cN})$ corresponden a un sistema trifásico balanceado, se obtendrán en la carga corrientes trifásicas balanceadas, tal como muestra la figura 4.23.

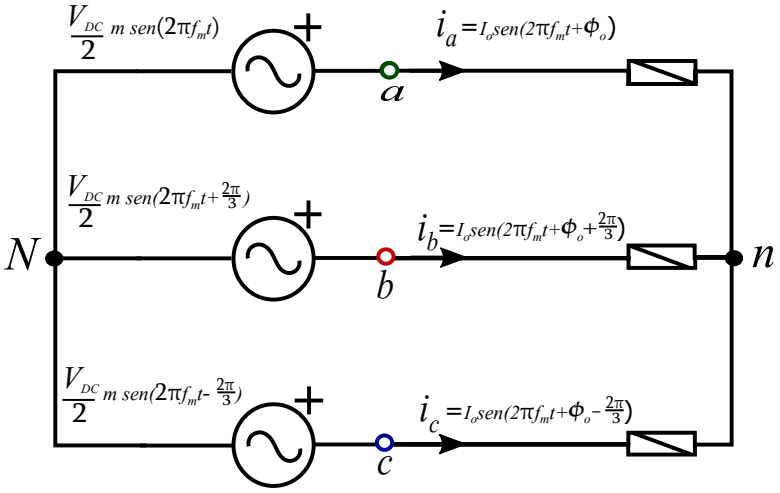


Figura 4.23: Modulador para inversor trifásico visto por la carga [10]

De esta forma es simple ver los efectos de la modulación sobre la componente fundamental de la tensión en la carga y, dependiendo de las características de la carga, determinar la corriente que se obtendrá.

4.3.2.c. Zona de sobremodulación

Se conoce como zona de sobremodulación a la operación de un inversor con un valor de $m > 1$. En este modo de operación existen prolongados instantes de tiempo dentro de los cuales los semiconductores dejan de conmutar, por lo que el valor medio dentro de un período de la triangular se mantiene en V_{DC} o cero según corresponda. Claramente, esto rompe la linealidad entre el valor dado por la referencia y el valor de tensión realmente aplicado en la carga, tal como muestra la figura 4.24.

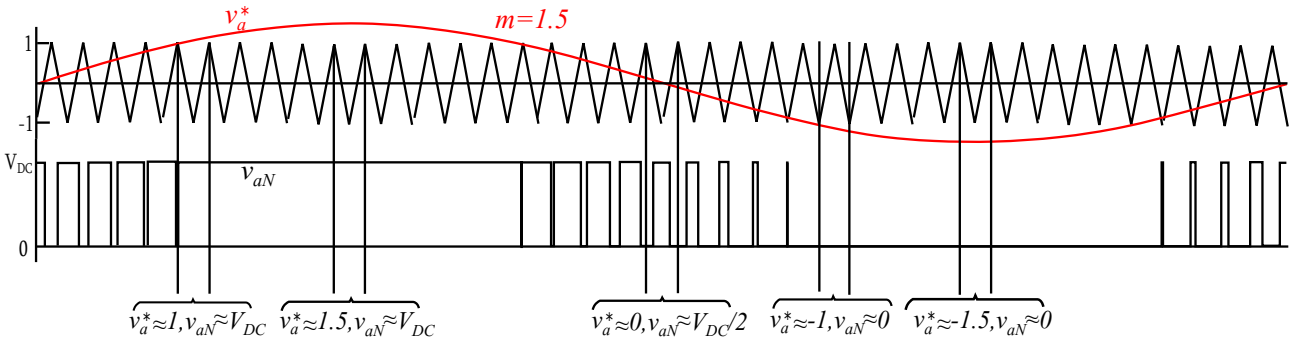


Figura 4.24: Señales en el tiempo para una señal operando en zona de sobremodulación ($m = 1.5$) [10]

Nótese que, en este caso, la referencia equivalente que efectivamente se está siguiendo corresponde más bien a una señal trapezoidal en lugar de una señal sinusoidal, por lo tanto, desde el punto de vista de las componentes de baja frecuencia de la tensión generada por el inversor, se tiene:

- Una componente continua de magnitud.
- Una componente de frecuencia f_m pero que no aumenta proporcionalmente con m.
- Componentes de baja frecuencia, pero múltiplos de f_m que surgen de la forma trapezoidal de la referencia equivalente.

Por lo tanto (4.74) se reescribe como:

$$\tilde{v}_{aN} = \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} m \operatorname{sen}(2\pi f_m t) + \sum_{i=2}^{\infty} v_{ai} \operatorname{sen}(2\pi f_m t + \phi_i), \quad m \geq 1 \tag{4.76}$$

Los v_{ai} decaen rápidamente a medida que i aumenta, por lo que en general basta con considerar hasta $i = 11$. Luego, el modelo del inversor visto por la carga es el mostrado en la figura 4.25, donde pueden eliminarse las componentes continuas y despreciarse el efecto de las componentes de alta frecuencia, pero el efecto de las armónicas de baja frecuencia debe analizarse caso a caso.

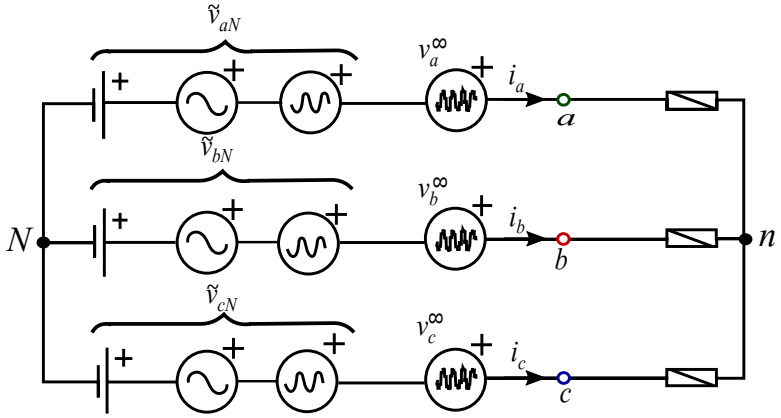


Figura 4.25: Modelo equivalente de un inversor operando en zona de sobremodulación [10]

4.3.2.d. Modulación Vectorial

La modulación vectorial que corresponde a una de las técnicas de mayor desempeño y eficiencia (también llamada SVPWM, del inglés Space Vector Pulse Width Modulation) se refiere a una secuencia de conmutación de los semiconductores superiores de un inversor de tensión trifásico (figura 4.18). Es usada para el control de máquinas de inducción y máquinas de imanes permanentes. Este esquema de conmutación para estos dispositivos de potencia genera corrientes pseudo-sinusoidales desfasadas en 120^o en el estator.

Para el inversor se tiene que existen solo 8 combinaciones de los semiconductores superiores; los semiconductores de una misma pierna no deben cerrarse simultáneamente, ya que se produciría cortocircuito entre terminales de la fuente continua.

Las combinaciones y las resultantes y tensiones de salida fase neutro y fase fase, para una tensión DC, se muestran en la tabla 4.1 y 4.2.

A cada una de estas combinaciones se le asigna un vector, que corresponde a la última columna de la tabla 4.2. Los ocho vectores se observan en la figura 4.26.

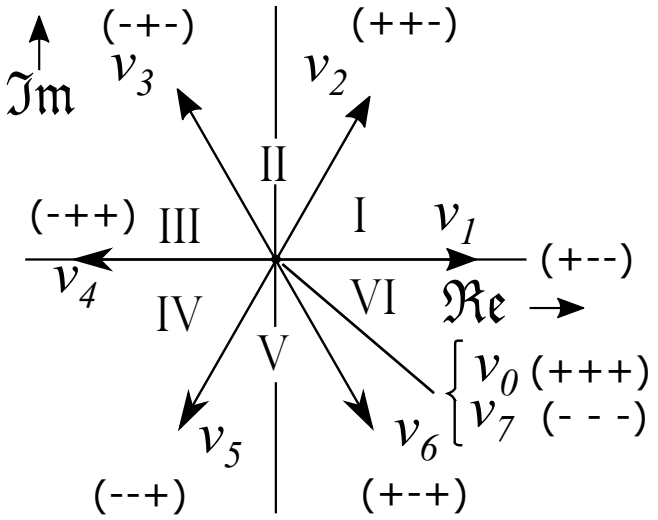


Figura 4.26: Fasores espaciales creados por el patrón de conmutación básico (fasores espaciales activos).

El vector de salida se obtiene de una combinación de patrones de conmutación de los vectores espaciales. Como se observa en la figura 4.27, el vector de salida se obtiene sumando los vectores espaciales ponderados por el tiempo de permanencia de cada estado. Este vector hará un giro completo al pasar por los 6 sectores.

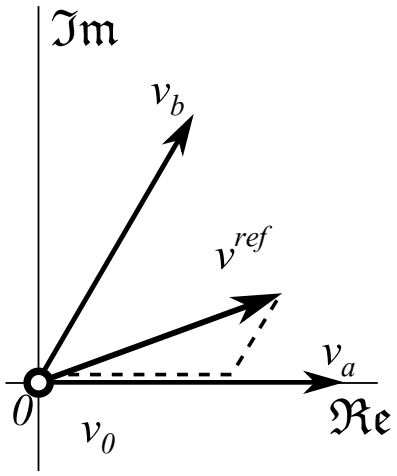


Figura 4.27: Generación del fasor espacial de referencia. [9]

$$v^{ref} = \frac{1}{T_c}\int_{nT_c}^{(n+1)T_c} v_{salida}dt = \frac{1}{T_c}\cdot(t_a v_a + t_b v_b + t_o(v_0 \; o \; v_7)) \tag{4.77}$$

$$T_c = t_a + t_b + t_o \tag{4.78}$$

4.3.2.e. Algoritmo de modulación vectorial [9]

Un algoritmo utilizado para realizar la modulación vectorial es mediante la operación de matrices y es la base principal de muchos otros algoritmos de modulación vectorial. El principio de operación consiste en la determinación de matrices que permiten calcular los tiempos de actuación de cada fasor espacial activo involucrado en la generación del fasor espacial de referencia. Las matrices determinadas dependen del sector donde se ubica el fasor espacial de referencia. Una vez determinadas las matrices, se almacenan en la memoria del DSP y se utilizan de acuerdo a la necesidad. Mediante el método propuesto a continuación, es posible determinar la zona en la que se localiza el fasor espacial de manera rápida.

Los tiempos de conmutación se determinan utilizando (4.77), y descomponiendo el fasor espacial en coordenadas $\alpha\beta$. Suponiendo que v^{ref} se encuentra en el sector delimitado por los fasores v_a y v_b se tiene que :

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \end{bmatrix} = T_c \begin{bmatrix} v_{a\alpha} & v_{b\alpha} \\ v_{a\beta} & v_{b\beta} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha^{ref} \\ v_\beta^{ref} \end{bmatrix} = T_c \cdot M_k \begin{bmatrix} v_\alpha^{ref} \\ v_\beta^{ref} \end{bmatrix} \tag{4.79}$$

Donde la matriz M_k depende del sector k en que se ubica el fasor de referencia.

Al utilizar la tabla 4.2 se obtiene la matriz M_k de cada sector, resultados que se muestran en la tabla 4.3.

Sector	Tiempos de conmutación	Matriz
I	t_1 y t_2	$\sqrt{3}/2$ 1/2 0 –1
II	t_2 y t_3	$-\sqrt{3}/2$ –1/2 $\sqrt{3}/3$ –1/2
III	t_3 y t_4	0 –1/2 $-\sqrt{3}/3$ 1/2
IV	t_4 y t_5	0 1 $-\sqrt{3}/3$ –1/2
V	t_5 y t_6	$-\sqrt{3}/2$ 1/2 $\sqrt{3}/3$ 1/2
VI	t_6 y t_7	$-\sqrt{3}/2$ –1/2 0 1

Tabla 4.3: Matriz de descomposición para cada sector. [9]

Para determinar el sector del fasor espacial de referencia se define

$$\begin{cases} A = v_{\beta}^{ref} \\ B = v_{\alpha}^{ref} \operatorname{sen}(\pi/3) - v_{\beta}^{ref} \operatorname{sen}(\pi/6) \\ C = -v_{\alpha}^{ref} \operatorname{sen}(\pi/3) - v_{\beta}^{ref} \operatorname{sen}(\pi/6) \end{cases} \tag{4.80}$$

$$aux(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \tag{4.81}$$

$$N = \left| aux(A) + 2aux(B) + 4aux(C) \right| \tag{4.82}$$

En la tabla 4.4 se presenta la relación entre N (4.82) y el sector donde se ubica el fasor espacial de referencia (figura 4.27).

N	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**
Sector	**II**	**VI**	**I**	**IV**	**III**	**V**

Tabla 4.4: Sector en función de N [9]

4.4. Almacenamiento de Energía

En la actualidad, se ha desarrollado diferentes sistemas de almacenamiento de energía eléctrica. La mayoría de ellos lo hace de forma indirecta, por ejemplo, acumulando la energía eléctrica en forma de energía mecánica, como es el caso de los volantes de inercia. También se puede acumular la energía en forma química, como se hace en el caso de las baterías y las celdas de combustible. Pero también se puede acumular energía eléctrica de forma directa en campos magnéticos como es el caso de los SMES (superconducting magnetic energy storage) o en campos eléctricos como es el caso de los condensadores [11].

Al hablar de almacenamiento energético, es conveniente definir los siguientes conceptos:

- **Energía específica**: Es la cantidad de energía que se puede almacenar por unidad de masa.
- **Potencia específica**: Es la potencia que se puede entregar o retirar por unidad de masa.
- **Densidad de energía**: Corresponde a la cantidad de energía por unidad de volumen.
- **Densidad de potencia**: Corresponde a la potencia que se puede entregar o retirar por unidad de volumen.

Las baterías en general poseen elevada energía especifica, pero no una gran potencia especifica, por lo que al desacelerar un vehículo eléctrico mediante frenado regenerativo es posible que se le esté exigiendo a la batería a cambios de potencia, reduciendo su vida útil.

4.4.1. Supercondensadores

Un Supercondensador(SC) es un dispositivo en el cual ocurre un proceso cuasi-reversible de carga/descarga, permitiendo almacenar energía en su campo eléctrico al igual que los condensadores comunes. El comportamiento de las curvas de cargas y descargas son aproximadamente lineales, y son aproximadamente igual a los condensadores comunes. Cuando se habla de SC, se habla de capacitancias del orden de los faradios, donde la menor capacitancia es de 10 F y la mayor es de 5000 F [11].

Los SCs se utilizan principalmente como fuente de energía pulsante, permitiendo potencias mayores que las baterías comunes de litio, plomo - ácido o níquel. Esta característica importante permite utilizarlos en plantas generadoras donde la potencia generada es variable como las solares o eólicas, permitiendo suavizar las potencias entregadas a la red. Esto permite responder con mayor rapidez a los cambios abruptos en la demanda o generación eléctrica. La característica anterior es fundamental y debe ser aprovechada en la electromovilidad, ya que permite suavizar la potencia demandada en el arranque o regenerada en la detención (freno regenerativo) por el motor de tracción eléctrica y así, las baterías de tracción pueden cargarse o descargarse en sus condiciones normales de operación y no reducir su vida útil frente a un cambio rápido en la potencia.

Los SCs pueden realizar lo anterior ya que poseen una gran densidad de potencia, es decir, la potencia que es capaz de generar por kilogramo. Los combustibles químicos poseen densidades energéticas mucho mayores (diésel, las celdas de hidrógeno, el metano,etc) mayores a los métodos de energía como baterías, volantes de inercia o SCs, pero no poseen grandes densidades de potencia (figura 4.28) y, de estos métodos los que poseen mayor densidad de potencia son los SCs.

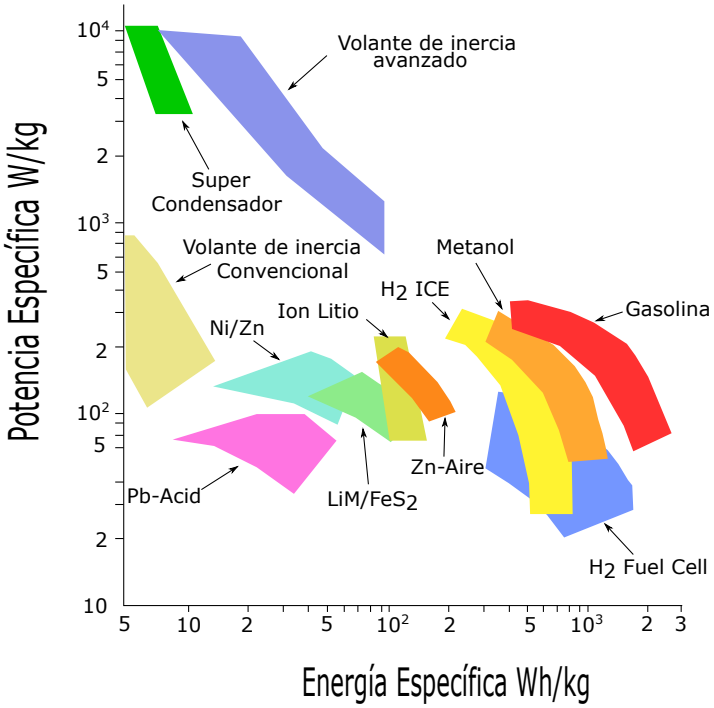


Figura 4.28: Relación gráfica de la densidad de potencia y energía de distintos sistemas de almacenamiento. [11]

Los SCs, al tener una alta densidad de potencia y baja densidad de energía, si se acoplan a celdas de combustibles y/o baterías en vehículos híbridos o eléctricos, permiten frenados en un corto período de tiempo sin desgastar piezas mecánicas por fricción ni utilizar resistencias eléctricas para disipar energía eléctrica mediante un frenado reostático. Además, previenen tanto el sometimiento de la celda de combustible y las baterías a cambios grandes de potencia durante el arranque del motor, y de no sobrecargar las baterías en el freno regenerativo del mismo.

Entre las diferencias con las baterías utilizadas en vehículos eléctricos, están las condiciones de operación, rango de temperatura, precios, vida útil, etc (tabla 4.5). Estas determinan en que aplicación y en que situaciones o circunstancias debe utilizarse una u otra.

Tabla 4.5: Tabla comparativa entre los SCs comerciales y la batería de tracción de iones de litio comerciales [11]

	SCs Comercial	Batería de iones de litio comercial
Tiempo de carga	1-10[s]	10-60[min]
Ciclo de vida	1 millon cargas/descargas	>500 cargas/descargas
Tensión de celda [V]	2.3 - 2.75	3.6-3.7
Energía especifica [Wh/kg]	5	100-200
Potencia especifica [W/kg]	>10000	1000-3000
Costo por Wh[$]	2	0.5-1
Vida util [años]	10-15	5-10
Rango de temperatura [$^{\circ}C$]	[-40,70]	[-20,60]
Resistencia interna [mΩ]	$0,1 - 1$	150-200
Eficiencia [%]	97-98	94-95

4.4.1.a. Principios de funcionamiento de los SCs

Los condensadores convencionales acumulan carga eléctrica entre dos placas paralelas, almacenando energía en el campo eléctrico existente entre estas placas. La capacidad que estos tienen para almacenar se representa mediante su capacitancia, que relaciona la carga eléctrica con la tensión entre las placas, es decir:

$$C = Q/V \tag{4.83}$$

De igual forma, la capacitancia se obtiene en base a las dimensiones y a la configuración de las placas.

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \tag{4.84}$$

De (4.84), A es el área, ϵ es la permitividad eléctrica y d es la separación entre las placas. De esta ecuación se deduce que a menor separación de placas y a mayor área de las placas, la capacitancia es mayor. El desarrollo de los SCs busca hacer esto mismo para obtener grandes capacidades.

Los SCs se construyen utilizando placas de carbono de superficie porosa como electrodos, su estructura permite una mayor acumulación de carga y al ser mucho más delgadas que otros materiales, permiten tener placas con mayor área a un menor volumen. Entre las placas se ubica una capa de material aislante para evitar conducción directa de la carga entre placas (figura 4.29). La compactación de múltiples capas del conjunto mostrado en la figura permite obtener un SC de alta capacitancia (figura 4.30).

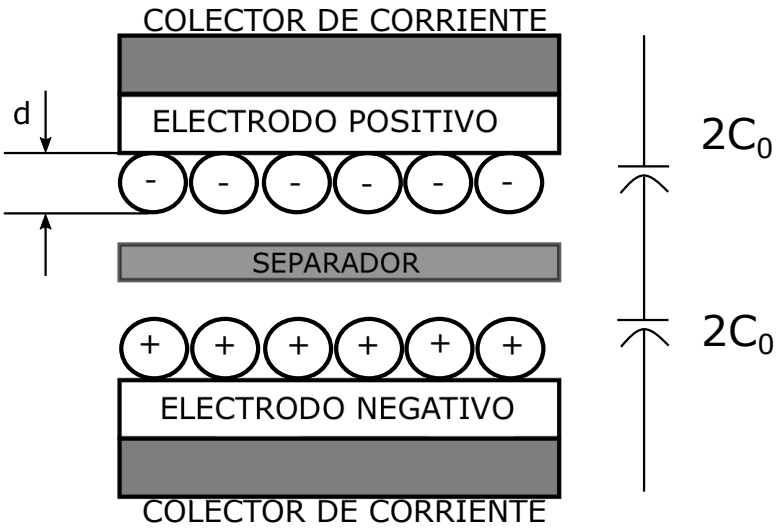


Figura 4.29: Composición básica de un SC [11]

Figura 4.30: Construcción básica de un SC [11]

A diferencia de los condensadores comunes, la capacitancia equivalente de los SCs varía dependiendo de los niveles de tensión en bornes de este. Dependiendo de la aplicación, la capacitancia se representa como una recta variable (4.85) como es el caso del uso en plantas fotovoltaicas o eólicas; no así en electromovilidad en que solo se considera la componente constante. Con esta relación entre capacitancia y tensión se puede obtener una expresión para la energía almacenada en los SCs, derivando la capacitancia y la energía almacenada en los SCs (4.86).

$$C(V) = C_0 + kV \tag{4.85}$$

$$E_{sc}(V) = \frac{1}{2}(C_0 + \frac{4}{3}V)V^2 \tag{4.86}$$

En la literatura existen muchas formas de modelar los SCs como es el caso por respuesta en frecuencia del SC, el modelo de línea de transmisión, el modelo no lineal online y el de respuesta temporal.

El modelo equivalente de un capacitor común es una capacitancia ideal con una resistencia equivalente en serie (ESRdc). Este modelo simple no corresponde de igual forma a los supercapacitores,

ya que estos tienen una capacitancia no constante en función de la tensión en que opera, además de una estructura porosa en las capas de carbono que producen un efecto de redistribución en el tiempo y el espacio de las placas.

Las diferencias entre el modelo equivalente del SC como RC serie y un modelo aproximado es despreciable en la electromovilidad y, para no realizar una estrategia de control demasiado compleja, se considerará para esta memoria el uso del modelo RC serie para el SC (figura 4.31).

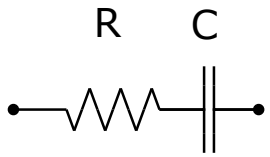


Figura 4.31: Modelo simplificado del SC

4.4.2. Baterías

La batería es un dispositivo que almacena energía eléctrica mediante procedimientos electroquímicos. Hay dos tipos: las baterías primarias, en las que la reacción electroquímica no es reversible, por lo tanto se pueden ocupar sólo una vez y las baterías secundarias, conocidas como recargables. Es decir la reacción electroquímica es reversible, por lo tanto se pueden cargar y descargar cierto número de veces, dependiendo del tipo. Este ciclo de carga y descarga lleva consigo un rendimiento intrínseco que generalmente es cercano al 90 %.

Al hablar de baterías se deben conocer los siguientes conceptos:

- **Capacidad**: Su unidad de medida en el sistema internacional es el Coulomb [C], tambien se expresa en [Ah] y representa una cantidad de carga eléctrica.
- **Ciclos de vida**: Cantidad de cargas y descargas que puede realizar una batería en condiciones normales de operación hasta que su capacidad quede reducida a cierto valor predeterminado.
- **Estado de carga (SOC)**: Es el factor entre la cantidad de energía que tiene una batería y su capacidad total.
- **Profundidad de descarga (DOD)**: Es el factor entre la energía utilizada y la capacidad total.
- **Tensión de circuito abierto (OCV)**: Tensión en bornes midiendo la batería en vacío.
- **Resistencia serie equivalente (ESR)**: Resistencia serie interna para utilizar en circuito equivalente.

Las baterías se pueden clasificar dependiendo de cómo se realice el ciclo de descarga, se pueden definir:

- **Baterías tipo Starling**: Son para requerimientos de altas corrientes por breves instantes de tiempo.
- **Baterías tipo deep cycle**: Resisten DOD por sobre el 80 %. Se controla con el grosor de las placas de material activo. Dependiendo de las características, el grosor de las placas pueden ser el doble en comparación con una tipo starling.
- **Baterías tipo mixtas**: Contiene las dos características antes mencionadas.

La forma básica de una batería se muestra en la figura 4.32, esta es de plomo-ácido. El electrodo negativo es de plomo y, al estar en un electrolito de ácido sulfúrico, reacciona para producir sulfato de plomo y electrones para ser aprovechados por la carga. El electrodo positivo es de dióxido de plomo, reacciona con el ácido sulfúrico y capta los electrones para producir sulfato de plomo y agua. Cuando se somete a descarga, disminuye la concentración de ácido sulfúrico porque se crea sulfato de plomo y aumenta la cantidad de agua.

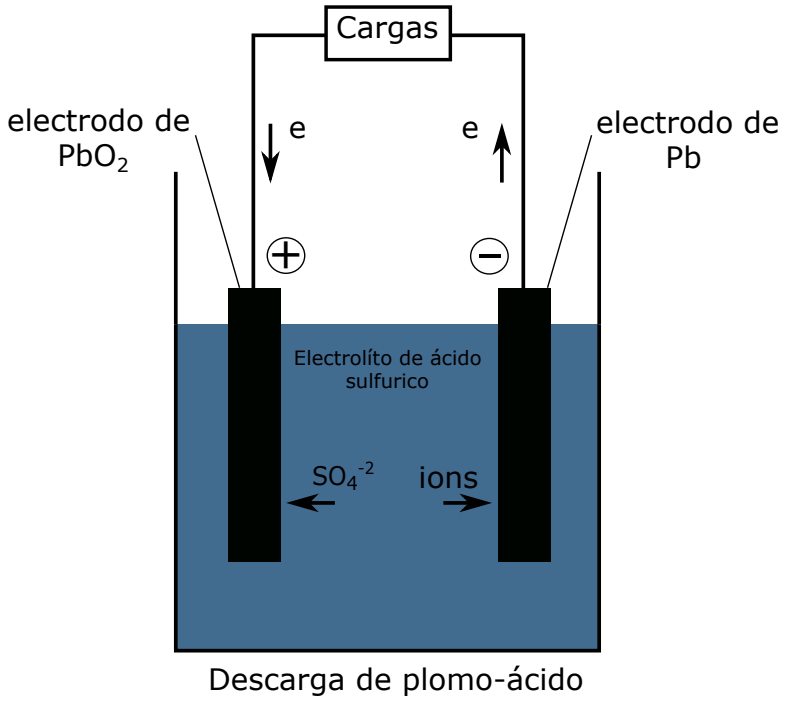


Figura 4.32: Descarga de una celda de batería de plomo-ácido [12]

Durante la carga, el H_2O es disociada en ambos electrodos. Además, se produce hidrógeno gaseoso y productos de oxígeno. Esto provoca pérdidas en el electrolito y riesgo de explosión.

El proceso de carga y descarga no es indefinido, ya que, en el momento en que el sulfato de plomo forma cristales muy grandes, ya no responden bien a los procesos electroquímicos normales, y se reduce la reversibilidad. La batería en esta situación requiere ser sustituida porque se ha sulfatado.

Dentro de la batería, la tensión de la celda varía entre 1,75 [V] y 2,5 [V] dependiendo de su estado de carga, siendo en promedio igual a 2 [V], tensión que se suele llamar nominal de la celda.

Si la batería se mantiene sin carga conectada, se produce una estratificación del electrolito, es decir, una acumulación en la parte inferior. Esto provoca auto-descarga y al mismo tiempo se acelera el proceso de sulfatación. En las baterías selladas este proceso se ve reducido.

Las baterías SLA (sealed lead acid) y VRLA (valve regulated lead acid) son libres de mantenimiento que pueden trabajar a cualquier posición y en que el electrolito líquido se reemplaza por separadores húmedos. Las VRLA se le agregaron válvulas de seguridad que permiten la evacuación del gas entre ciclos de carga y descarga.

Las VRLA están construidas para prevenir la evaporación de los gases en la recarga, abriendo solo bajo condiciones controladas. En las SLA el electrolito se inmoviliza en forma de gel. Las SLA tienen mayor ciclo de vida que las VRLA y en ambos casos el ácido sulfúrico no se puede derramar ni es posible la estratificación por lo tanto disminuye considerablemente la sulfatación.

El hecho de ser baterías libres de mantenimiento y que acepten descargas profundas las hace atractivas para ser usadas en vehículos eléctricos y tracción eléctrica.

La desventaja, a pesar de las grandes cualidades, es el efecto contaminante que ocurre al no ser tratadas correctamente. El plomo contenido en las baterías no es degradable por el cuerpo humano y puede causar daño a los riñones, al sistema nervioso y reproductivo.

Capítulo 5

Modelado y control de Superconden-sadores basado en control de planitud diferencial

5.1. Estructura del convertidor de potencia

En esta sección se presenta el método de control propuesto por P. Thounthong, basado en las propiedades de planitud para la fuente de energía híbrida FC, pero nos centraremos netamente en el control de los supercondensadores [16]. Como ya se mencionó, un dispositivo de almacenamiento debe conectarse a través de convertidores electrónicos de potencia. Se han propuesto diferentes circuitos electrónicos de potencia hasta hoy para interconectar las diferentes fuentes de energía con el sistema distribuido. Normalmente, un sistema FC necesita un convertidor DC/DC de refuerzo (convertidor elevador) para adaptar la tensión de salida de la FC al nivel de tensión DC deseado y suavizar la corriente de suministro de la FC.

Para el dispositivo de almacenamiento se necesita un convertidor DC/DC bidireccional (convertidor de dos cuadrantes). Sin embargo, un solo convertidor estará limitado cuando aumente la potencia o para relaciones de incremento más altas. Por lo tanto, el uso de convertidores de potencia en paralelo con el método de intercalamiento puede ofrecer un mejor rendimiento. Se propone una topología de electrónica de potencia para el sistema híbrido de administración de energía, como se muestra en la figura 5.1, en el que los convertidores DC/DC multifásicos se conectan a la salida de la celda y el dispositivo de almacenamiento, que luego se conectan en paralelo para compartir la carga en la barra de corriente continua principal o enlace DC. El número de módulos convertidores en paralelo N (con la técnica de conmutación de intercalado) dependería de la potencia nominal de la celda y del supercondensador. Aquí, N es igual a 2 para un supercondensador (llamados convertidores de dos fases).

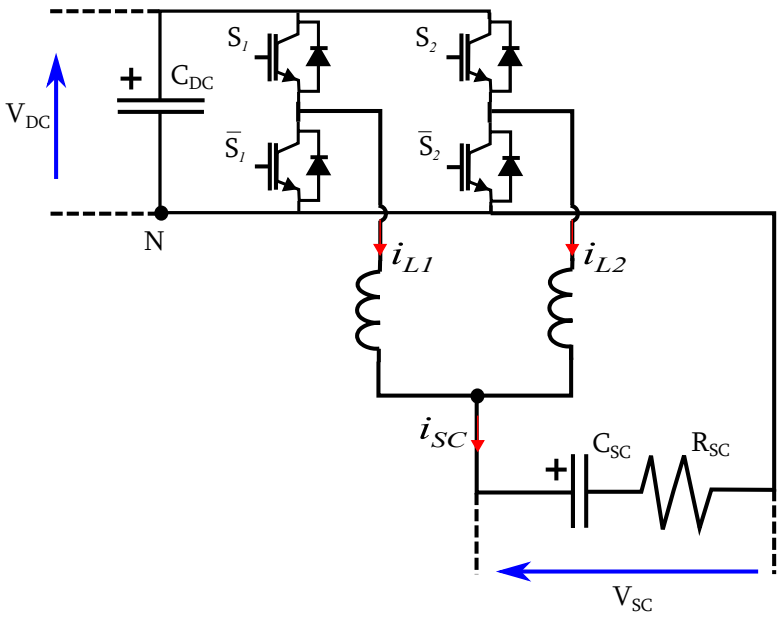


Figura 5.1: Convertidor DC/DC [16]

Por razones de seguridad y alta dinámica, el convertidor de los SCs se controla principalmente mediante lazos de regulación de corriente (figura 5.2), de forma clásica.

Los controles de corriente del convertidor, como se ilustra en la figura 5.2, son similares a un control de corriente básico de los convertidores pero con una configuración en paralelo.

El lazo de corriente se suministra mediante la señal de referencia de corriente del supercapacitor i_{SCREF} y, por lo tanto, la corriente i_{SC} sigue su referencia completamente.

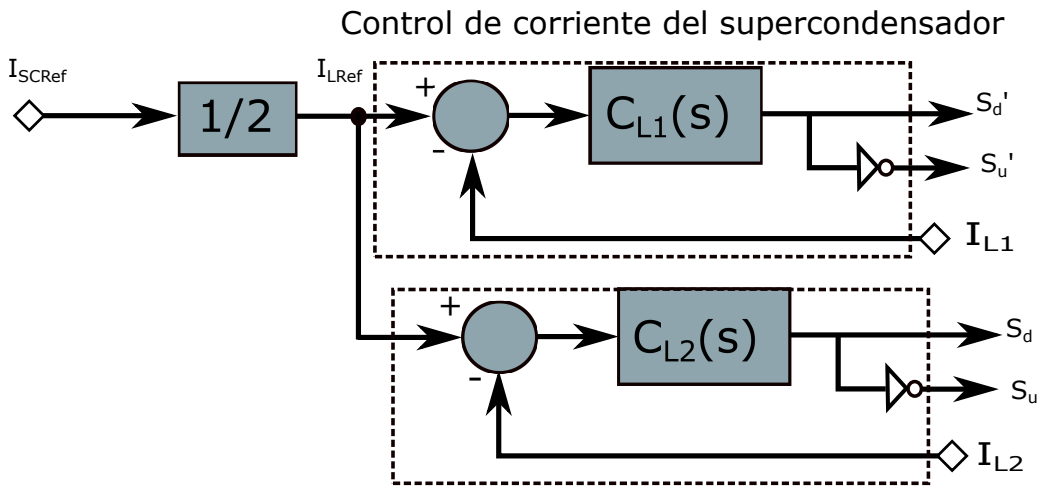


Figura 5.2: Control de corriente del supercondensador. [16]

5.1.1. Modelado de las ecuaciones de potencia

Se asume que las corrientes del SC siguen perfectamente sus valores de ajustes. Así

$$i_{SC} = i_{SCREF} = \frac{p_{SC}}{v_{SC}} = \frac{p_{SCREF}}{v_{SC}} \tag{5.1}$$

También la corriente que proviene del sistema de potencia principal se define como

$$i_{Red} = \frac{p_{Red}}{v_{Bus}} \tag{5.2}$$

El dispositivo de almacenamiento o SC funciona como fuente de corriente controlada. Se considera que solo hay pérdidas estáticas en este convertidor (llamado modelo de orden reducido), y r_{SC} representa las pérdidas estáticas en el convertidor del SC.

La energía capacitiva de la barra DC (y_{Bus}) y la energía en el SC (y_{SC}) se pueden escribir como

$$y_{Bus} = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 \tag{5.3}$$

$$y_{SC} = \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2 \tag{5.4}$$

La energía electrostática total almacenada y_T en la capacitancia C_{Bus} y en los SCs C_{SC} puede escribirse como

$$y_T = \frac{1}{2} C_{Bus} v_{Bus}^2 + \frac{1}{2} C_{SC} v_{SC}^2 \tag{5.5}$$

La energía capacitiva y_{Bus} es obtenida en funcion de p_{Red_o}, p_{SC_o} y p_{Load} por la siguiente ecuación diferencial:

$$\dot{y_{Bus}} = p_{Red_o} + p_{SC_o} - p_{Load} \tag{5.6}$$

Donde

$$p_{Red_o} = p_{Red} \tag{5.7}$$

$$p_{SC_o} = p_{SC} - r_{SC} \cdot \left(\frac{p_{SC}}{v_{SC}} \right)^2 \tag{5.8}$$

$$p_{Load} = v_{Bus} \cdot i_{Load} = \sqrt{\frac{2 y_{Bus}}{C_{Bus}}} \cdot i_{Load} \tag{5.9}$$

$$p_{SC} = v_{SC} \cdot i_{SC} = \sqrt{\frac{2 y_{SC}}{C_{SC}}} \cdot i_{SC} \tag{5.10}$$

5.1.2. Reglas de control y gestión de la energía

Al tener dispositivos de almacenamiento de energía que poseen una dinámica mas lenta como lo son las celdas de combustible y las baterías en la carga de estas, estos deben operar a una dinámica lenta para mejorar su vida útil. Entonces, puede ser compensado por una dinámica más rápida de los supercondensadores. La estrategia de gestión de la energía basada en una clasificación dinámica tiene como objetivo distribuir la transmisión de potencia global del vehículo a las fuentes de tal manera que cada fuente se utilice de manera óptima. De acuerdo a lo mencionado anteriormente, las fuentes de energía integradas se pueden clasificar en el espacio de frecuencia, como se ilustra en la figura 5.3. Por lo tanto a cambios elevados de niveles de energía, se requerirá el uso de SCs y a cambios lentos de energía se utilizará la fuente de energía.

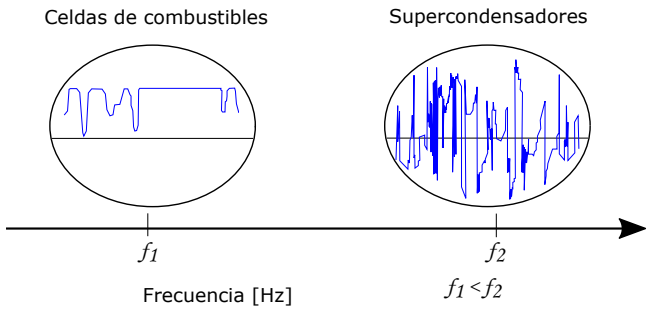


Figura 5.3: Clasificación dinámica de las fuentes integradas en el espacio de frecuencias [16]

En este sistema propuesto, hay dos variables de tensión o energía a regular:

- La energía en la barra DC (y_{Bus}) es la variable más importante
- La energía almacenada en el supercondensador (y_{SC})

Por lo tanto, la gestión de la energía híbrida propuesta es que su principio básico radica en el uso de supercapacitores para suministrar la energía requerida para lograr la regulación de tensión en la barra DC (o regulación de energía). Luego, la celda de combustible u otra fuente de energía con dinámica más lenta, aunque obviamente es la fuente primaria de la energía del sistema, funciona como el generador que suministra energía tanto para el condensador de la barra dc C_{Bus} como para los supercapacitores C_{SC} para mantenerlos cargados.

5.1.3. Fundamento teórico del control por planitud

M. Fliess definió primero el concepto de planitud diferencial. Esto permitió una representación alternativa del sistema donde la planificación de trayectoria y el diseño de controlador no lineal son claros. Las ventajas del enfoque de planitud diferencial son que las trayectorias del sistema se estiman directamente por las trayectorias de una salida plana y sus derivadas sin integrar ninguna ecuación diferencial. Actualmente, estas ideas se han utilizado recientemente en una variedad de sistemas no lineales en varias disciplinas de ingeniería, incluidas las siguientes:

- Proceso del reactor químico de tanque agitado ;
- Control de dirección del vehículo ;
- Control de un eje lineal de alta velocidad impulsado por actuadores musculares neumáticos ;
- Control de la presión del cátodo y la relación de exceso de oxígeno de un sistema PEMFC ;
- Control de dirección de dos niveles sistema cuántico ;
- Control de seguimiento de potencia reactiva y tensión DC de un convertidor de fuente de tensión trifásico ;
- Control del flujo de canal abierto en un canal de riego ;
- Control de corriente para convertidores de impulso trifásicos ;
- Diseño de un algoritmo de guía para la fase hipersónica de un vehículo de elevación ;
- Control del robot espacial con ejes de unión arbitrariamente orientados y dos ruedas de impulso en la base .

Un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias (5.11) se dice que es diferencialmente plano, si existen variables (denotadas por las salidas planas y) de modo que

$$\dot{x} = f(x, u) \tag{5.11}$$

$$x = \left[x_1, x_2, ..., x_n\right]^T \quad x \in \mathbf{R}^n \tag{5.12}$$

$$u = \left[u_1, u_2, ..., u_m\right]^T \quad u \in \mathbf{R}^m \tag{5.13}$$

$$y = \left[y_1, y_2, ..., y_m\right]^T \quad y \in \mathbf{R}^m \tag{5.14}$$

donde x es la variable de estado, u es el vector de las variables de entrada (control) y $(n, m) \in \mathbf{N}$.

- Estas variables son funciones de los estados, entradas y derivadas finitas de las entradas de la forma

$$y = \phi\left(x, u, \dot{u}, ..., u^{(\alpha)}\right) \tag{5.15}$$

  donde α es el número finito de derivadas.

- Todos los estados y entradas pueden expresarse en términos de salidas planas y sus derivadas mediante ecuaciones del tipo

$$x = \varphi\left(y, \dot{y}, ..., y^{(\beta)}\right) \tag{5.16}$$

$$u = \psi\left(y, \dot{y}, ..., y^{(\beta+1)}\right) \tag{5.17}$$

  donde β es el número finito de derivados.

- No hay ecuación diferencial de la forma

$$0 = \zeta\left(y, \dot{y}, ..., y^{(\delta)}\right) \tag{5.18}$$

  donde δ es el número finito de derivada.

Para el análisis hay que tener en cuenta que una de las suposiciones es que la función vectorial f en (5.11) es una curva suave. Como se representa en la figura 5.4, los sistemas planos no lineales son equivalentes a los sistemas controlables lineales. Las salidas planas y y sus derivados proporcionan una representación alternativa de la dinámica del sistema, de modo que si los perfiles de la salida plana se conocen como una función del tiempo, entonces se pueden obtener los perfiles de todos los estados del sistema y las entradas correspondientes. Esta propiedad se usa para calcular las trayectorias de la salida plana, que luego se asignan a las entradas u. Claramente, las ventajas del enfoque de planitud diferencial es que, las trayectorias del sistema, es decir, (x, u), se estiman directamente por las trayectorias de y y sus derivadas sin integrar ninguna ecuación diferencial.

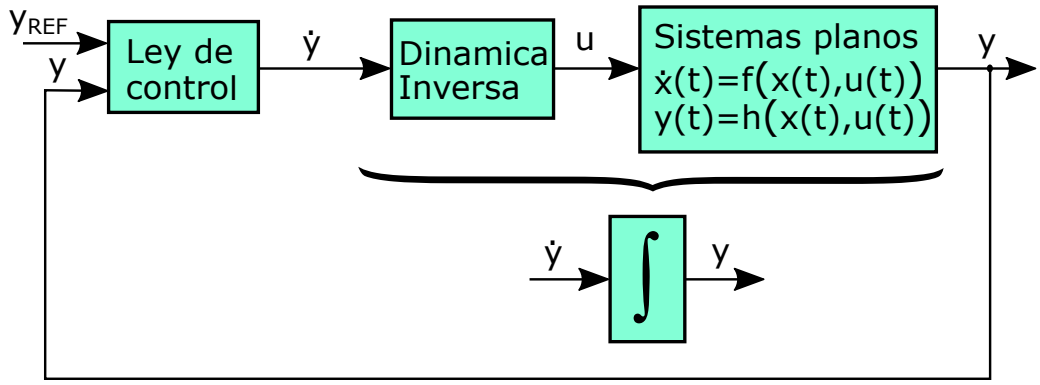


Figura 5.4: Concepto de control basado en la planitud, donde y es la variable de salida, y_{REF} es el punto de ajuste de salida y u es la variable de entrada de control [16].

En una representación de espacio de estado, un sistema

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \tag{5.19}$$

Donde $x(t) = (x_1(t), x_2(t), ..., x_n(t))$ son variables de estado y $u(t) = (u_1(t), u_2(t), ..., u_n(t))$ variables de entrada, se dice que es diferencialmente plano si las variables de estado y variables de entrada se determinan completamente por las funciones específicas que se llaman salidas planas, que su cantidad de funciones están determinadas por el numero de variables de entradas. Por lo tanto, ya que el comportamiento de los sistemas diferencialmente planos se determina por las salidas planas, las trayectorias deseadas se realizan fácilmente. Además, si el sistema (5.19) es diferencialmente plano, significa que es endógeno, linealizable, de dinámica inversa y localmente alcanzable.

Las dos representaciones más utilizadas para describir los sistemas dinámicos lineales e invariantes en el tiempo son:

- Entrada - Salida

$$y = \int_0^t G(t-\tau)u(\tau)\,d\tau \tag{5.20}$$

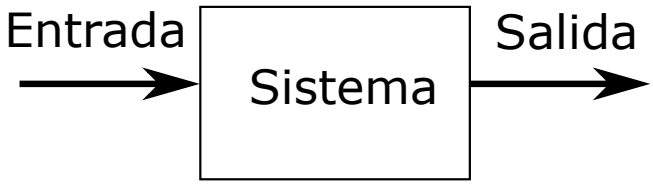


Figura 5.5: Sistema lineal [13]

Normalmente se utiliza la representación entrada-salida en el dominio transformado, aplicando la transformada de Laplace.

$$\hat{y}(s) = \int_0^\infty y(k)e^{-sk}\,dk \tag{5.21}$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación integral (5.20) se llega a la siguiente expresión algebraica, suponiendo que el sistema es monovariable.

$$\hat{y}(s) = \hat{g}(s) \cdot \hat{u}(s) \tag{5.22}$$

Donde

$$\hat{g}(s) = \int_0^\infty g(k)e^{-sk}\,dk \tag{5.23}$$

$$\hat{u}(s) = \int_0^\infty u(k)e^{-sk}\,dk \tag{5.24}$$

Suponiendo que el sistema no tiene retardo, la función de transferencia $\hat{g}(s)$ es una función racional en s.

$$\hat{g}(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\beta_0 s^m + \beta_1 s^{m-1} + ... + \beta_{m-1} s + \beta_m}{s^n + \alpha_1 s^{n-1} + ...\alpha_{n-1} s + \alpha_n} \tag{5.25}$$

De acuerdo a los grados de los polinomios $N(s)$ y $D(s)$ una función transferencia $\hat{g}(s)$ puede ser clasificada de la siguiente forma:

1. $n \geq m, g(s)$ es propia
2. $n > m, g(s)$ es estrictamente propia
3. $n = m, g(s)$ es bi-propia
4. $n < m, g(s)$ no es propia

- Espacio de estados

$$\begin{cases} \dot{x}(k) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) + Du(k) \end{cases} \tag{5.26}$$

Donde x es el vector de estado, y es el vector de salida, u es el vector de entrada (o de control), A es la matriz de estados, B es la matriz de entrada, C es la matriz de salida y D es la matriz de transmisión directa. Por simplicidad, D normalmente se toma como la matriz cero. La anterior figura 5.5 se representa como lo muestra la figura 5.6 utilizando espacio de estados.

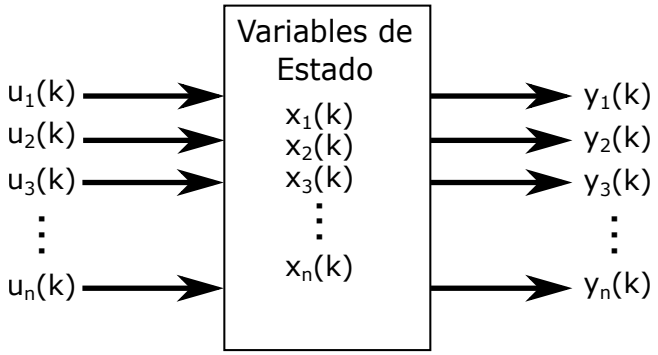


Figura 5.6: Sistema lineal representado por espacio de estados [13]

Por otro lado, aplicando la transformada de Laplace a la representación por variables de estado (5.26), se puede encontrar una relación directa entre las dos representaciones

$$\mathcal{L}\{\dot{x}(k) = Ax(k) + Bu(k), y(k) = Cx(k) + Du(k)\}, \quad x(0) = 0 \tag{5.27}$$

$$s \cdot \hat{x}(s) = A\hat{s} + B\hat{u}(s), \quad \hat{y}(s) = C\hat{x}(s) + D\hat{u}(s) \tag{5.28}$$

$$\hat{x}(s) = (sI_n - A)^{-1} B\hat{u}(s) \tag{5.29}$$

$$\hat{G}(s) = C(sI_n - A)^{-1} B + D \tag{5.30}$$

Las raíces de este polinomio (los autovalores) proporcionan los polos en la función transferencia del sistema. Dichos polos pueden ser utilizados para analizar si el sistema es asintótica o marginalmente estable. Otra alternativa para determinar la estabilidad, en la cual no involucra los cálculos de los autovalores, es analizar la estabilidad de Liapunov del sistema. Los ceros encontrados en el numerador de $\hat{G}(s)$ puede usarse de manera similar para determinar si el sistema posee una fase mínima.

El sistema podría ser estable con respecto a sus entradas y salidas aun si es internamente inestable. Este podría ser el caso si polos inestables son cancelados por ceros.

Una de las características de los espacios de estados es la condición de controlabilidad de estados implica que es posible, mediante entradas admisibles, dirigir los estados desde cualquier valor inicial a cualquier valor final dentro de un intervalo de tiempo (figura 5.7).

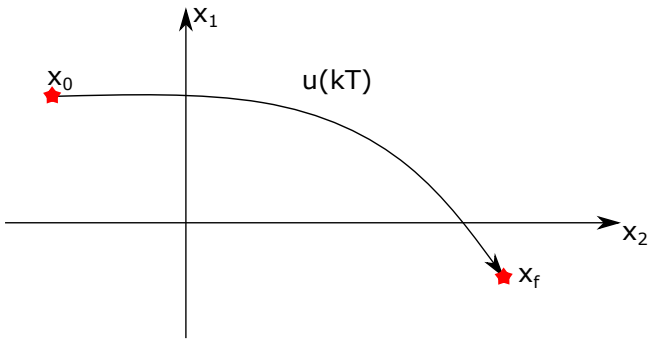


Figura 5.7: Sistema controlable [13]

En un sistema discreto e invariante en el tiempo

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) + Du(k) \end{cases} \tag{5.31}$$

La variación del estado solo depende de las matrices A y B, asi que expandiendo el estado hasta n, se tiene que

$$x(1) = Ax(0) + Bu(0)$$

$$x(2) = Ax(1) + Bu(1) = A^2x(0) + ABu(0) + Bu(1)$$

...

$$x(n) = Ax(n) + Bu(n) = A^n x(0) + A^{n-1}Bu(0) + A^{n-1}Bu(1) + ... + ABu(n-2) + Bu(n-1)$$

La expresión anterior, si se conoce el estado final x(n) y el estado inicial x(0), es de la forma

$$x(n) - A^n x(0) = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & ... & A^{n-1}B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(n-1) \\ u(n-2) \\ ... \\ u(1) \\ u(0) \end{bmatrix} \tag{5.32}$$

El vector de estados x(k) tiene una dimensión de estados de n, de esta forma implica que se deben generar n ecuaciones simultaneas y para ello la matriz $\begin{bmatrix} B & AB & A^2B & ... & A^{n-1}B \end{bmatrix} = n$, es decir, debe tener rango completo

$$Rank \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & ... & A^{n-1}B \end{bmatrix} = n \tag{5.33}$$

La controlabilidad de la salida $y(k)$ en (5.31) existe, sí y solo sí al transferir la salida desde un valor inicial arbitrario a cualquier otro valor deseado en un intervalo de tiempo finito. Para encontrar la controlabilidad de la salida se toma la salida y se expande hasta m.

$$y(1) = Cx(1) = CAx(0) + CBu(0)$$

$$y(2) = Cx(2) = CA^2x(0) + CABu(0) + CBu(1)$$

...

$$y(m) = Cx(m) = CA^n x(0) + CA^{m-1}Bu(0) + CA^{m-2}Bu(1) + ... + CABu(m-2) + CBu(m-1)$$

El vector de salida $y(k)$ tiene una dimensión de m, de esta forma implica que se deben generar m ecuaciones simultaneas y para ello la matriz $\begin{bmatrix} CB & CAB & CA^2B & ... & CA^{m-1}B \end{bmatrix}$. Es decir, debe tener rango completo

$$Rank \begin{bmatrix} CB & CAB & CA^2B & ... & CA^{m-1}B \end{bmatrix} = m \tag{5.34}$$

Otra característica importante en los espacios de estados es el concepto de observabilidad de un sistema, este se relaciona con la posibilidad de obtener el estado de un sistema a partir de la medición o el conocimiento de las entradas y de las salidas del mismo.

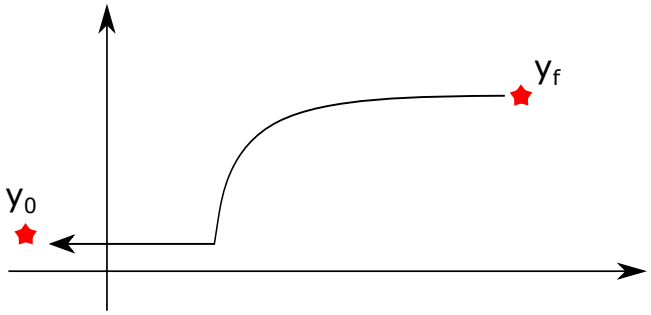


Figura 5.8: Observabilidad de la salida de un sistema [13]

Partiendo de la representación de estados discretos (5.31), se dice que el sistema es completamente observable si cualquier estado inicial puede determinarse a partir de la observación de $y(m)$ en m periodos de muestreo como máximo.

Para eso se asume que $u(k) = 0$, es decir

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \tag{5.35}$$

Si variamos k desde cero hasta m

$$y(0) = Cx(0)$$

$$y(1) = Cx(1) = CAx(0)$$

$$y(2) = Cx(2) = CAx(1) = CA^2x(0)$$

$$\dots$$

$$y(m-1) = Cx(m-1) = CA^{m-1}x(0)$$

De forma matricial, las ecuaciones anteriores son representadas por:

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \dots \\ y(m-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \dots \\ CA^{m-1} \end{bmatrix} x(0) \tag{5.36}$$

El vector de salida tiene m elementos por lo tanto, se deben generar m ecuaciones simultáneas, esta condición es posible si

$$Rank \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \dots \\ y(m-1) \end{bmatrix} = m \tag{5.37}$$

Una condición necesaria y suficiente para la observabilidad completa del estado es que no se presente cancelación de ceros y polos en la función de transferencia que modela el sistema.

La propiedad de planitud es una característica estructural que presentan una cierta clase de sistemas dinámicos y que puede ser aprovechada para diseñar una ley de control. Los sistemas dinámicos que satisfacen la propiedad de planitud son aquellos cuyas curvas integrales se pueden mapear en forma inyectiva en curvas algebraicas. Esto permite realizar la planificación de trayectorias de soluciones nominales de una manera más sencilla que si trabajamos con otras técnicas de control no lineal. Los sistemas planos pueden considerarse como una generalización de los sistemas lineales controlables ya que estos cumplen con las condiciones necesarias y suficientes para ser considerados sistemas planos. En sistemas planos cuyo grado relativo sea igual al número de espacios de estados, es posible obtener una transformación llamada endógena o linealización exacta feedforward que, por medio de una transformación de coordenadas y una realimentación de estados, convierte al sistema no lineal en uno lineal y controlable.

5.1.3.a. Ejemplo y control de un systema flat o de planitud: La grúa 2-D

Considere la grúa que se muestra en la figura 5.9, que es un objeto clásico de estudio de control [13]. La dinámica se puede dividir en dos partes. La primera parte corresponde a los accionamientos de motor y controladores industriales para los desplazamientos de los carros y el enrollamiento de la cuerda. La segunda parte es relativa a la carga del carro, cuyo comportamiento es muy similar al del péndulo. Nos concentramos aquí en la dinámica del péndulo asumiendo que:

- El desplazamiento y el izado son variables de control.
- La carga del carro permanece en un plano vertical fijo OXZ.
- La dinámica de la cuerda es insignificante.

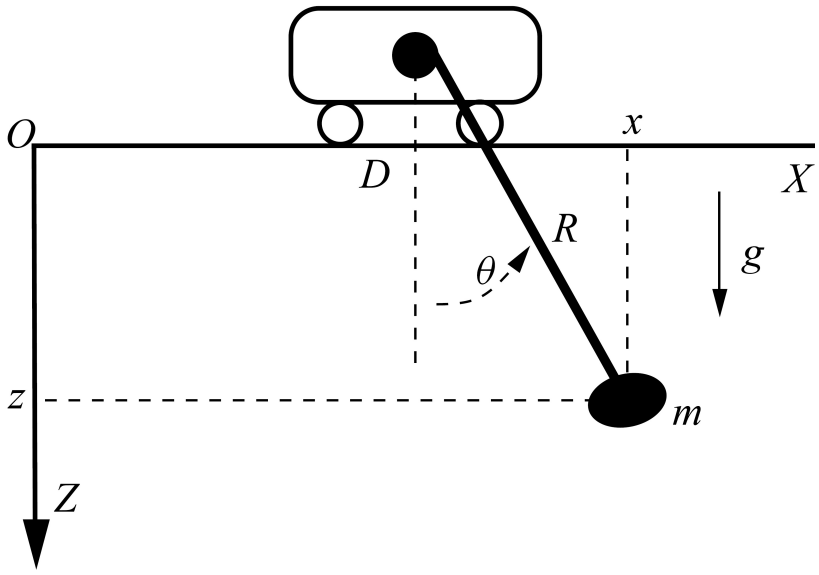


Figura 5.9: La grúa bidimensional [13]

El formalismo lagrangiano puede derivar un modelo dinámico de la carga. También se puede obtener, de forma muy sencilla, escribiendo todas las ecuaciones diferenciales (ley de Newton) y algebraicas (restricciones geométricas) que describen el comportamiento del péndulo:

$$\begin{cases} m\ddot{x} &= -T\ sen\ \theta \\ m\ddot{z} &= -T\ cos\ \theta \\ x &= R\ sen\theta\ +\ D \\ z &= R\ cos\ \theta \end{cases} \tag{5.38}$$

dónde

- (x, z) (las coordenadas de la carga m), T (la tensión de la cuerda) y θ (el ángulo entre la cuerda y el eje vertical O Z) son las variables desconocidas;
- D (la posición del carro) y R (la longitud del cable) son las variables de entrada.

De 5.38, queda claro que *sen* θ, T, D y R son funciones algebraicas de (x, z) y sus derivadas:

$$sen\ \theta = \frac{x-D}{R},\quad T = \frac{mR(g-\ddot{z})}{z},\quad (\ddot{z}-g)(x-D) = \ddot{x}z,\quad (x-D)^2 + z^2 = R^2$$

Es decir

$$\begin{cases} D = & x - \frac{\ddot{x}z}{\ddot{z}-g} \\ R^2 = & z^2 + \left(\frac{\ddot{x}z}{\ddot{z}-g}\right)^2 \end{cases} \tag{5.39}$$

Por tanto, el sistema (ecuación 5.38) es plano con (x, z) como salida de linealización.

Abordemos ahora la siguiente pregunta, que es uno de los problemas de control básicos para una grúa: ¿cómo se puede transportar una carga m desde el estado estable $R = R_1 > 0$ y $D = D_1$ en el tiempo t_1, al estado estable $R = R_2 > 0$ y $D = D_2$ en el tiempo $t_2 > t_1$?

Es evidente que cualquier movimiento de la carga induce oscilaciones que deben anularse al final del transporte de la carga. Proponemos aquí una respuesta muy simple a esta pregunta cuando la grúa puede ser descrita por (5.38). Esta respuesta solo consiste en usar (5.39).
Considerando una curva suave $t \in [t_1, t_2] \to (\alpha(t), \gamma(t)) \in \mathbf{R}\times]0, +\infty[$ tal que

- Para $i = 1, 2; (\alpha(t_i), \gamma(t_i)) = (D_i, R_i)$, y $\frac{d^r}{dt^r}(\alpha, \gamma)(t_i) = 0$ con $r = 1, 2, 3, 4$.
- Para todo $t \in \left[t_1, t_2\right], \ddot{\gamma}(t) < g$.

Entonces la solución de (5.38) comenzando en el tiempo t_1 desde el estado estable D_1 y R_1, y con la trayectoria de control definida, para $t \in \left[t_1, t_2\right]$, por

$$\begin{cases} D(t) = \alpha(t) - \frac{\ddot{\alpha}(t)\gamma(t)}{\ddot{\gamma}(t)-g} \\ R(t) = \sqrt{\gamma^2(t) + \left(\frac{\ddot{\alpha}(t)\gamma(t)}{\ddot{\gamma}(t)-g}\right)^2} \end{cases} \tag{5.40}$$

Y, para $t > t_2$, $(D(t), R(t)) = (D_2, R_2)$, conduce a una trayectoria de carga $t \to (x(t), z(t))$ tal que $(x(t), z(t)) = (\alpha(t), \gamma(t))$ para $t \in [t_1, t_2]$ y $(x(t), z(t)) = (D_2, R_2)$ para $t \geq t_2$. Nótese que, dado que para todo $t \in [t_1, t_2]$, $\ddot{z}(t) < g$, la tensión de la cuerda $T = \frac{mR(g-\ddot{z})}{z}$ permanece siempre positivo y la descripción del sistema por (5.38) sigue siendo razonable.

Esto resulta de los siguientes hechos. La descripción de la variable de estado generalizada del sistema es la siguiente:

$$R\ddot{\theta} = -2\dot{R}\dot{\theta} - \ddot{D}cos\theta - gsen\theta \tag{5.41}$$

Dado que α y γ son suaves, D y R son al menos dos veces diferenciables de forma continua. Por lo tanto, el teorema clásico de existencia y unicidad asegura que la ecuación diferencial ordinaria anterior admite una solución uniforme única que no es más que $\theta(t) = arctan\left(\frac{\alpha(t)-D(t)}{\gamma(t)}\right)$.
La aproximación de la dinámica de la grúa por (5.38) implica que los accionamientos del motor y los controladores industriales de bajo nivel (el carro se desplaza y sube y baja por el cable) producen una dinámica rápida y estable. Por lo tanto, si estas dinámicas son lo suficientemente estables y rápidas, los resultados clásicos de la teoría de perturbación singular de la ecuación diferencial ordinaria, implican que el control (5.40) conduce a una configuración final cercana a la estado estable definido por D_2 y R_2.

En las simulaciones que se muestran a continuación, se verifica que la adición de una dinámica de regulador razonablemente rápida y estable modifica solo ligeramente la posición final (R_2, D_2). El controlador clásico proporcional integral para D y R se agrega a (5.38). Las constantes de tiempo típicas del regulador son iguales a una décima parte del período de pequeñas oscilaciones($\frac{1}{10}2\pi\sqrt{R/g} \approx 0.3[s]$).

Para las simulaciones realizadas por M.Flies en el ejemplo [13], presentadas en la figura 5.10, el transporte de la carga m puede considerarse bastante rápido: el movimiento horizontal de D es de $10[m]$ en $3,5[s]$; el movimiento vertical de R es de hasta $5[m]$ en $3,5[s]$. En comparación con las constantes de tiempo del regulador de bajo nivel ($0,1$ y $0,3[s]$), estos movimientos no son despreciables. Esto explica el desajuste transitorio entre los casos ideales y no ideales. Sin embargo, los rendimientos finales del control no se alteran seriamente: las oscilaciones residuales de la carga después de $7[s]$ admiten menos de $3[cm]$ de amplitud horizontal. Estas pequeñas oscilaciones residuales se pueden cancelar mediante un regulador PID simple con la desviación vertical θ como entrada y el punto de ajuste de D como salida .

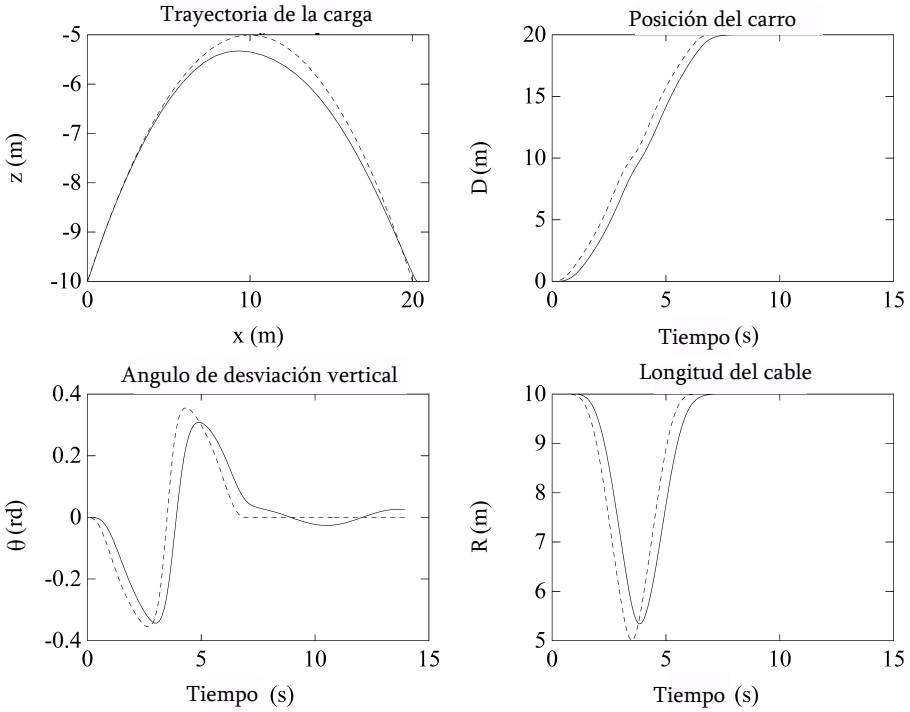


Figura 5.10: Simulación del control definido por la ec. 5.40 sin (líneas continuas) y con controladores ideales de bajo nivel para D y R. (líneas de puntos) [13].

Las simulaciones ilustran la importancia de la linealización de la salida (x, z). Cuando las regulaciones de R y D están adecuadamente diseñadas, es posible utilizar el control dado en (5.40) para transportes rápidos de la carga m de un punto a otro. La sencillez y la independencia de

(5.40) con respecto a los parámetros del sistema (excepto g) constituyen sus principales intereses prácticos.

5.1.4. Regulación de la energía en la barra DC

Para demostrar que el sistema es plano, la energía elelctroestática y_{Bus} almacenada en el condensador C_{Bus} es asumida como componente de la salida plana. Por lo tanto, uno define una salida plana $y_1 = y_{Bus}$, una variable de entrada o de control $u_1 = p_{SCREF}$, y una variable de estado $x_1 = v_{Bus}$. De (5.6), la variable de estado x_1 puede ser escrita como

$$x_1 = \sqrt{\frac{2y_1}{c_{Bus}}} = \varphi(y_1) \tag{5.42}$$

De (5.6) y (5.8), la variable de entrada o de control u_1 puede ser calculada desde la salida plana y_1 y su derivada en el tiempo (dinámica inversa; ver figura 5.4) como

$$\dot{y_1} = p_{FC_0} - p_{Load} + r_{SC}\left(\frac{p_{SC}}{v_{SC}^2}\right)$$

$$\dot{y_1} = p_{FC_0} - p_{Load} + p_{SC}\left(1 - \frac{p_{SC}}{4P_{SCLimited}}\right)$$

Donde

$$P_{SCLimited} = \frac{v_{SC}^2}{4r_{SC}} \tag{5.43}$$

$P_{SCLimited}$ es el limite máximo de potencia desde los supercondensadores. Luego

$$\dot{y_1} = p_{FC_0} - p_{Load} + u_1\left(1 - \frac{u_1}{4P_{SCLimited}}\right)$$

Con

$$\psi(y_1, \dot{y_1}) = p_{SC} = u_1 \tag{5.44}$$

$$-\left(\dot{y_1} - p_{FC_0} + p_{Load}\right) = \frac{u_1^2}{4P_{SCLimited}} - u_1$$

$$-\left(\dot{y_1} - p_{FC_0} + p_{Load}\right)4P_{SCLimited} = u_1 - 4P_{SCLimited}u_1 + 4P_{SCLimited}^2 - 4P_{SCLimited}^2$$

$$4P_{SCLimited}^2 - \left(\dot{y_1} - p_{FC_0} + p_{Load}\right) = u_1^2 - 4P_{SCLimited}u_1 + 4P_{SCLimited}^2$$

$$\sqrt{4P_{SCLimited}^2 - \left(\dot{y_1} - p_{FC_0} + p_{Load}\right) 4P_{SCLimited}} = 2P_{SCLimited} - u_1$$

$$u_1 = 2P_{SCLimited} - \sqrt{4P_{SCLimited}^2 - \left(\dot{y_1} - p_{FC_0} + p_{Load}\right) 4P_{SCLimited}}$$

$$u_1 = 2 \cdot P_{SCLimited} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\dot{y_1} + p_{Load} - p_{FC_O}}{P_{SCLimited}}\right)}\right]$$

$$u_1 = 2 \cdot P_{SCLimited} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\dot{y_1} + \sqrt{\frac{2y_1}{C_{Bus}}} \cdot i_{Load} - p_{FC_O}}{P_{SCLimited}}\right)}\right] = p_{SCREF} \tag{5.45}$$

Por lo tanto, es evidente que $x_1 = \varphi(y_1)$ y $u_1 = \psi(y_1, \dot{y_1})$ corresponden con (5.16) y (5.17). En consecuencia, el modelo propuesto de orden reducido del sistema híbrido puede considerarse como un sistema plano. Una trayectoria de referencia deseada para la energía de la barra DC está representada por y_{1REF}. La siguiente expresión da una ley de control de retroalimentación (ver Fig. 5.4) que logra un seguimiento asintótico exponencial de la trayectoria:

$$(\dot{y_1} - \dot{y}_{1REF}) + K_{11}(y_1 - y_{1REF}) + K_{12}\int (y_1 - y_{1REF})\, d\tau = 0 \tag{5.46}$$

donde se elige el conjunto de parámetros del controlador (K_{11}, K_{12}) para que las raíces del polinomio característico de lazo cerrado en la variable compleja s sea un polinomio de Hurwitz (5.47).

$$p(s) = s^2 + \lambda_1 s^1 + \lambda_0 \tag{5.47}$$

Obviamente, el seguimiento del error $e_1 = y_{1REF} - y_1$ satisface

$$\ddot{e}_1 + K_{11}\dot{e}_1 + K_{12}e_1 = 0. \tag{5.48}$$

Se obtiene una elección óptima de los parámetros del controlador de diseño haciendo coincidir el polinomio característico $p(s)$ con un polinomio característico deseado con ubicaciones de raíz definidas. Se puede establecer como un polinomio característico deseado

$$p(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \tag{5.49}$$

$$K_{11} = 2\zeta\omega_n \tag{5.50}$$

$$K_{12} = \omega_n^2 \tag{5.51}$$

donde ζ y ω_n son la relación de damping dominante deseado y la frecuencia natural, respectivamente. Es notable que el sistema de control es estable para K_{11}, $K_{12} > 0$ ($\zeta, \omega_n > 0$). Sin embargo, en base a la frecuencia de conmutación constante de los IGBTs, f_s, y la estructura de control en cascada, el lazo de control externo (control de energía de la barra DC) debe operar a una frecuencia de corte $f_e << f_c$ (una frecuencia de corte del lazo de corriente del supercondensador)<< f_s. Una vez que las salidas planas se estabilizan, todo el sistema es estable porque todas las variables del sistema se expresan en términos de las salidas planas a través de (5.42), (5.43) y (5.45).

La referencia de potencia del supercondensador p_{SCREF} generada desde (5.45), se divide por la tensión medida del supercondensador v_{SC}, y se limita para mantener la tensión del supercondensador dentro de un intervalo [$V_{SuperCMin}$, $V_{SuperCMax}$]. El valor superior $V_{SuperCMax}$ de este intervalo corresponde a la tensión máxima del dispositivo de almacenamiento, y el valor inferior $V_{SuperCMin}$, tradicionalmente igual a $V_{SuperCMax}$/2, a un nivel por sobre el cual la descarga del supercondensador se vuelve ineficaz debido a que se pierde control de tensión o energía del enlace DC a tensiones mas bajas de V_{SC} además se debe tener este intervalo de tensiones máxima y mínima para el control de tensión V_{SC} en caso de tener un sistema con baterías y/o celdas de hidrógeno para una correcta administración de la energía [15] y para evitar descargar completamente o sobrecargar el supercondensador. Esto da como resultado la referencia actual del supercondensador i_{SCREF}. La función de saturación de corriente-tensión del supercondensador llamada *Función de limitación de SuperC* como se muestra en las figuras 5.11 y 5.12, el bloque de limitador de corriente consiste en limitar la referencia $i_{SuperCREF}$ al intervalo [corriente de carga máxima $I_{SuperCMin}$ (valor negativo), corriente de descarga máxima $I_{SuperCMax}$ (valor positivo)] definida, versus la tensión medida del supercondensador v_{SC} como sigue :

$$\begin{cases} I_{SuperCMin} = -I_{SuperCRated} \cdot min\left(1, \frac{V_{SuperCMax} - V_{SC}}{\Delta v}\right) \\ \\ I_{SuperCMax} = +I_{SuperCRated} \cdot min\left(1, \frac{V_{SC} - V_{SuperCMin}}{\Delta v}\right) \end{cases} \tag{5.52}$$

donde ISuperCRated y Δv son los parámetros de regulación. Al observar el gráfico de la función de limitación de corriente figura 5.11 se observa que entre los extremos máximos y mínimos, la referencia pasa a ser una rampa. Esto es debido a que al estar cerca de los limites de saturación de corriente de carga o descarga del SC, debe aumentar o reducirse gradualmente dependiendo de

la situación, si el SC esta por cargarse completamente la corriente debe reducirse como medida de seguridad para no sobrepasar su límite de carga, lo mismo ocurre para el caso de la descarga, el SC se descargará hasta un cierto nivel de carga por lo que deberá reducir gradualmente los límites de corriente máxima de descarga.

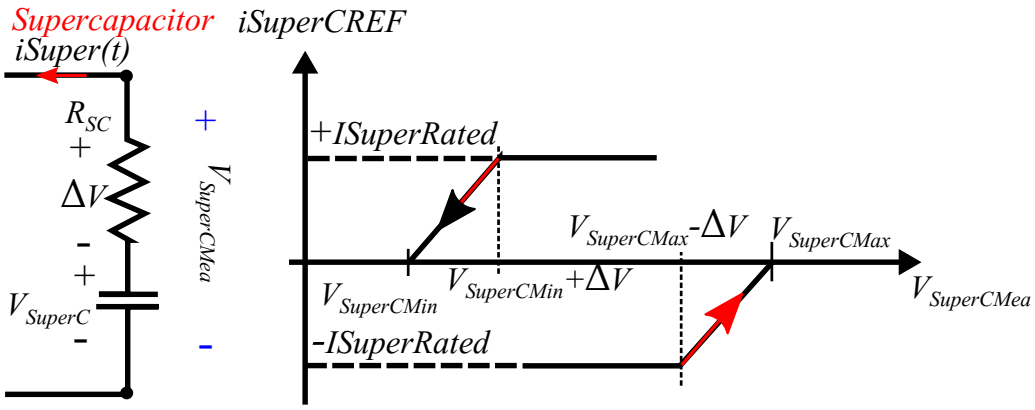


Figura 5.11: Funciones de limitación de corriente del supercondensador [17]

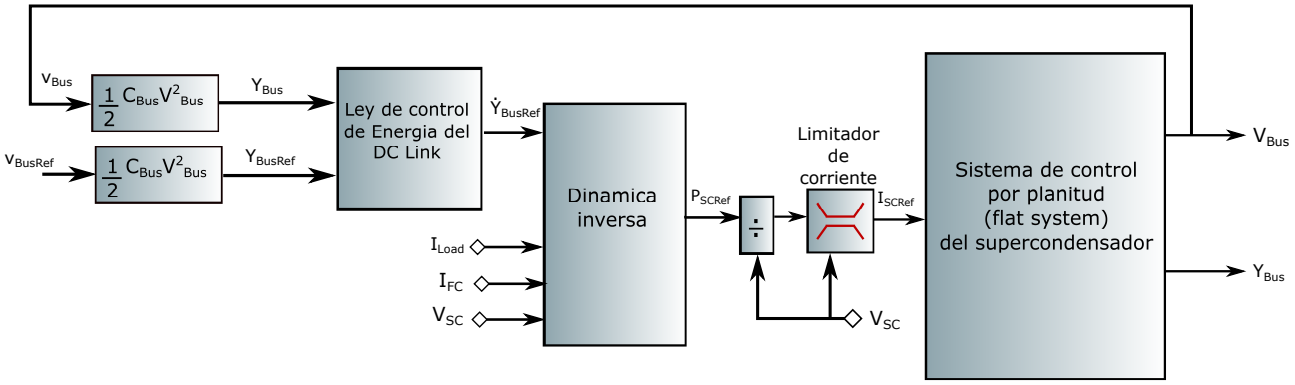


Figura 5.12: Control de energía del SC. Ley de control de energía del DC Link (5.49), dinámica inversa (5.45) [16]

Capítulo 6

Simulación y resultados experimentales

El sistema eléctrico utilizado para la simulación y validación experimental es el mostrado en la figura 6.1, la simulación del sistema eléctrico se realiza utilizando la herramienta de software para simulaciones PLECS diseñado para electrónica de potencia. Los valores de los elementos cómo supercondensadores, inductores, condensadores, y otros, en la simulación, son los mismos que se utilizan en la validación experimental del frenado regenerativo; estos se encuentran en la tabla 6.1.

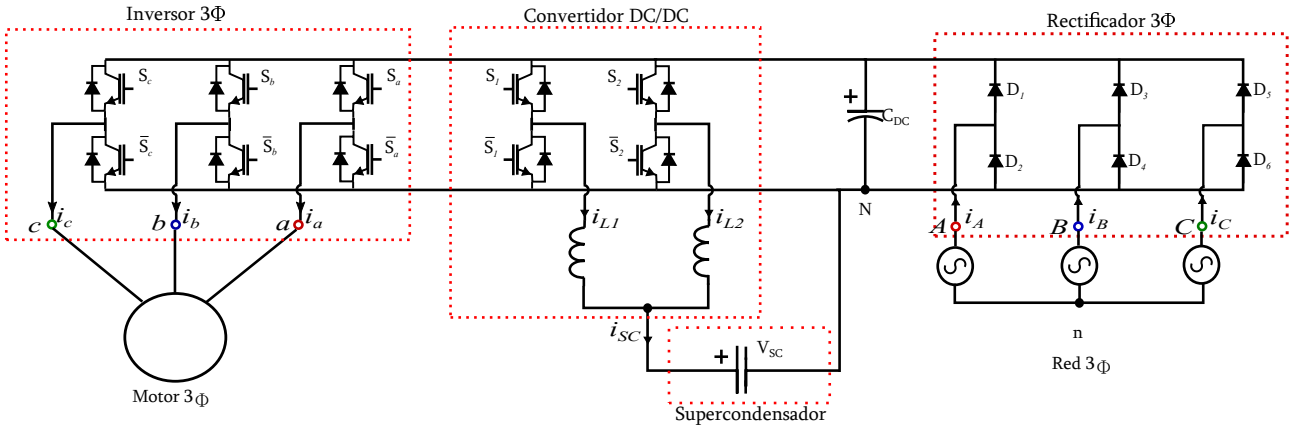


Figura 6.1: Circuito eléctrico para la validación experimental y simulación.

La simulación se centrará en el desarrollo del control de planitud de energía del convertidor DC/DC. El convertidor AC/DC se opera mediante modulación vectorial explicado en capítulos anteriores. La máquina utilizada como motor es una máquina trifásica de imanes permanentes con flujo de campo electromagnético sinusoidal, con los parámetros mostrados en la tabla 6.1.

Resistencia del estator R_s	$0,75[\Omega]$
Inductancias de estator $[L_d \quad L_q]$	$[2,49 \quad 3,075][mH]$
Flujo inducido Ψ_m	$0,21535[Wb]$
Constante de Inercia J	$0,041$
Numero de pares de polo p	5

Tabla 6.1: Parámetros de la máquina de imanes permanentes usados en la simulación

El esquema de control para el convertidor AC/DC es el mostrado en la figura 6.2, en esta se observa que se realiza un control PI de lazo abierto a las corrientes i_d e i_q del estator de la máquina, obteniendo los parámetros de tensión de referencia v_d y v_q que al cambiar a un sistema de referencia $\alpha\beta$, se utilizan en algoritmos de control vectorial cuya base, visto en 4.3.2.e, obteniendo los pulsos que se enviarán a los IGBTs del convertidor AC/DC. Las corrientes i_d e i_q se obtienen luego de obtener el torque eléctrico de referencia T_e, determinadas a partir del control PI de velocidad ω_r, donde ω_r^{ref} es la velocidad de giro deseada o de referencia y ω_r es la velocidad real de giro del rotor.

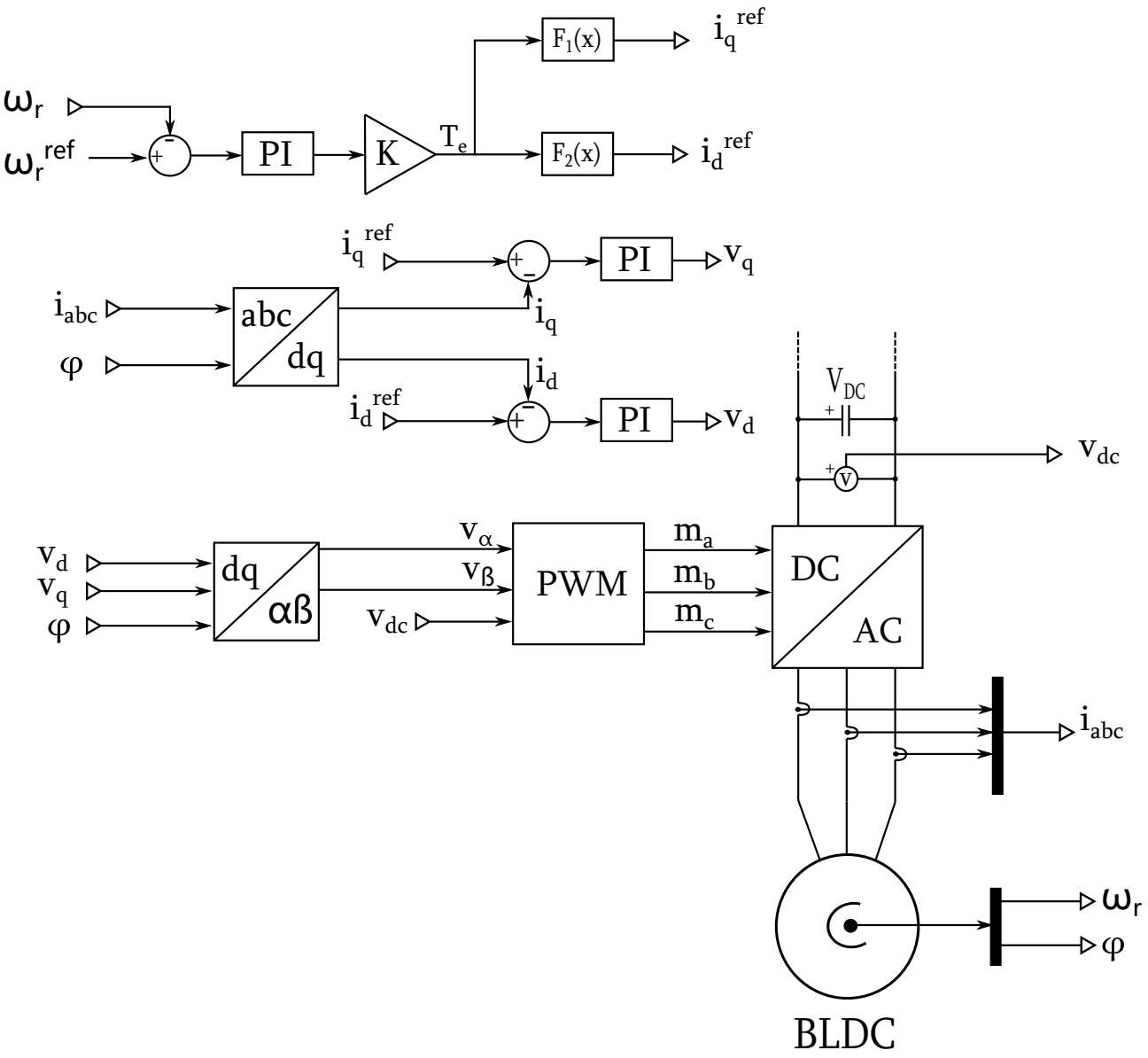


Figura 6.2: Esquema de control del convertidor AC/DC sobre la máquina de imanes permanentes.

El control del convertidor AC/DC no era el objetivo principal del estudio, por lo que no nos centraremos en la obtención de los parámetros de control de velocidad y corrientes de este convertidor cuyos procedimientos en la obtención de parámetros se pueden ver en profundidad en [1].

Para el convertidor DC/DC, se utilizó el convertidor de la figura 6.3 y la estrategia de control de planitud diferencial vista en el capitulo 5, utilizando el esquema de control de la figura 5.12 y el control de corriente de lazo abierto de la figura 5.2. Los parámetros de los elementos pasivos utilizados en la simulación son los mostrados en la tabla 6.2.

Capacitor C_{DC}	$5,3[mF]$
Inductancia L_{L1}	$0,956[mH]$
Inductancia L_{L2}	$0,956[mH]$
Supercapacitor C_{SC}	$250[F]$
Resistencia serie R_{SC}	$0,85[m\Omega]$

Tabla 6.2: Parámetros del convertidor DC/DC

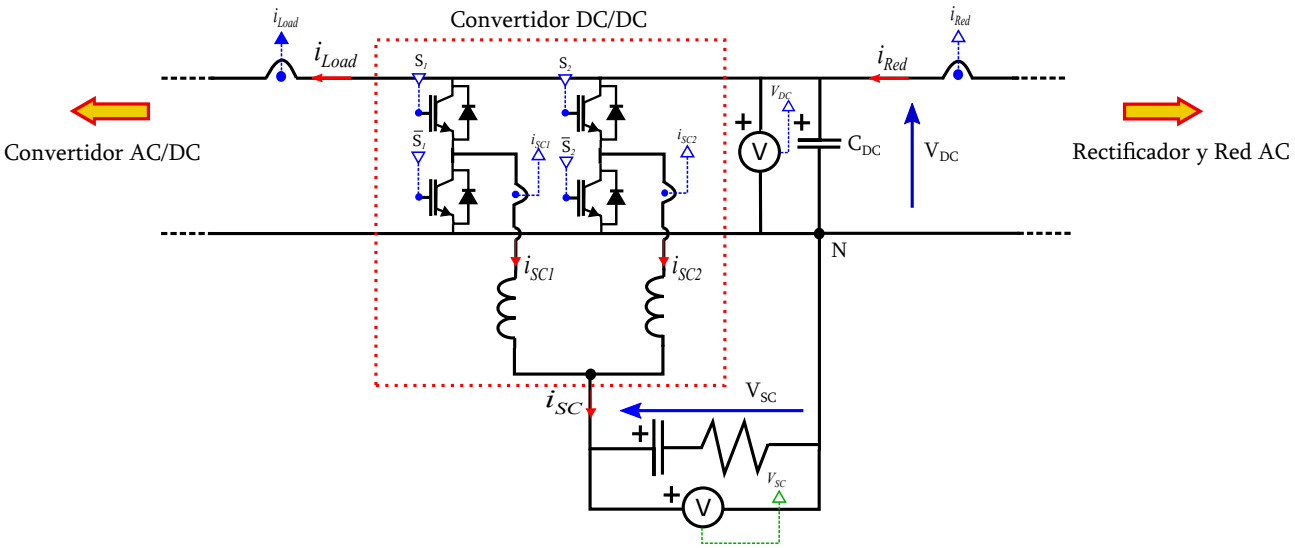


Figura 6.3: Convertidor DC/DC utilizado en simulación y desarrollo experimental.

Como se mencionó en el capitulo 5, por razones de seguridad y alta dinámica, el convertidor DC/DC de los supercondensadores se controla mediante lazos de regulación de corriente 5.2. Este control de corriente se realiza mediante un control PI (Proporcional Integral).

El controlador PI se caracteriza por una función de transferencia del tipo:

$$F_{PI}(z) = k_{pi}\frac{1 + s\tau_{pi}}{s\tau_{pi}} \tag{6.1}$$

Donde k_{pi} es la ganancia del controlador y τ_{pi} es la constante de tiempo del controlador.

Las actuaciones de los sistemas de control se deben limitar por restricciones físicas impuestas. La limitación de la actuación provoca problemas en el controlador PI convencional (enrollamiento de la parte integral). Problemas de enrollamiento se producen cuando, por ejemplo, cuando la actuación alcanza el valor límite y el error (diferencia entre la referencia y la respuesta) es distinto de cero, la parte integral del controlador continúa actuando; lo que provoca que, una vez que el error cambia de signo, el control tarda un tiempo en recuperarse debido a que la parte

integral actúa como si la actuación no estuviese limitada. Por esto, el controlador PI debe poseer un algoritmo que evite el enrollamiento de la parte integral de tal forma de eliminar cualquier retardo en la regulación.

Comúnmente, el antienrollamiento consiste en un algoritmo que detiene el proceso de integración en el controlador mientras la actuación se encuentra limitada; esto provoca que la integración se mantenga en el último valor que alcanza antes del instante en que la actuación entra en la zona de limitación. Con esto, una vez que la actuación sale de la zona limitada, el integrador actúa inmediatamente, y no provoca ningún retardo en el sistema de control por causa de la limitación.

Existen varios esquemas de control en el plano continuo que poseen antienrollamiento, como por ejemplo el exhibido en la figura 6.4. En esta figura $C(s)$ corresponde a la función de transferencia del controlador sin antienrollamiento y $C(\infty)$ corresponde al módulo de la función de transferencia del controlador evaluado con $s \rightarrow 1$. En el plano discreto el antienrollamiento se basa en un algoritmo que detiene por completo o parcialmente el proceso de integración una vez que se alcanza el límite de la actuación.

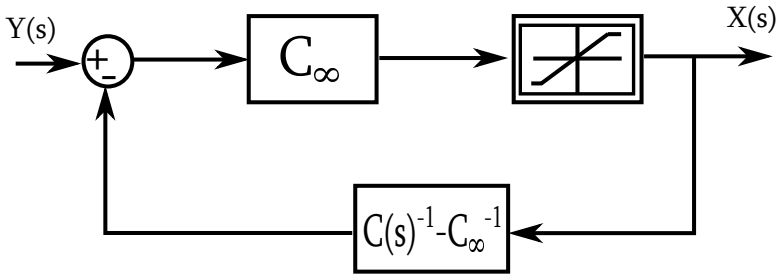


Figura 6.4: Esquema de control continuo con antienrollamiento. [9]

En la simulación se utiliza este control con antienrollamiento. Al diseñar el control de un sistema se tiene una infinidad de posibilidades para la selección de los parámetros de los controladores; por tal motivo es necesario optimizar el control en base a algún criterio determinado.

El control de corriente del convertidor DC/DC se realiza con controladores PI, y la planta $G(s)$ (6.2) se obtiene del circuito equivalente de la figura 6.5, del sistema equivalente en baja tensión utilizando la transformada de Laplace.

Mediante el uso de MATLAB se obtiene el controlador $C(s)$ (6.3) que permite que el sistema sea estable.

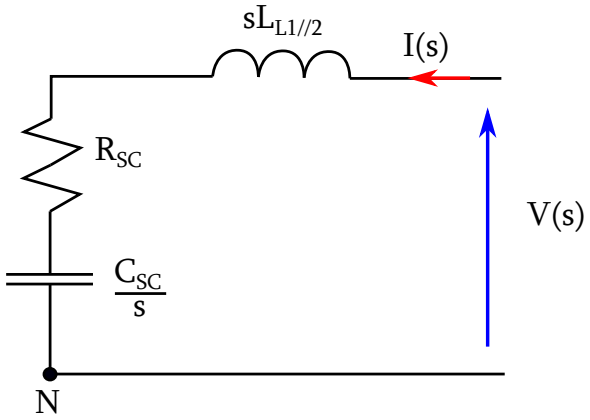


Figura 6.5: Circuito equivalente del lado de baja tensión del convertidor DC/DC usando la transformada de Laplace. [9]

$$G(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = \frac{250s}{0,1195s^2 + 0,85s + 1} \tag{6.2}$$

$$C(s) = \frac{1,496s + 1360}{s} \tag{6.3}$$

El lazo de control de la figura 6.6 presenta la función transferencia del tipo:

$$F(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \tag{6.4}$$

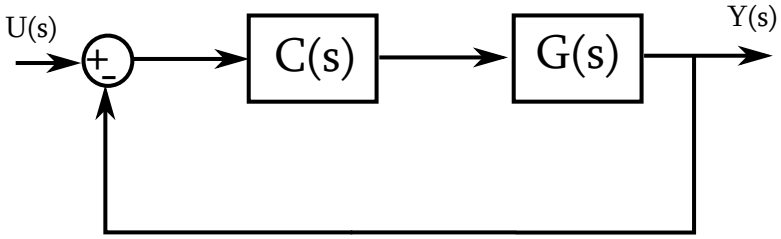


Figura 6.6: Lazo de control con realimentación negativa [9]

La dinámica del sistema se considera apropiada si la salida rápidamente alcanzara el valor de referencia, lo que significa que la magnitud de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia debe estar cercana a uno para el mayor ancho de banda posible. Al reemplazar (6.2) y (6.3) en (6.4) se tiene:

$$F(s) = \frac{44,69 \cdot s^5 + 4,095 \cdot 10^4 \cdot s^4 + 289374 \cdot s^3 + 34 \cdot 10^4 \cdot s^2}{0,01428 \cdot s^6 + 44,9 \cdot s^5 + 4,095 \cdot 10^4 \cdot s^4 + 2,894 \cdot 10^5 \cdot s^3 + 340001 \cdot s^2} \tag{6.5}$$

Según lo visto en la sección 5.1.4, la frecuencia $f_e << f_c << fs$, la frecuencia de switcheo f_s de los IGBTs es de 10 [khz] $\approx$ 62000 [rad/s] y la frecuencia de corte para el lazo de corriente f_c

(6.5) es de aproximadamente 3980 [rad/s], esto se observa en el Diagrama de Bode en la figura 6.7.

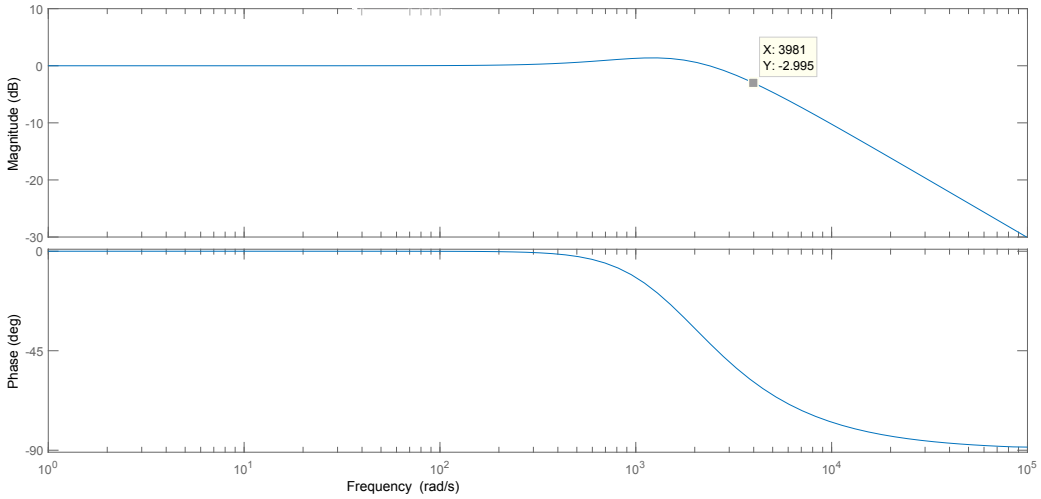


Figura 6.7: Diagrama de Bode del lazo de corriente

Finalmente, se realiza el esquema de control de corriente mostrado en la figura 6.8, debido a que el convertidor es double shifted, la señal triangular para la segunda pierna de IGBTs está desfasada en 180^o para poder reducir el ripple en la corriente que sale del convertidor y llega al supercondensador (figura 6.3).

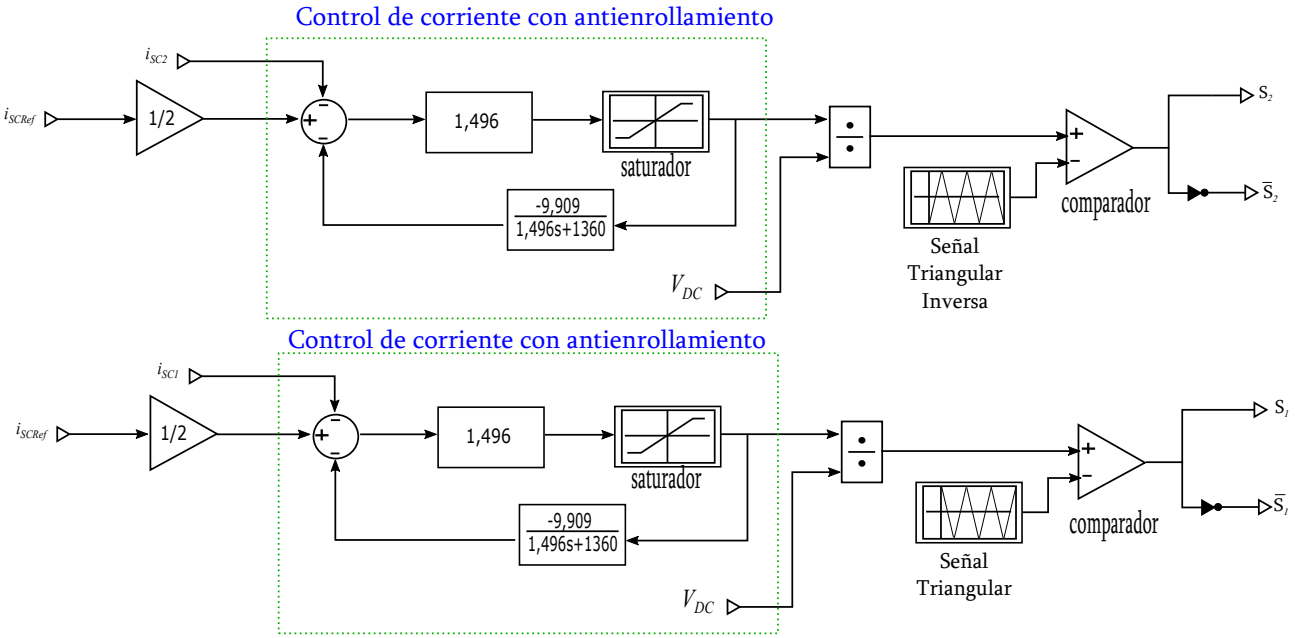


Figura 6.8: Control de corriente utilizado en la simulación.

En la figura 6.9 se observa la medición de corriente del supercondensador y las corrientes que circulan por cada inductancia. Se observa que la configuración del convertidor disminuye el ripple de la corriente del SC, reduciendo el estrés sobre éste. La figura 6.10 muestra la rápida reacción del control de la corriente a distintos cambios de referencia.

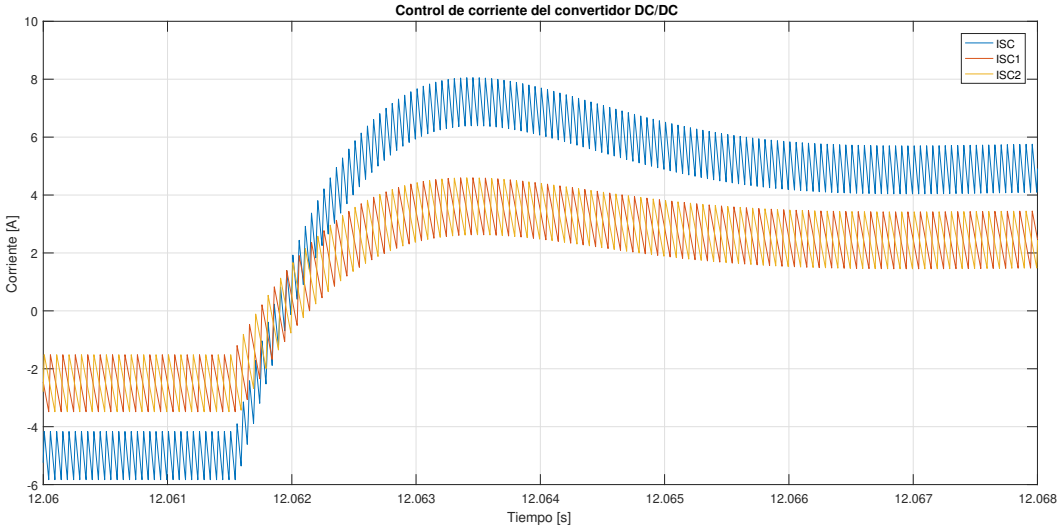


Figura 6.9: Corriente del supercondensador (I_{SC}), y corrientes de cada pierna del convertidor DC/DC (I_{SC1}) y (I_{SC2})

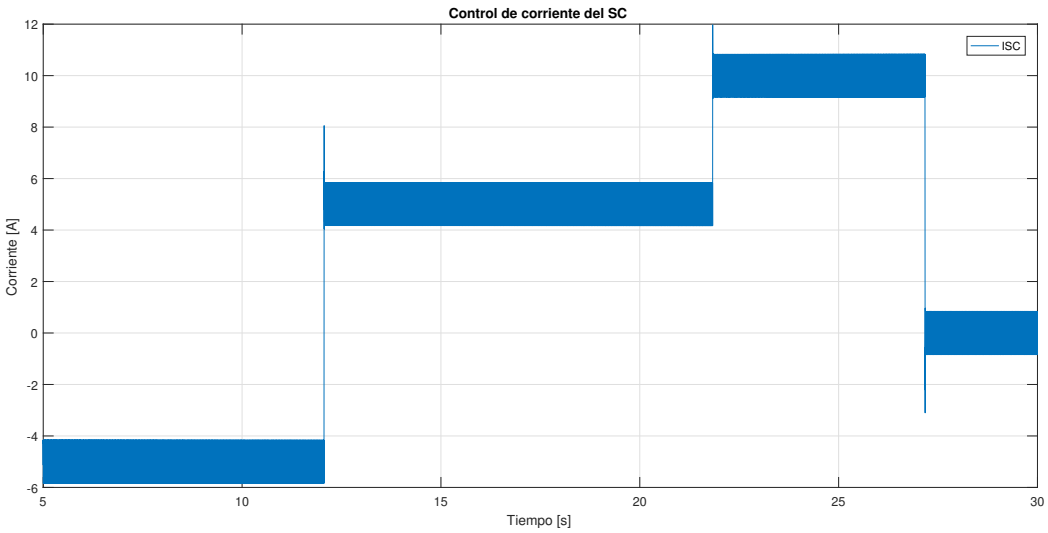


Figura 6.10: Corriente del supercondensador (I_{SC})

El control se realiza con lo visto en el cápitulo 5, de planitud diferencial. El esquema diseñado en la simulación que es equivalente al de la figura 5.12, se puede observar en las figuras 6.11, 6.12 y 6.14. en la figura 6.11 se observa que se compara una referencia de tensión (energía)

deseada V_{DC}^{ref} con la medida en tiempo real V_{DC}, mediante bloques de control de energía con antienrollamiento que se obtiene de acuerdo a la sección 5.1.4.

El bloque a utilizar es un control PI con antienrollamiento en base al polinomio característico observado en (5.48) y (5.49).

$$C(s) = \frac{K_{11}s + K_{12}}{s} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s} \tag{6.6}$$

Donde el damping dominante deseado es $\zeta = 1/\sqrt{2}$ y la frecuencia natural del sistema es $\omega_n = 2\pi f_e$ con f_e la frecuencia de corte del control de energía. Recordando lo visto anteriormente con la frecuencia de conmutación de los IGBTs ($f_s >> f_c >> f_e$), se define que la frecuencia de corte de la energía sea de $\omega_n = 2\pi f_e \approx 222[rad/s]$. Así, $K_{11} = 314$ y $K_{12} = 49312$; por lo tanto, (6.7) queda de la siguiente forma:

$$C(s) = \frac{314s + 49312}{s} \tag{6.7}$$

Quedando expresado en el esquema de control de la figura 6.11 con antienrollamiento.

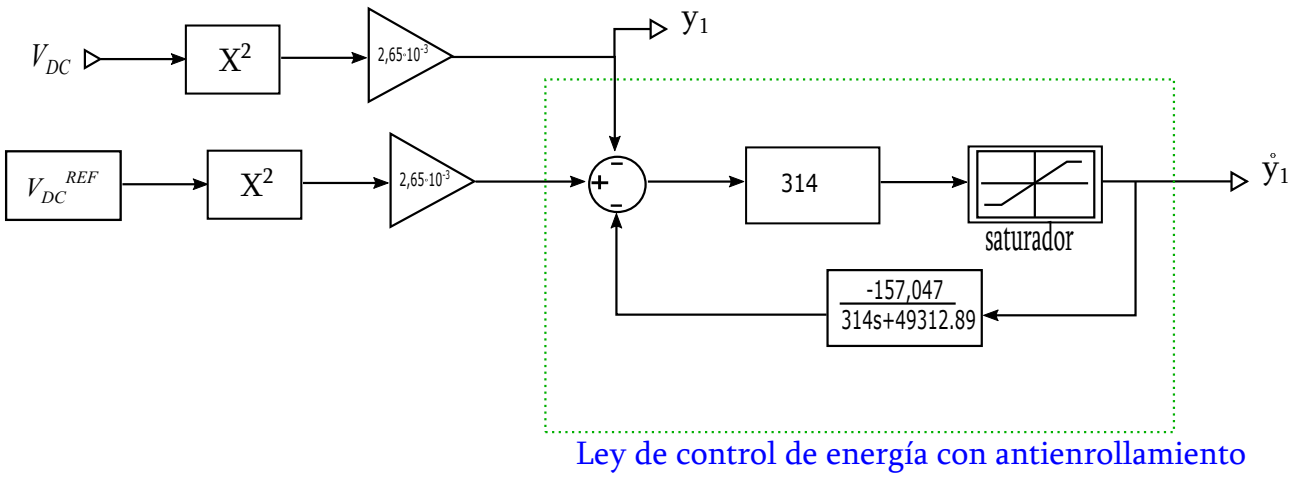


Figura 6.11: Control de energía utilizado en la simulación.

En la figura 6.14 se representa la dinámica inversa mencionada en la sección 5.1.4. Donde las variables de entrada que son: la salida plana y_1, su derivada en el tiempo $\dot{y}_1$, la corriente de la carga o corriente hacia el convertidor AC/DC definida como i_{Load}, la potencia de la red p_{Red} y la potencia $P_{SCLimited}$. Estas dos ultimas obtenidas en la figura 6.12, donde se realizan las siguientes ecuaciones.

$$p_{Red} = V_{DC} \cdot i_{Red} \tag{6.8}$$

$$P_{SCLimited} = \frac{V_{SC}^2}{4r_{SC}} \tag{6.9}$$

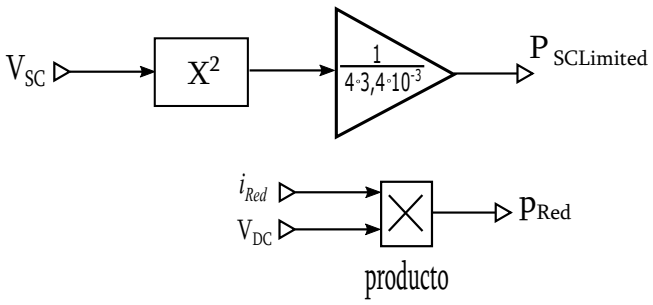


Figura 6.12: Control de energía utilizado en la simulación.

Todas las variables mencionadas anteriormente ingresan al bloque de dinámica inversa donde su ecuación es similar a la vista en (5.45), y queda definida como:

$$u_1 = 2 \cdot P_{SCLimited} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{y_1 + \sqrt{\frac{2y_1}{C_{Bus}}} \cdot i_{Load} - p_{Red}}{P_{SCLimited}}\right)}\right] = p_{SCREF} \tag{6.10}$$

Es decir, la potencia de la celda de combustible es reemplazada en este experimento por la potencia que aporta la red eléctrica. Lo anterior entrega la referencia de potencia del supercondensador P_{SCREF} que al dividirse por la tensión V_{SC}, se obtiene la corriente de esta referencia, que antes de pasar por los controles de corriente, se limita para que no exceda ciertos valores de seguridad, tal como se observa en (5.52) y la figura 5.11. Los valores de los parámetros utilizados en (5.52) para la simulación son: $\Delta v = 0,5[V]$, $V_{SuperCMax}$ = 28 [V], $V_{SuperCMin}$ = 10 [V] e $I_{SuperCRated}$ = 60 [A]. Como se utilizó una referencia de corriente del SC que es positiva cuando va en dirección al SC distinto a lo realizado para definir (5.52), esta se reescribe como:

$$\begin{cases} I_{SuperCMin} = -I_{SuperCRated} \cdot min\left(1, \frac{V_{SC} - V_{SuperCMin}}{\Delta v}\right) \\ \\ I_{SuperCMax} = +I_{SuperCRated} \cdot min\left(1, \frac{V_{SuperCMax} - V_{SC}}{\Delta v}\right) \end{cases} \tag{6.11}$$

Y con los parámetros preestablecidos queda:

$$\begin{cases} I_{SuperCMin} = -60 \cdot min\left(1, \frac{V_{SC} - 10}{0,5}\right) \\ \\ I_{SuperCMax} = +60 \cdot min\left(1, \frac{28 - V_{SC}}{0,5}\right) \end{cases} \tag{6.12}$$

Lo anterior representa la limitación de la corriente dependiendo del nivel de tensión del supercondensador, que se representa en la figura 6.13.

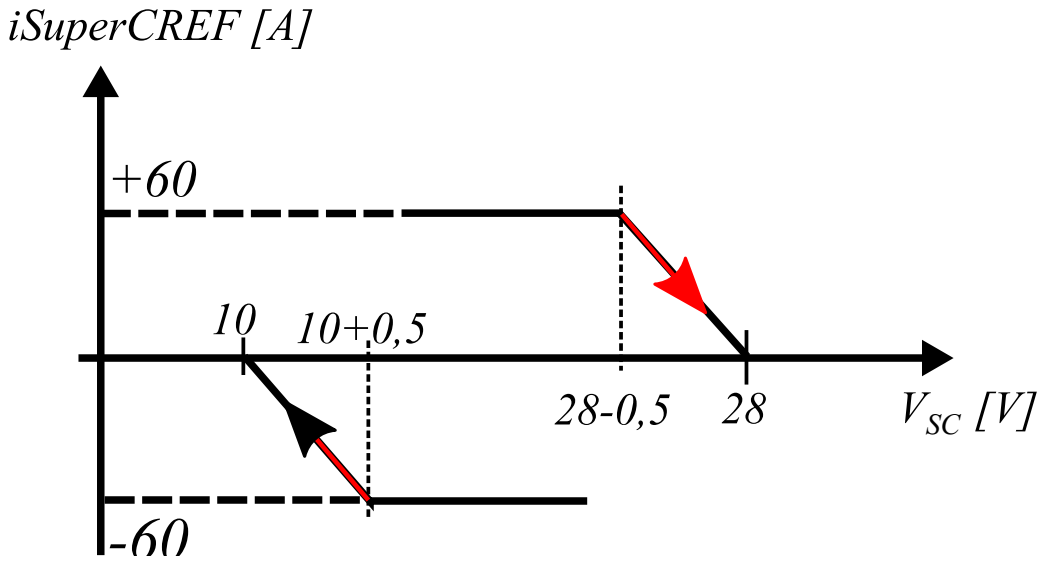


Figura 6.13: Funciones de limitación de corriente del supercondensador

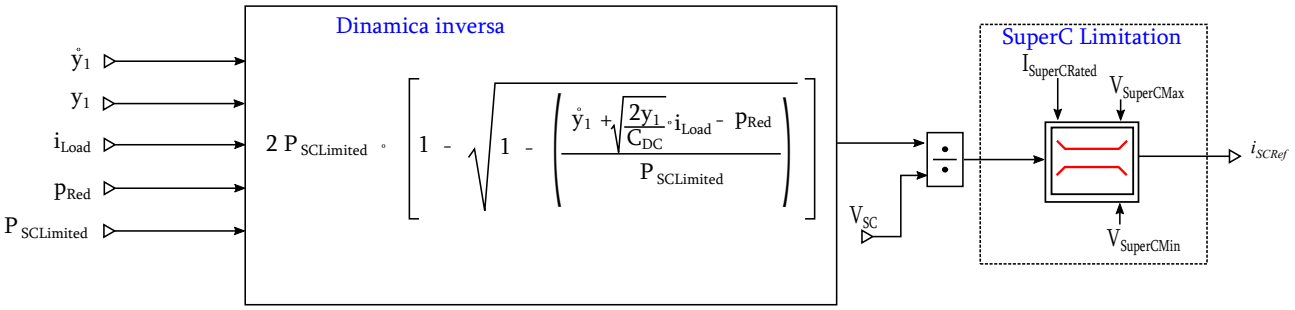


Figura 6.14: Control de energía utilizado en la simulación.

Después del bloque de limitación de corriente se obtiene la referencia de corriente i_{SCRef}, que se utiliza en los controles de corrientes mostrados anteriormente en la figura 6.9, ya que por razones de seguridad y alta dinámica el convertidor de los supercapacitores se controla mediante lazos de regulación de corriente.

Las pruebas de baterías para vehículos eléctricos (EV) tienen dos enfoques distintos. Estas son, pruebas que se concentran en optimizar el rendimiento de la batería y la vida útil del ciclo. Normalmente se utiliza corriente constante o potencia constante y ciclos simples. Para los sistemas de los EVs, las pruebas se centran en el vehículo total, incluida la batería. Esta prueba es multiproposito y generalmente implica un ciclo de vida de conducción complejo. Estas pruebas son exigentes y requieren un rendimiento físico y eléctrico mucho mayor que un régimen de ciclos de corriente constante. Las pruebas que se usan comúnmente en la actualidad son los perfiles

de ciclo de vida FUDS, SFUDS y GSFUDS. Estas pruebas han demostrado ser una predicción mucho mejor del rendimiento del ciclo de vida de la batería que el ciclo de corriente constante o de potencia constante. Las pruebas de ciclo de vida de conducción son una de las seis características consideradas al evaluar las baterías y los sistemas de los EVs.

Se realiza un ciclo FUDS, donde la referencia de velocidad de la figura 6.2 es la mostrada en la figura 6.15, pero que a diferencia de la prueba original, este está acotado a los 20 segundos, ya que lo que nos interesa es que el supercondensador se cargue o descargue dadas las condiciones de conducción del sistema a simular. Esto se debe a que cuando el supercondensador exceda sus niveles preestablecidos de carga ($V_{SCMin} = 10[V] < V_{SC} < V_{SCMax} = 28[V]$), se perderá el control, ya que el convertidor no permitirá que el supercondensador se cargue a tensiones mayores a 28 [V] y tampoco permitirá que se descargarse a tensiones menores a 10 [V], tal como se observa en la figura 6.13.

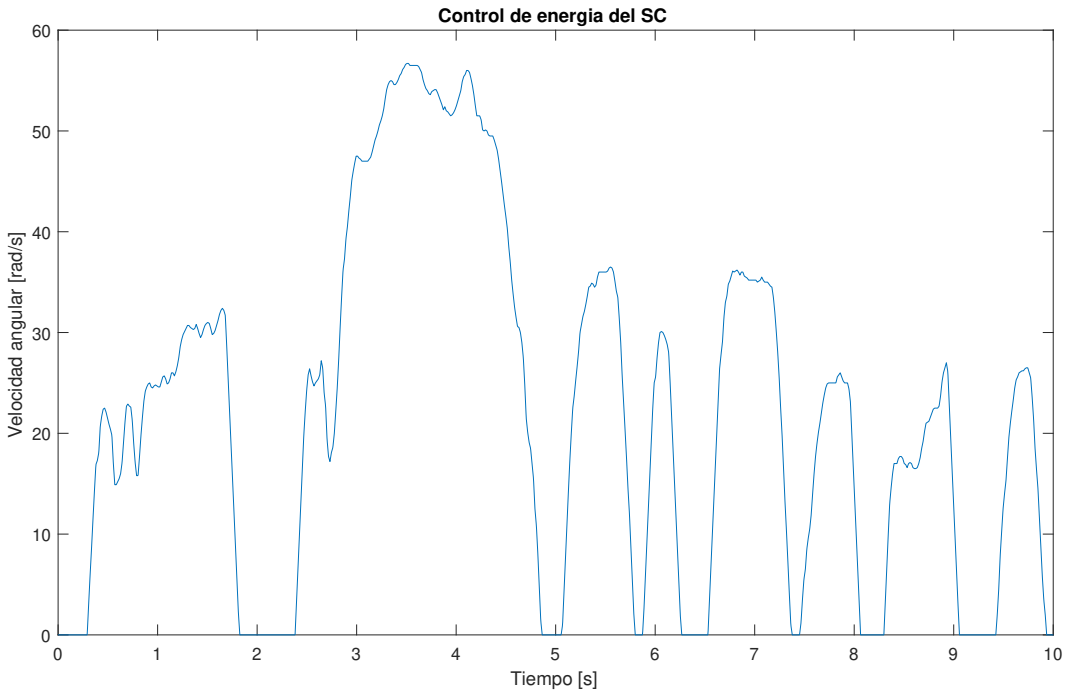


Figura 6.15: Referencia de velocidad del motor BLDC de acuerdo al FUDS

Los resultados de la simulación se observan en las figuras 6.16, 6.17 y 6.18. En la figura 6.16 se observa la tensión de enlace DC (V_{DC}) durante toda la prueba del FUDS, en ella se observa que el control se mantiene en la tensión de referencia utilizada ($100[V]$), cuando hay aceleración. La descarga rápida de energía provoca disminución en la tensión V_{DC}, pero se estabiliza rápidamente debido al control de energía, donde la carga almacenada en el supercondensador rápidamente es transferida para mantener la tensión en el enlace DC en el valor de referencia. En

el freno regenerativo, la tensión de enlace DC aumenta sobre el valor de referencia. Por lo tanto, la energía es almacenada en el supercondensador para disminuir la tensión del enlace DC y mantenerla en su valor de referencia. En la figura 6.17 se muestra la tensión del supercondensador durante la simulación; se observa que, debido a la recarga durante el frenado, su descarga total es mucho menor. La figura 6.18 muestra la corriente del supercondensador y las corrientes que circulan por cada inductancia del convertidor. Se observan los momentos de carga y descarga durante la prueba.

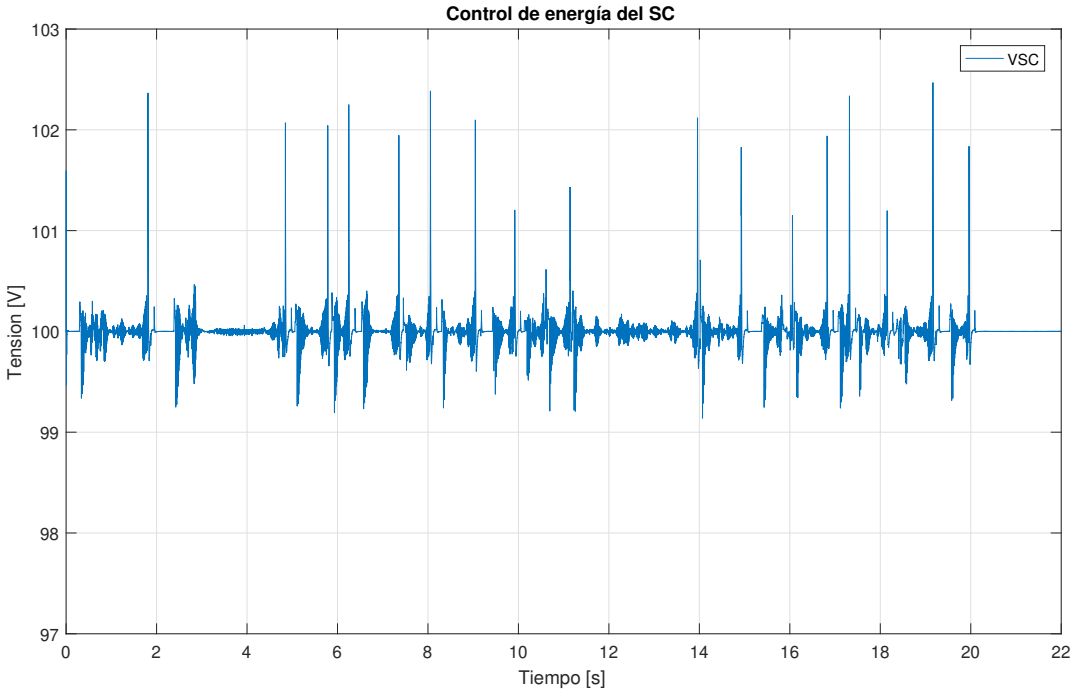


Figura 6.16: Tensión de enlace DC (V_{DC})

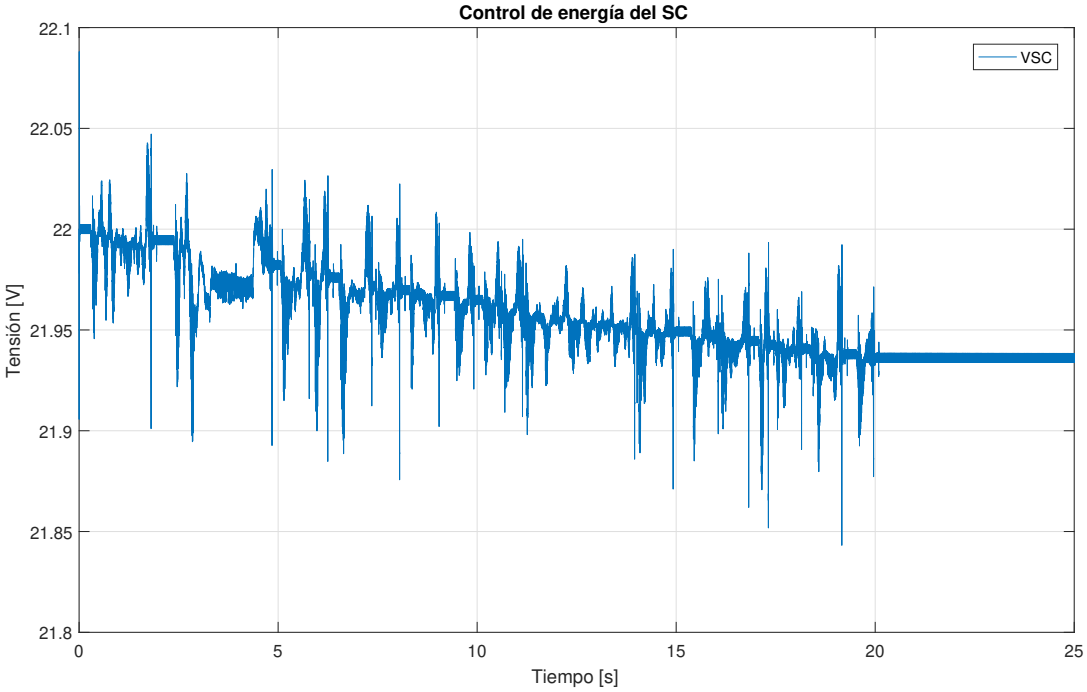


Figura 6.17: Tensión del supercondensador (V_{SC})

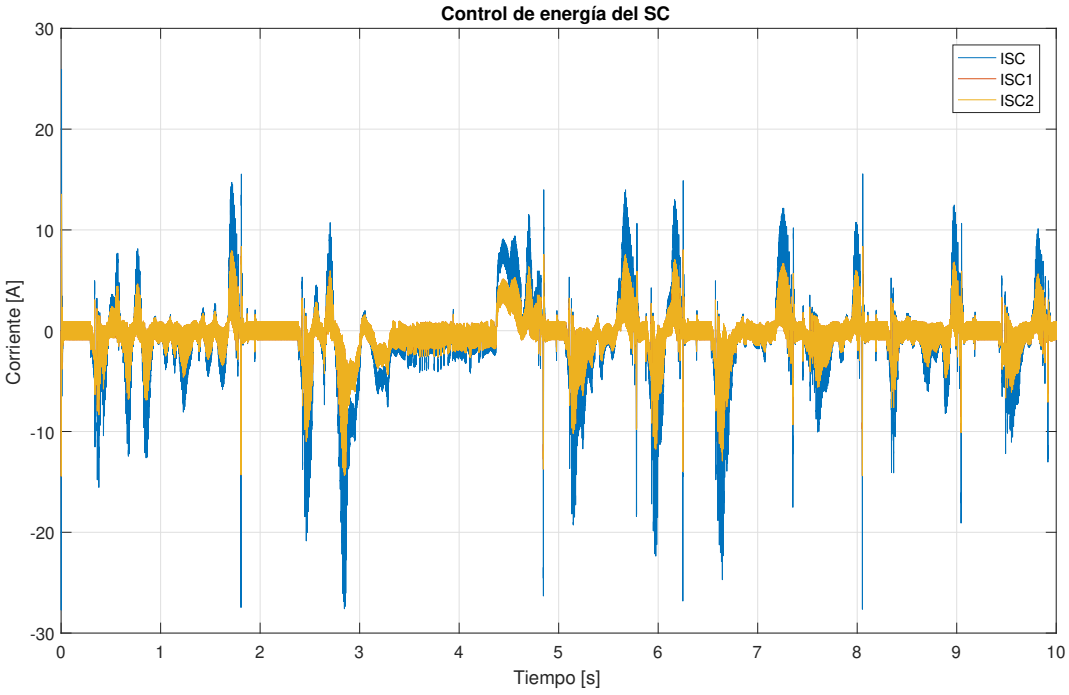


Figura 6.18: Corrientes del supercondensador (I_{SC}) y las corrientes de cada inductancia (I_{SC1}) y (I_{SC2})

También se simuló el caso en que la tensión rectificada de la red es mayor a la referencia del

control de energía, esto nos muestra que durante toda la prueba el supercondensador se carga (figura 6.19) para así mantener la tensión del enlace DC en los 100 [V] (figura 6.19), debido a algún aumento de la corriente (figura 6.21), el supercondensador llega a su nivel límite superior de corriente (6.12).

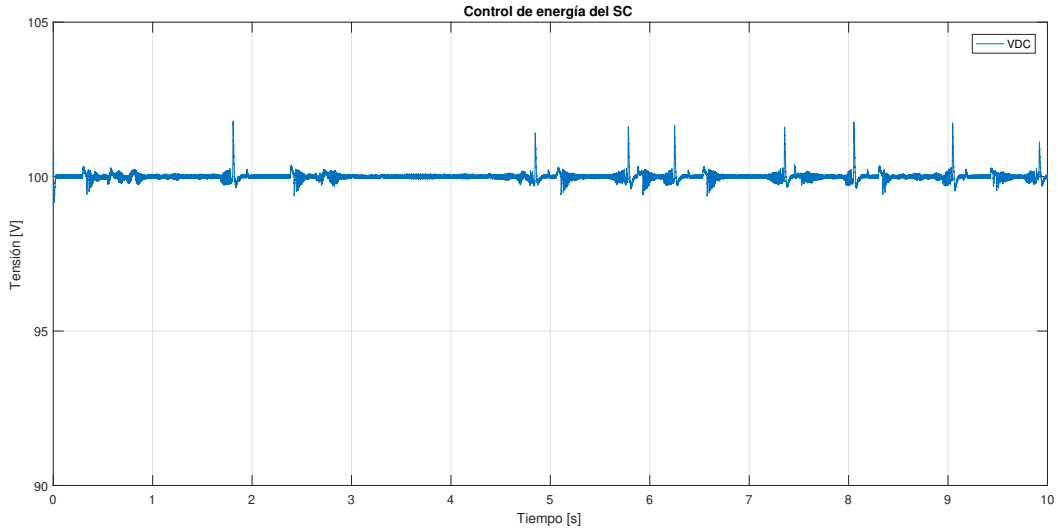


Figura 6.19: Tensión de enlace DC (V_{DC})

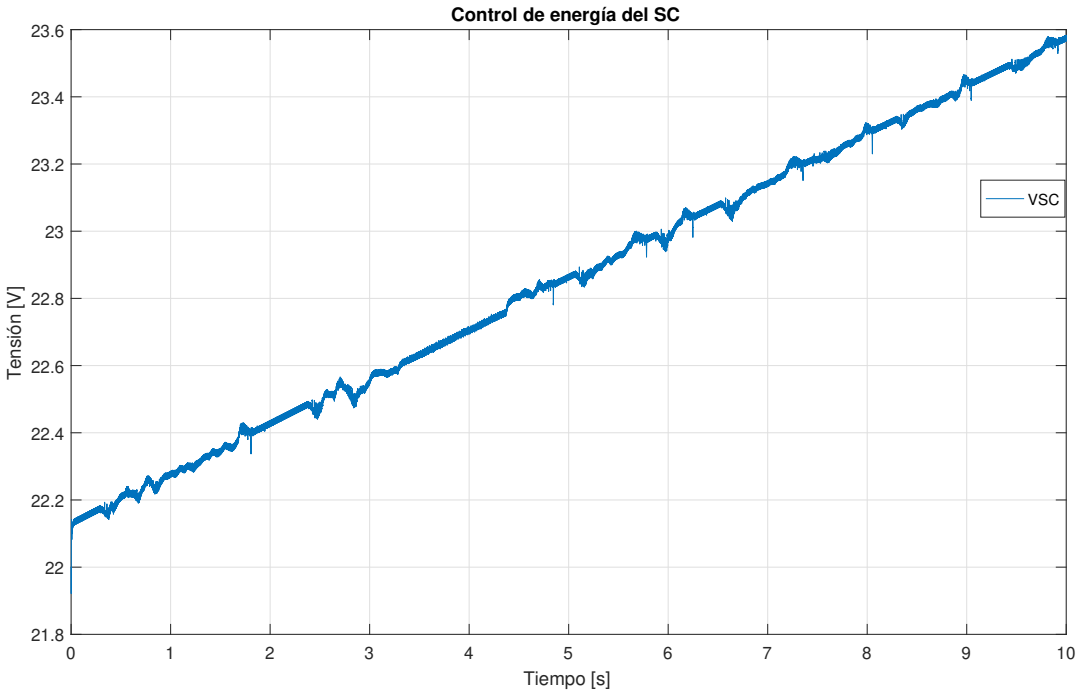


Figura 6.20: Tensión del supercondensador (V_{SC})

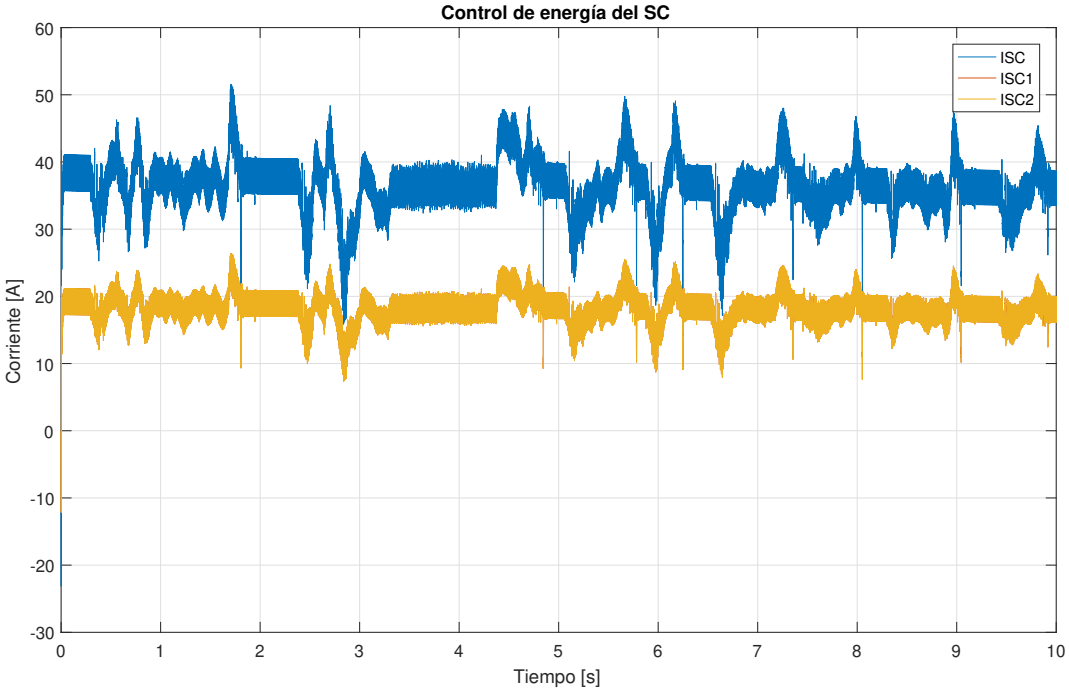


Figura 6.21: Corriente del SC (I_{SC}) y las corrientes de cada inductancia (I_{SC1}) y (I_{SC2})

6.1. Componentes principales utilizados en el prototipo experimental

6.1.1. Plataforma de trabajo

Para la implementación del controlador, y también para la obtención de parámetros, se utilizó un equipo de adquisición y procesamiento de señales en tiempo real de la empresa dSPACE, modelo MicrolabBox, el cual cuenta con entradas y salidas tanto digitales como análogas y su programación se puede llevar a cabo usando la misma interfaz de Simulink.

Este dispositivo posee las siguientes características:

- 32 entradas análogas ADC con niveles de ± 10 [V] y hasta 14-bit.
- 16 salidas análogas DAC con niveles de ± 10 [V]y 16-bit.
- 48 canales I/O bidireccionales, con capacidad de PWM tanto de generación como de medición con una capacidad de muestreo de 10 [ns].
- Una FPGA programable Xilinx Kintex-7 XC7K325T.

Figura 6.22: Equipo MicroLabBox donde se procesan las señales del convertidor

El supercondensador utilizado (Figura 6.23) es el LSUM 016R2C 0500F EA de 500 [F] de LSUC. Este SC es de uso comercial y su utilización se realiza en turbinas eólicas y equipos industriales pesados. Opera a tensión nominal de 16 [V], corriente nominal de 200 [A] y asegura una vida útil de 10 años y al menos 1 millón de ciclos de carga/descarga, en condiciones nominales a temperatura ambiente (25 [° C]).

Figura 6.23: Supercondensador LSUC de 500 [F] y 16 [V].

Los inductores (figura 6.24) se dimensionaron para la mitad de la corriente máxima de los supercondensadores debido a la configuración del convertidor DC/DC de dos columnas.

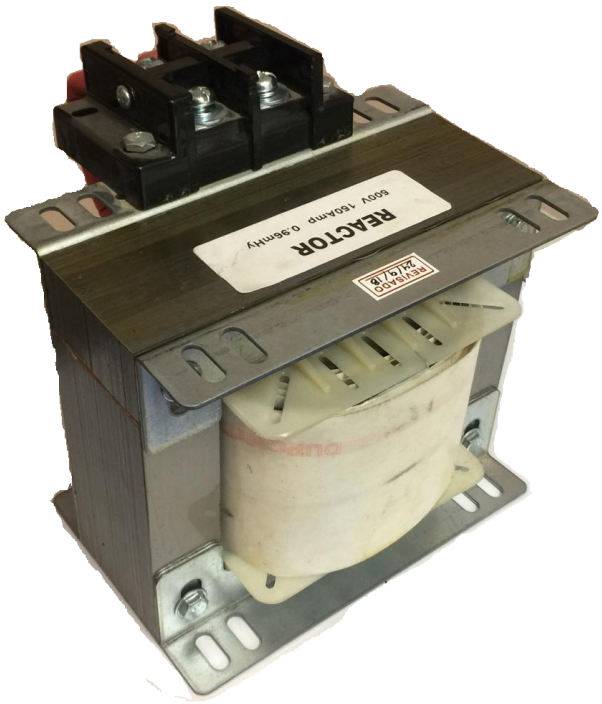


Figura 6.24: Reactor de 0.956 [mH]

Una de las pruebas realizadas antes de utilizar el motor de imanes permanentes fue una carga electrónica programable (figura 6.25). Las cargas electrónicas Chroma 63800 pueden simular una variedad de condiciones de carga, con factor de cresta alto y factores de potencia variables con compensación en tiempo real, incluso cuando la forma de onda de tensión está distorsionada. Esta característica única proporciona capacidades de simulación del sistema real y evita sobrecargar el instrumento, lo que da como resultado, pruebas confiables e imparciales. La carga electrónica se configura para que consuma una corriente constante en el sistema.

Figura 6.25: Carga electronica AC y DC programable 63800

En la figura 6.26 se muestra el motor utilizado en el experimento, este es un motor BLDC o MCAIP trapezoidal (sección 4.1.1) de 48 [V] y 5 [kW] que se controlará por una referencia de torque utilizado en las pruebas experimentales de FUDS. La figura 6.27 muestra el servomotor que es una PMSM sinusoidal (sección 4.1.1) de 230/400 [V] y 5,4/7,48 [kW] que se controlara con una referencia de velocidad, acelerando o desacelerando el rotor y el eje que esta acoplado al motor BLDC.

Figura 6.26: BLDC de 48 [V] y 5 [kW]

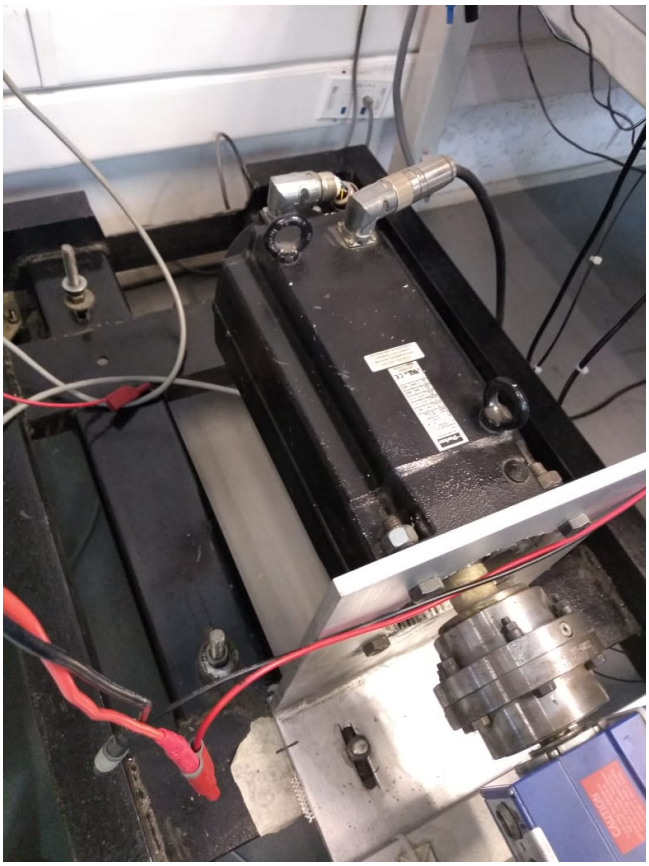


Figura 6.27: Servomotor AC de 230/400 [V] y 5,4/7,48 [kW]

En la figura 6.28 se muestra el convertidor AC/DC utilizado en el experimento, las puntas de corrientes que miden las corrientes trifásicas del estator del motor BLDC, la tarjeta adaptadora, encargada de energizar desde la fuente de alimentación de 15 [V] y además interconectar el equipo de procesamiento y adquisición de señales (dSpace) hacia las tarjetas PCBs del convertidor que emiten los pulsos a los gates de los IGBTs.

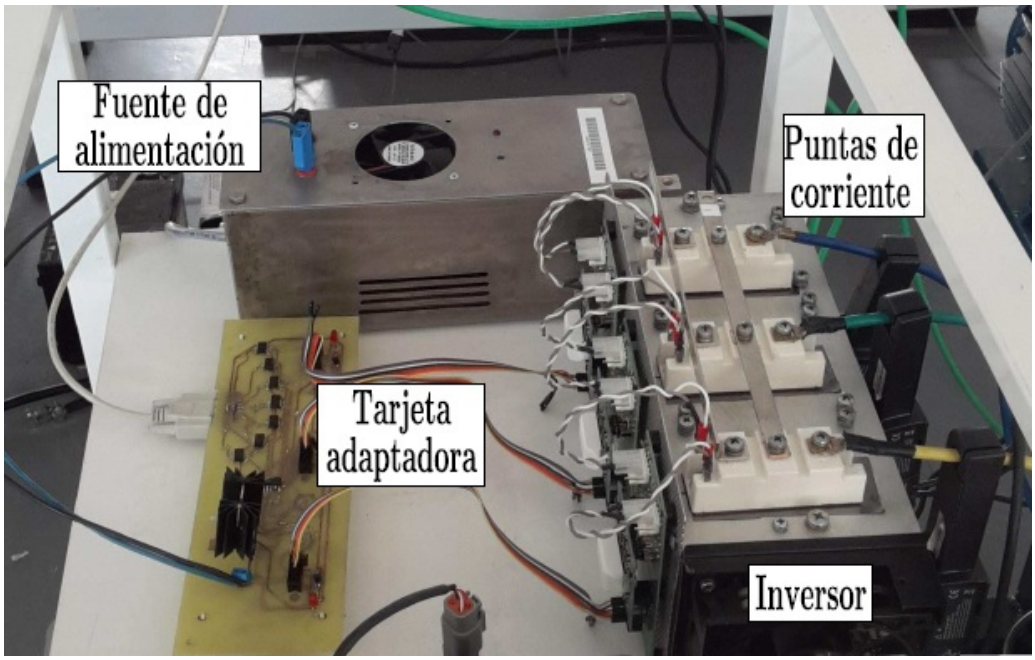


Figura 6.28: Convertidor AC/DC

En la figura 6.29 se muestra el variador de frecuencia o inversor Parker SSD 890 SD de 7,5 [kW] (10HP) a 16A para motores de 400V trifásico en vector de flujo sin sensor (sensorless) o control de Vector de flujo en lazo cerrado. Su función es controlar el servomotor (figura 6.27). Utilizando el software del variador DSElite, se decide realizar un control de velocidad el cual se aplica un bloque tipo rampa que varía de - 2800 [rpm] a + 2800 [rpm] al tener entre las entradas análogas X12/02 (entrada análoga configurable) y X12/01 (0V de referencia i/O) tensiones entre -1 [V] a +1 [V].

Figura 6.29: Variador de frecuencia o inversor Parker SSD 890 SD de 7,5 [kW](10 [HP]) a 16 [A]

En la figura 6.30 se muestra dos tarjetas PCBs con el circuito de pulsos de los IGBTs del convertidor DC/DC mostrado en la figura 6.31. Estas tarjetas deben ser energizadas por una fuente de 15 [V] DC y los pulsos dependen de las señales recibidas desde el equipo de procesamiento y adquisición de señales (dSpace). El convertidor DC/DC está conformado por dos piernas de IGBTs con tensión máxima de 500 [V] sobre un conductor térmico, dos condensadores electrolíticos en paralelo de 2,2 [mF] con tensión máxima de 250 [V] que, junto a los reactores, emula el esquema mostrado en la figura 6.3 y, sobre el convertidor, una superficie de acrílico aislante que sostiene a las tarjetas PCBs.

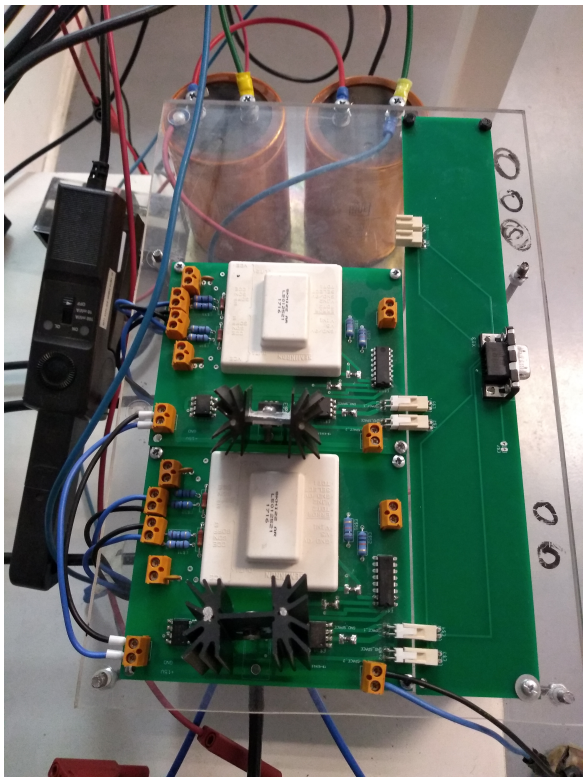


Figura 6.30: Tarjetas PCBs con driver y circuito de pulsos para los IGBTs del convertidor DC/DC

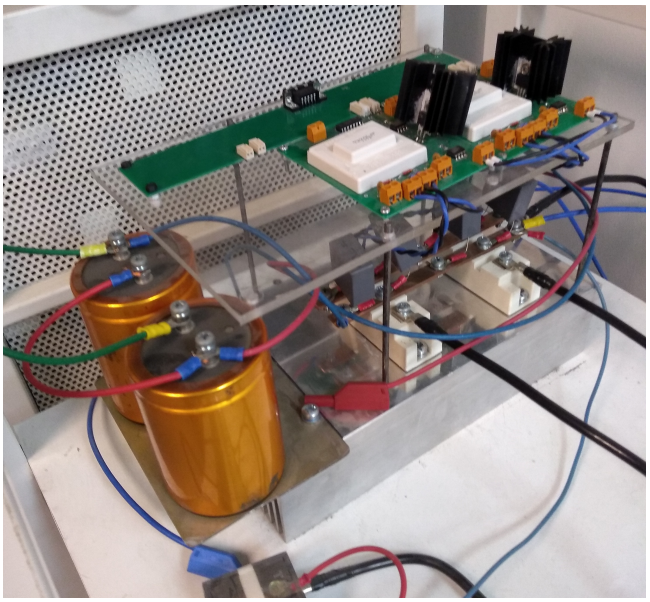


Figura 6.31: Convertidor DC/DC

Se realiza la implementación del control utilizando la interfaz de Simulink de MATLAB y la FPGA programable Xilinx Kintex-7 XC7K325T donde la metodología de programación e implementación se puede encontrar en [18]. El control realizado para el convertidor AC/DC ya

estaba implementado [1] pero se adaptó para ser utilizado en la FPGA, la diferencia con el control realizado en la simulación es que no se realiza una modulación vectorial sino que se compara una señal de tensión de referencia obtenida con una señal triangular (sección 4.3.2.a). Los parámetros de la máquina BLDC de la implementación y los parámetros del FUDS se encuentran en los Anexos A y B respectivamente.

6.2. Protecciones de la experimentación

Durante las pruebas se tomaron las precauciones de no superar los límites de tensión y corriente máxima de los dispositivos; por lo tanto, se decide que los convertidores se desactiven para las siguientes tensiones y corrientes: tensión máxima de los supercondensadores $V_{SC} = 25$ [V], tensión máxima del enlace DC $V_{DC} = 200$ [V], Corriente máxima por los reactores $I_{SC1} = I_{SC2} = 50$ [A], corrientes máximas del estator del motor BLDC $i_a = i_b = i_c = 70$ [A]. En las figuras A.1 y A.2 del Anexo se observa la protección del convertidor DC/DC y, en las figuras A.3 y A.4 del Anexo, la del convertidor AC/DC.

6.3. Resultados experimentales

Las figuras 6.33, 6.34 y 6.35 muestran los resultados obtenidos en la prueba de control de corriente. En la figura 6.33 se observan de cerca las corrientes I_{SC} , I_{SC1} e I_{SC2}. Recordando que de acuerdo a la configuración del convertidor ($I_{SC} = I_{SC1} + I_{SC2}$) y a la estrategia de modulación con eliminación de armónicas; la corriente I_{SC} se observa con menos ripple, que es importante para la vida útil del supercondensador. La figura 6.34 muestra con exactitud lo anteriormente mencionado midiendo las corrientes con el osciloscopio del laboratorio.

El esquema del circuito experimental para el control de corriente, es el mostrado en la figura 6.32, donde se observa que la carga es una resistencia de descarga, que debe tener una resistencia pequeña para evitar fallas por sobretension en el enlace DC y evitar dañar el convertidor DC/DC.

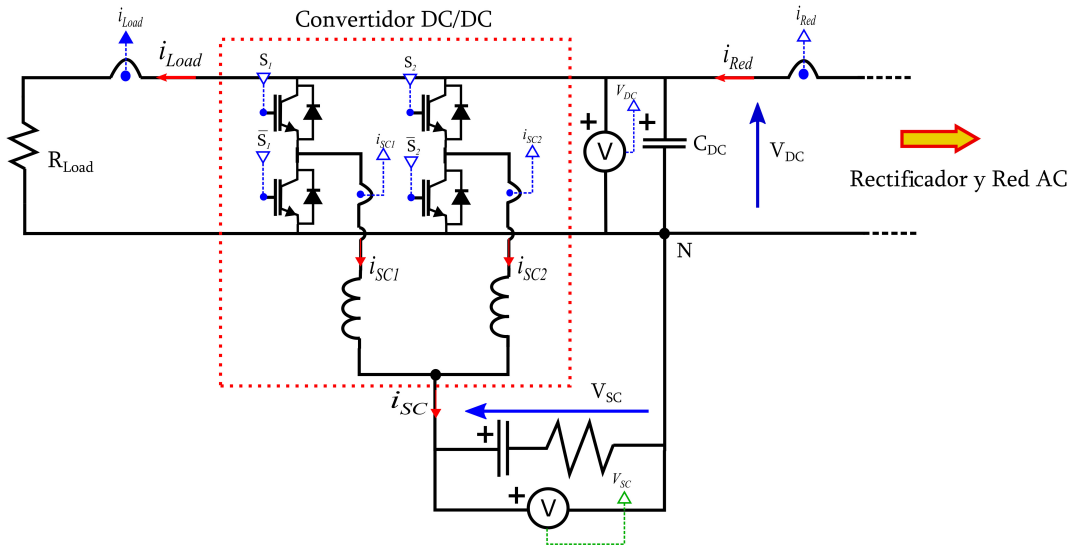


Figura 6.32: Circuito eléctrico experimental para el control de corriente

La figura 6.35 muestra el comportamiento del control de corriente a distintos valores de referencia I_{SCRef}, se observa la rápida reacción de la corriente al solicitar una nueva referencia. Esto también es posible de hacer debido a las características del supercondensador, al permitir una carga y descarga más rápida que otros tipos de dispositivos que se ven afectados en su vida útil como las baterías. El control de corriente se realizó reemplazando el convertidor AC/DC y el motor BLDC por una carga resistiva.

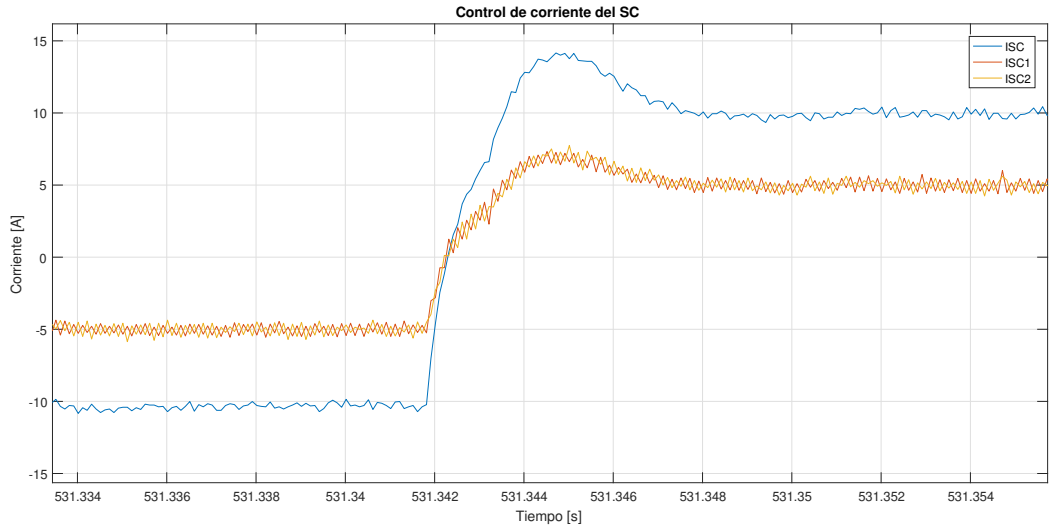


Figura 6.33: Gráfico de corriente del supercondensador I_{SC} y corrientes de ambas piernas del convertidor DC/DC I_{SC1} y I_{SC2} durante la prueba control de corriente del SC

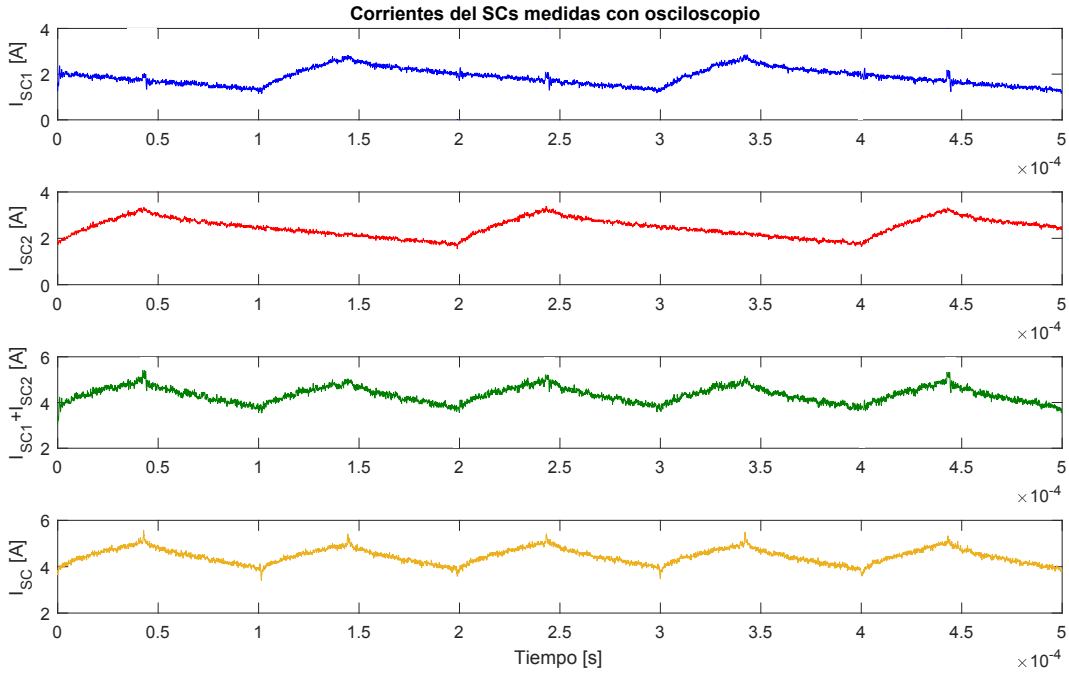


Figura 6.34: Gráfico de corriente del supercondensador I_{SC} y corrientes de ambas piernas del convertidor DC/DC I_{SC1} y I_{SC2} durante la prueba control de corriente del SC medidas con el osciloscopio

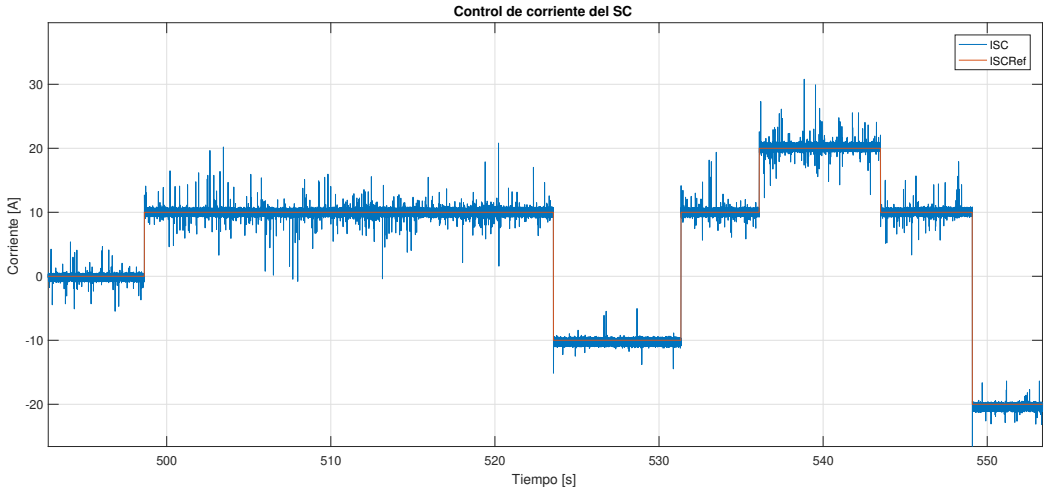


Figura 6.35: Gráfico de corriente del supercondensador I_{SC} y corriente de referencia del supercondensador I_{SCRef} durante la prueba control de corriente del SC

Dado que el control de corriente ha dado buenos resultados, se realiza el control de energía utilizando como carga, la carga electrónica controlable Chroma 63800 como carga que consume una corriente continua constante tal como se muestra en la figura 6.36. Para este caso, se tuvo que cargar el SC a un nivel de tensión estable para nuestro control, para luego realizar la prueba.

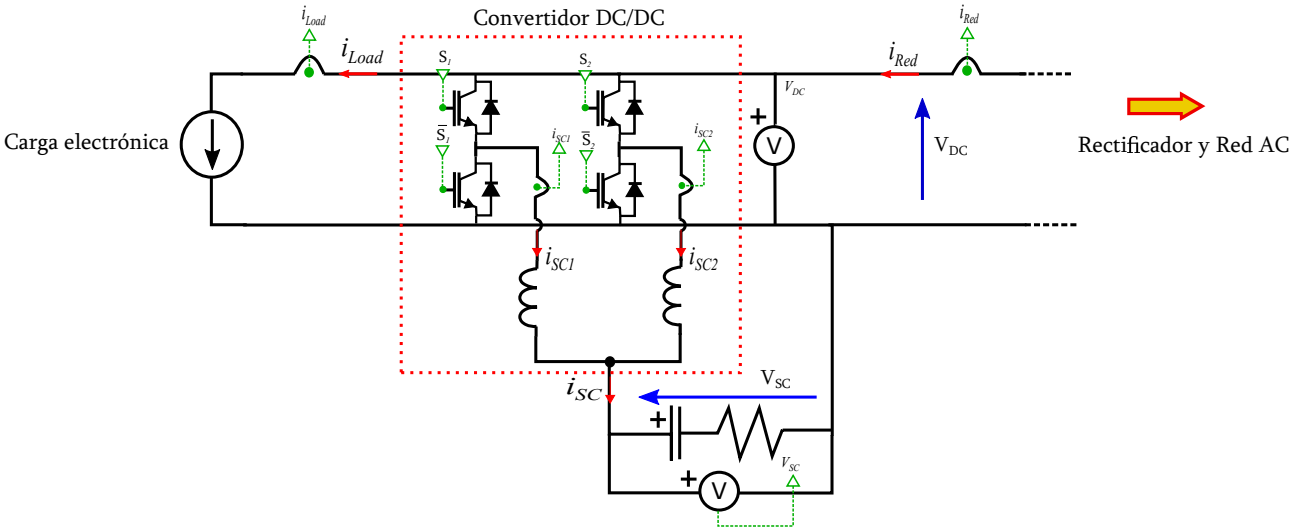


Figura 6.36: Sistema motor-generador para la prueba de freno regenerativo

En esta prueba, la referencia de tensión en el enlace DC se dejo en 100 [V], y se fijo un límite máximo de corriente para carga y descarga $I_{SuperCRated} = 50[A]$, la corriente de la carga electrónica se fijo en 15 [A]. En la figura 6.37 se observa la tensión de enlace DC, controlada en 100 [V] debido al control de energía, y la figura 6.38 muestra la rápida descarga del SC debido a la elevada corriente solicitada por la carga electrónica. De lo anterior se observa un buen

funcionamiento del sistema en estado de descarga del SC.

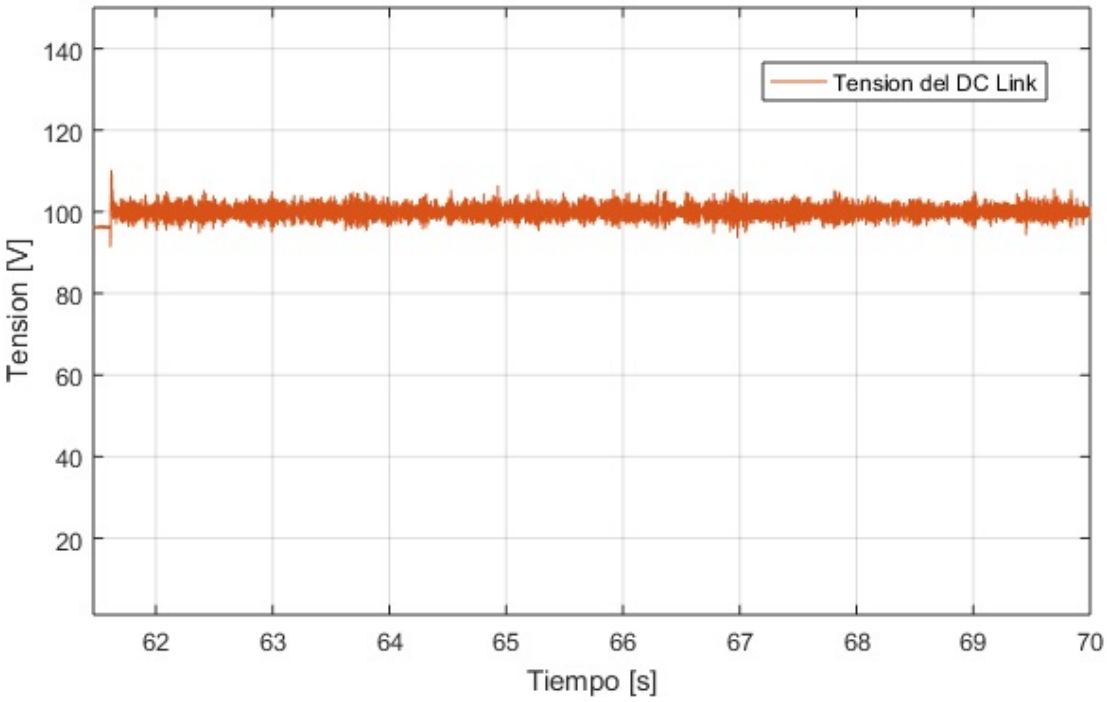


Figura 6.37: Tensión de enlace DC en prueba de control de energía con carga electrónica

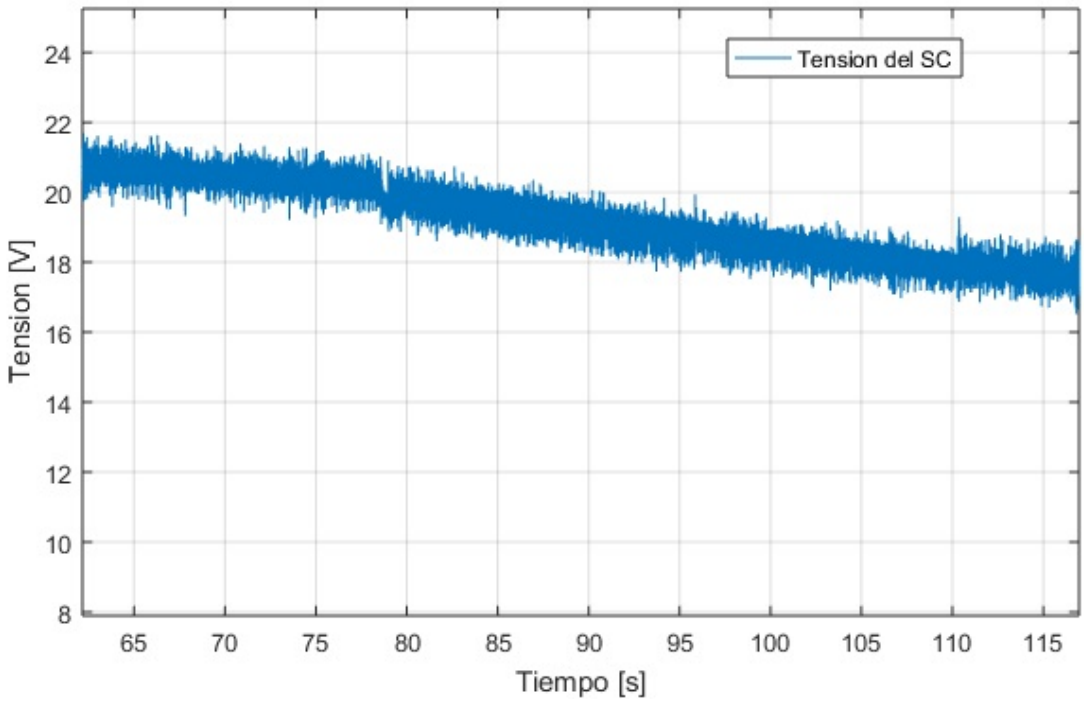


Figura 6.38: Tensión del SC en prueba de control de energía con carga electrónica

Debido a que la carga electrónica no puede funcionar como una fuente generadora de corriente hacia el convertidor, no se pudo realizar una prueba de control de energía para una carga del SC con ese equipo, por lo tanto se realiza la prueba con el motor BLDC y el servomotor acoplado al eje de este. El servomotor realiza el FUDS de velocidad con el variador de frecuencia y el motor BLDC realiza el de torque en sentido contrario al movimiento del eje. La figura 6.40 muestra el torque eléctrico realizado por la máquina BLDC T_{Ref} en [Nm] y la velocidad de giro del eje W_{Hall} en [rad/s] en la gráfica superior. Cabe destacar que no se realizó el FUDS completamente ya que no es posible recopilar todos estos datos de medición en tiempo real, por lo tanto se realiza solo el primer ciclo de arranque y freno del FUDS desde los 0 [rad/s] .

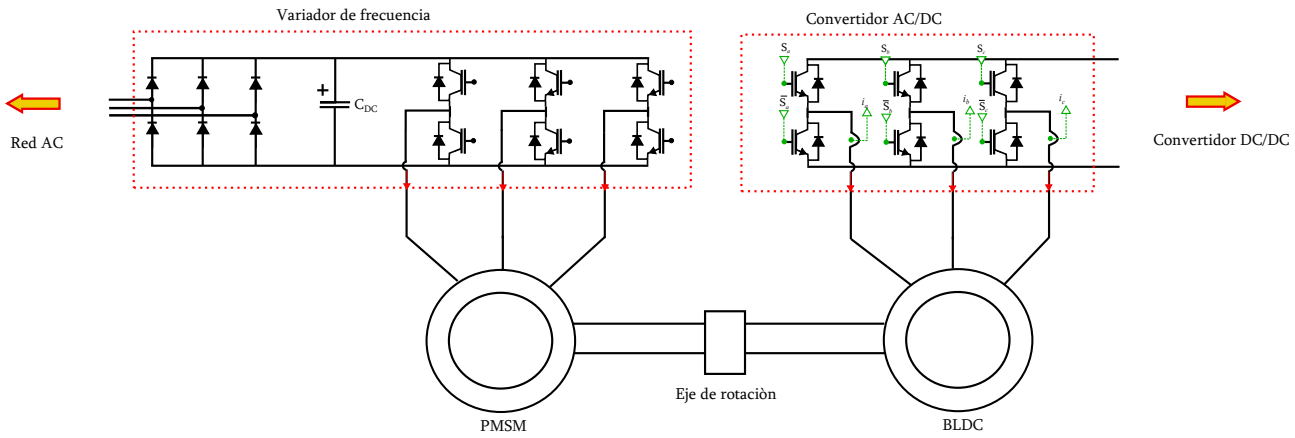


Figura 6.39: Sistema motor-generador para la prueba de freno regenerativo

Se observa en la misma figura 6.40, en la gráfica inferior, la tensión V_{DC}. La tensión de referencia solicitada es de 80 [V] y al ver la gráfica se observa el correcto funcionamiento del control que se vio afectado en los momentos de aceleración y desaceleración. La regulación se realiza cargando o descargando los supercondensadores para mantener la tensión de enlace DC V_{DC} en su valor de referencia.

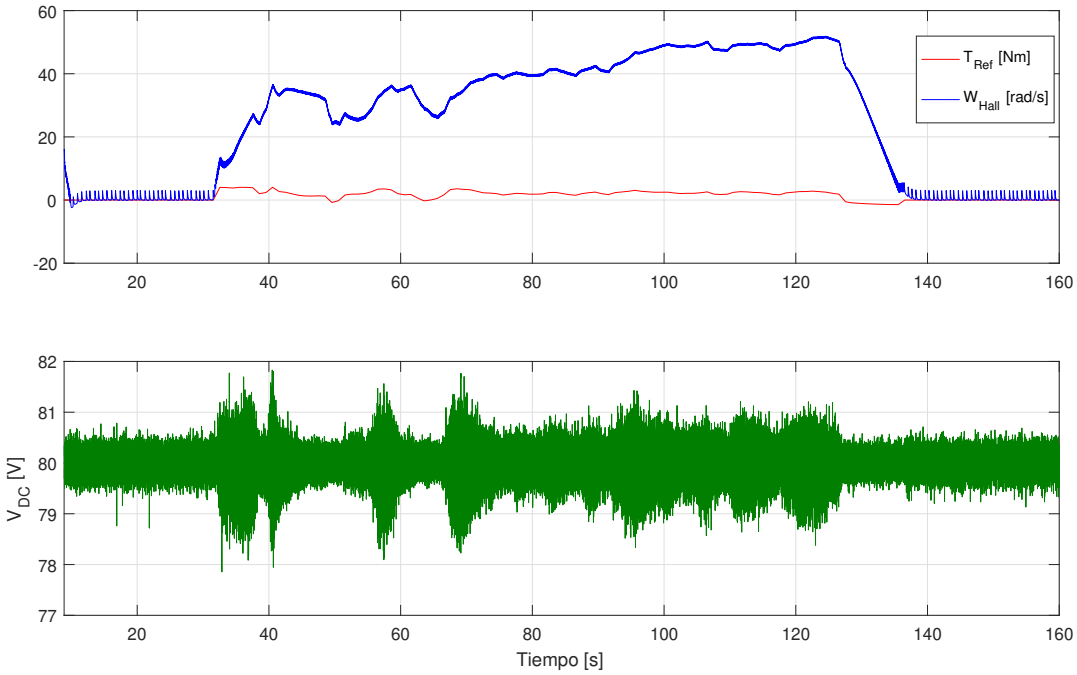


Figura 6.40: (a) Torque de referencia (T_{Ref}) y velocidad angular (W_{Hall}) y (b) Tensión del enlace DC (V_{DC}) durante la prueba de control de energía

La figura 6.41 muestra en la gráfica superior la tensión del SC V_{SC} y en la inferior la corriente del SC I_{SC}. En estas gráficas se observan los momentos de carga y regeneración. Además se observa que, cuando la velocidad angular es cero, el SC se carga, esto se debe a que la tensión rectificada de la red fue mayor a 80 [V] durante el control de energía. La carga de los SC cuando la velocidad angular es cero no resulta problema alguno, al contrario, si en vez de un rectificador se hubiese usado un convertidor AC/DC para la red, con una estrategia de control adecuada, se podría buscar qué, los SC siempre estén cargados a una tensión de referencia, ya que en caso de un arranque, los SC estarán cargados con la energía suficiente para poder realizarlo, esto se puede ver en [16].

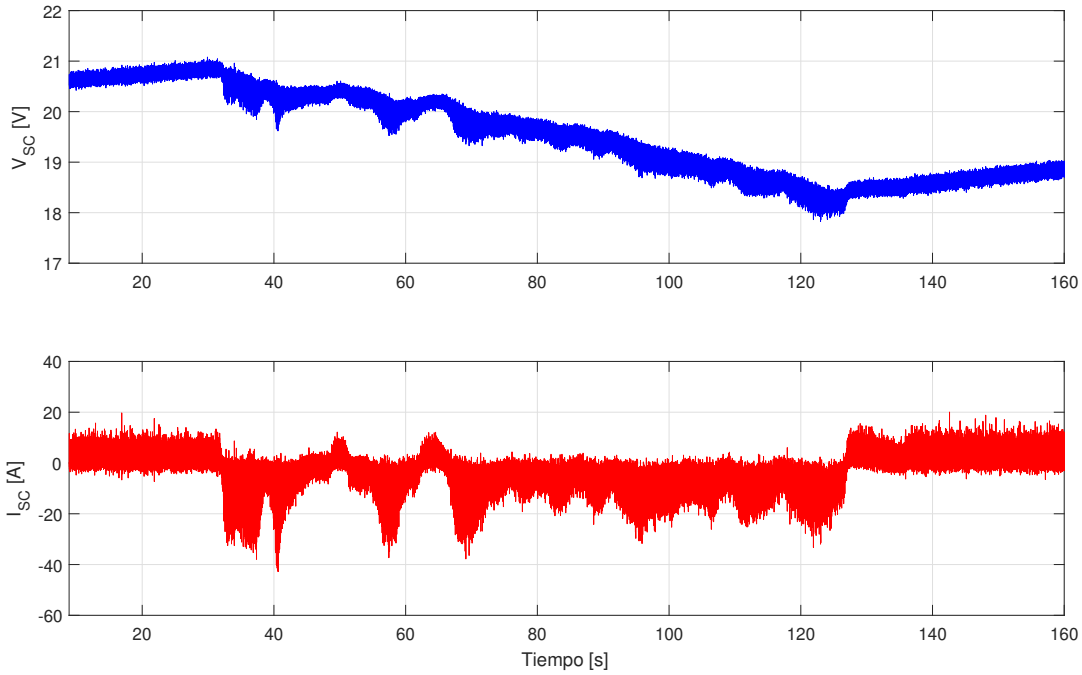


Figura 6.41: (a) Tensión V_{SC} (b) Corriente del SC I_{SC} durante la prueba de control de energía

En el experimento se usaron dos SCs en serie, la corriente de carga o descarga que fluye a través de los SCs será la misma ya que únicamente tiene una ruta a seguir, esto se puede interpretar como una entrada y una salida. Otra consideración es la cantidad de carga eléctrica del SC, los capacitores almacenan la misma cantidad de carga eléctrica independientemente de la capacitancia, esto se debe idealmente a que la carga almacenada por una placa de cualquier capacitor debe provenir de la placa de su capacitor adyacente. Lo anterior no se observa en las figuras 6.42 y 6.43 donde se realizó una carga y una descarga respectivamente de los SCs en serie. Según lo visto en la sección 6.1.1, esto es un problema causado por la falta de simetría, debido a las características constructivas de las placas de carbono poroso haciendo que el comportamiento eléctrico sea distinto, es decir la capacitancia de cada celda del SC no es la misma y la tensión resultante en cada SC no sea la misma, es decir, $V_{SC} = V_{SC1} + V_{SC2}$ pero $V_{SC1} \neq V_{SC2}$. Estos desequilibrios limitan el numero de conexiones en serie de SC y además, se podria provocar un fallo prematuro del SC o incluso la destruccion de las celdas.

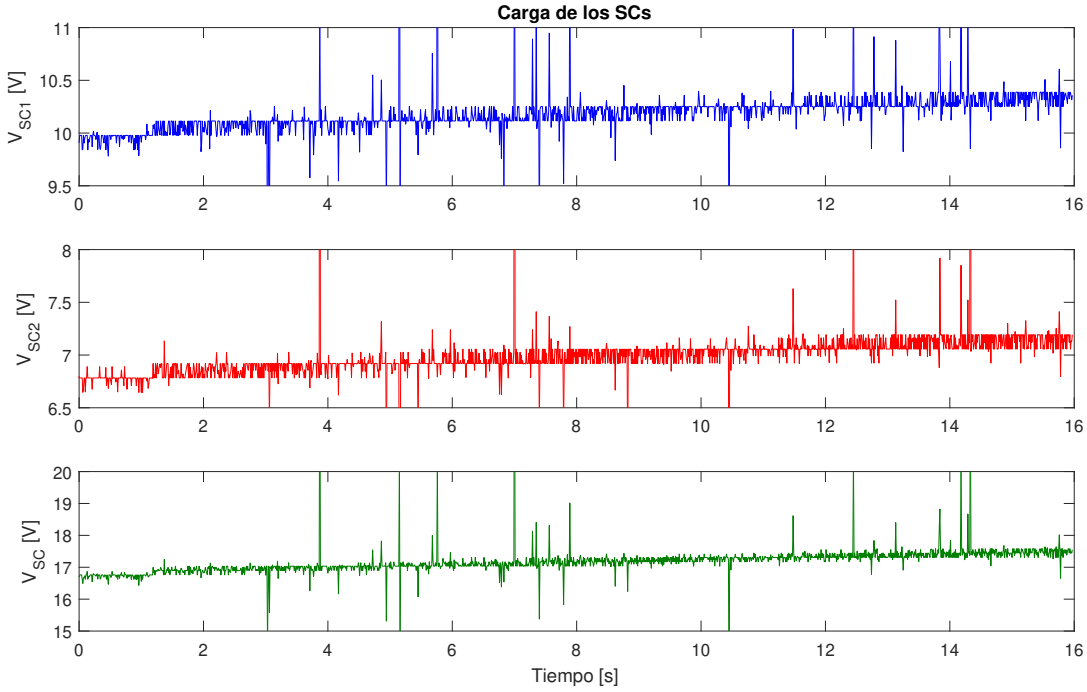


Figura 6.42: Gráfico de tensiones de cada supercondensador V_{SC1} y V_{SC2}, y la tensión total de los supercondensadores V_{SC} durante la prueba de carga del SC

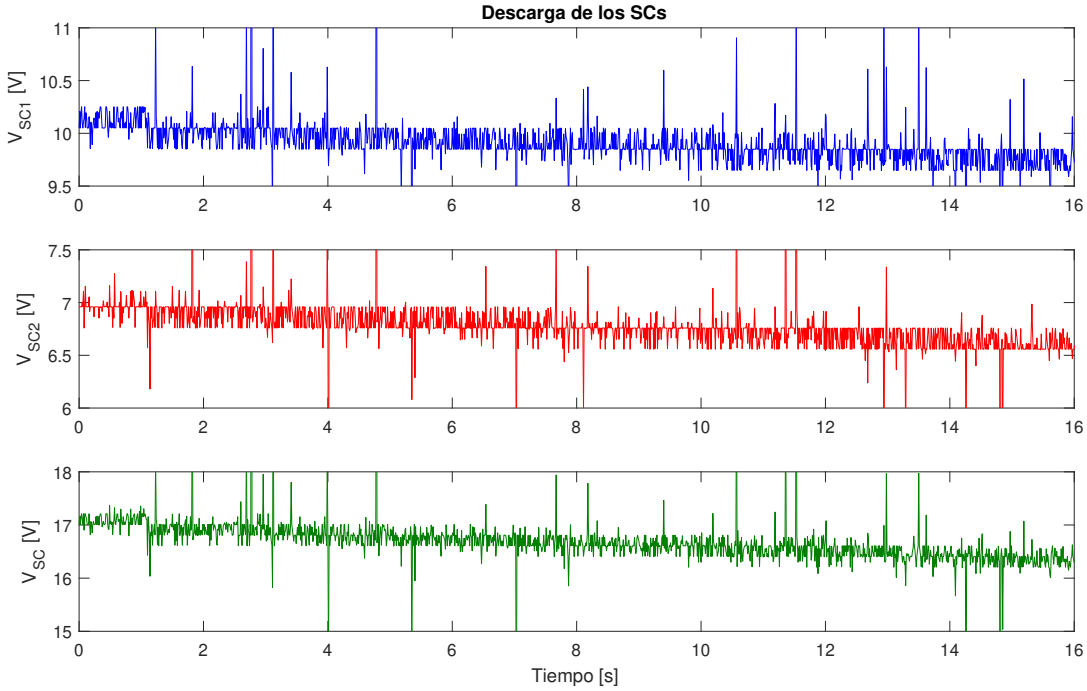


Figura 6.43: Gráfico de tensiones de cada supercondensador V_{SC1} y V_{SC2}, y la tensión total de los supercondensadores V_{SC} durante la prueba de descarga del SC

Comentarios y conclusiones

Este trabajo muestra algunas de las distintas tecnologías de vehículos híbridos y eléctricos que poseen freno regenerativo. En la gran mayoría de los casos, el sistema de almacenamiento es conformado por bancos de baterías, que debido a sus características, poseen gran densidad de energía, pero baja densidad de potencia limitando la cantidad de energía que es posible almacenar, teniendo que disipar el exceso mecánicamente mediante pastillas de freno o de forma dinámica en resistencias eléctricas.

El principal objetivo de este trabajo es mostrar que es posible realizar un frenado regenerativo usando supercondensadores como elemento almacenador de energía, teniendo en cuenta sus características y usando un convertidor DC/DC con una estrategia de control de la energía.

Al tener solo supercondensadores como sistema de almacenamiento de energía, cuando la tensión alcanza los límites preestablecidos por una carga o descarga de energía, se pierde el control de la tensión en el enlace DC. Por lo tanto, es necesario mantener siempre a los supercondensadores a un nivel de tensión intermedia y sería fundamental que baterías cumplan la función de cargar o descargar al supercondensador y no solo ser usadas como elemento almacenador de energía; y si se cuenta con un sistema híbrido con celdas de hidrógeno, usar esta fuente de energía primaria de energía para cargar las baterías y/o supercondensadores cuando sea necesario. También se podría utilizar el exceso de energía en cargas secundarias como ventiladores o disipar en resistencias de frenado.

El control realizado funcionó correctamente, tanto en resultados de simulación como experimentales; sin embargo, durante las mediciones experimentales, se encontraron señales de alta frecuencia. Estas señales se deben las ondas electromagnéticas emitidas por los pulsos de los convertidores que interfieren en los demás equipos ocupados durante las pruebas como lo son los computadores, el MicroLabBox y los instrumentos de medición. Una solución seria montar los convertidores en jaulas de faraday para impedir que las señales electromagnéticas interfieran con los demás dispositivos. También se le puede asociar el ruido en menor medida al uso de un rectificador trifásico de onda completa en lugar de un convertidor AC/DC conectado a la red, generando un ripple en la señal.

El sistema de almacenamiento se conformaba por dos supercondensadores de 500 [F]; se espe-

raba que la tensión en todo momento fuera la misma en ambos dispositivos pero, de acuerdo a los resultados experimentales, se observó un desbalance en las tensiones de los supercondensadores. Los SC son dispositivos de baja tensión; por lo tanto, para lograr la alta tensión necesaria en aplicaciones de tracción, se debe conectar una gran cantidad de celdas en serie. Esta conexión en serie puede causar desequilibrios de tensión debido a la diferencia en la capacitancia de cada celda SC debido a la corriente en serie común. Estos desequilibrios podrían causar una falla prematura del SC o incluso la destrucción de este. Los bancos SCs disponibles comercialmente alcanzan tensiones de hasta 200 [V], pero se deben utilizar métodos activos de equilibrio de tensión.

Como trabajos futuros se espera poder integrar baterías a los supercondensadores como sistema de almacenamiento de energía secundario y realizar un sistema de control que permita una administración de carga controlada de manera óptima para mejorar la vida útil de las baterías y que el almacenamiento sea eficiente. Diseño e implementación de un sistema de balance de tensiones de SCs en serie. Integrar una fuente primaria de energía híbrida, como las celdas de hidrógeno, para un prototipo híbrido con baterías y SCs como sistema de almacenamiento. Realizar estudio técnico-económico para el diseño de un vehículo eléctrico o híbrido que integre, en su sistema de almacenamiento, baterías y SCs, y desarrollo de un sistema de control de frenado totalmente eléctrico considerando las capacidades de almacenamiento de baterías y SCs, y las características del vehículo.

Referencias

[1] PABLO ESTEBAN BRICEÑO NAVARRO, *Desarrollo, simulación y pruebas experimentales de un controlador de velocidad no lineal para un motor de flujo axial utilizado en vehículos eléctricos*, Memoria Ingeniero civil Electricista, UTFSM, Santiago, 2017.

[2] C. C. CHAN, *The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles*, Proceedings of the IEEE | Vol. 95, No. 4, April 2007.

[3] Vehículos eléctricos, *http://www.aficionadosalamecanica.com/coche-electrico.htm*.

[4] CANTORIN BENITES, RAFAEL ANTHONY *Freno regenerativo en la eficiencia energética de vehículos híbridos utilizados en Lima Metropolitana*,Tesis Ingeniero Mecánico, Universidad Nacional del Centro del Perú, Huancayo, 2018.

[5] *Curso de Mantención de Camiones Komatsu 930E - 830E*. Anglo American.

[6] CRISTIAN HERNÁN DE ANGELO *Control para máquinas de CA de imanes permanentes con FEM arbitraria*. Tesis doctor en ingeniería eléctrica, Universidad Nacional De La Plata, La Plata, 2004.

[7] MARÍA INÉS VALLA *Control de motores de reluctancia conmutada*. Tesis doctor en ingeniería eléctrica, Universidad Nacional De La Plata, La Plata, 1994.

[8] J. MÜLLER. *Apuntes de Máquinas Eléctricas*. Universidad Técnica Federico Santa María.

[9] DAVID JONATHAN BARRIOS BUSTAMANTE, *Control digital de velocidad para un banco de pruebas*, Memoria Ingeniero civil Electricista, UTFSM, Santiago, 2007.

[10] P. LEZANA. *Convertidores PWM: Inversor trifásico*. Universidad Técnica Federico Santa María.

[11] FERNANDO JAVIER RUIZ CARMONA. *Modelado de un Sistema de Almacenamiento basado en un banco de Super Condensadores*. Memoria Ingeniero Civil Electrónico, UTFSM, Valparaíso, 2017.

[12] RAMÓN ZULÉN OLIVARES. *Convertidores en tracción eléctrica con máquinas Brushless DC*. Memoria Ingeniero Electricista, UTFSM, Valparaíso, 2009

[13] M. FLIESS, J. LÉVINE, P. MARTIN, P. ROUCHON, *Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples*, International Journal of Control, Vol. 61, pp. 1327–1361, 1995.

[14] KAZUHIRO SATO, *Differential flatness of affine nonlinear control systems*, SICE Annual Conference 2012.

[15] PHATIPHAT THOUNTHONG, STEPHANE RAËL, BERNARD DAVAT , *Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications*, Journal of Power Sources 193 (2009) 376–385.

[16] PHATIPHAT THOUNTHONG, SERGE PIERFEDERICI, JEAN-PHILIPPE MARTIN, MELIKA HINAJE, BERNARD DAVAT , *Modeling and Control of Fuel Cell/Supercapacitor Hybrid Source Based on Differential Flatness Control*, IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 59, NO. 6, JULY 2010.

[17] PHATIPHAT THOUNTHONG, STEPHANE RAËL, BERNARD DAVAT , *Control strategy of fuel cell/supercapacitors hybrid power sources for electric vehicle*, Journal of Power Sources 158 (2006) 806–814

[18] MARIO SEBASTIAN LOPEZ CACERES, *Diseño de tarjetas de comunicación para equipo dSPACE MicroLabBox 1202/1302*, Memoria Ingeniero Civil Electrónico, UTFSM, Valparaíso, 2017.

[19] JUAN ALEJANDRO VARGAS FABRE, *Conversión a auto eléctrico basada en un accionamiento trifásico: Diseño, Modelación e Implementación*, Memoria Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, Santiago, 2012.

[20] DANIEL MONTESINOS-MIRACLE, MIQUEL MASSOT-CAMPOS, JOAN BERGAS-JANÉ, SAMUEL GALCERAN-ARELLANO, ALFRED RUFER *Design and Control of a Modular Multilevel DC/DC Converter for Regenerative Applications*, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 28, NO. 8, AUGUST 2013.

Anexos

Anexo A

Protecciones implementadas en Simulink

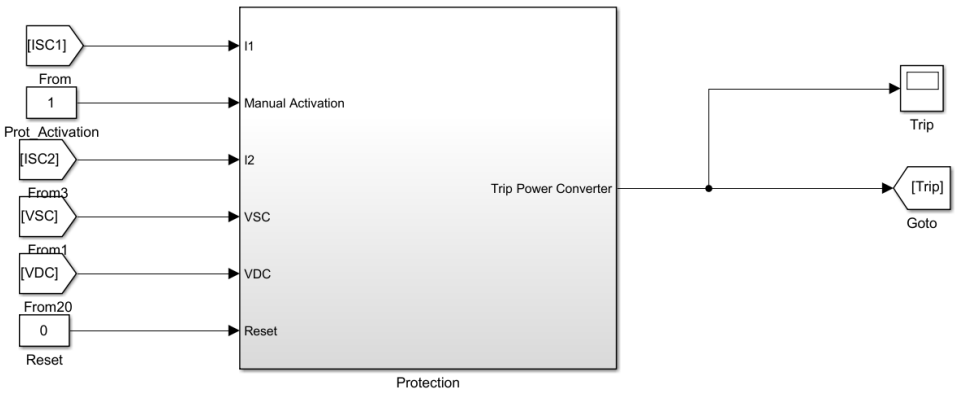


Figura A.1: Protección del convertidor DC/DC

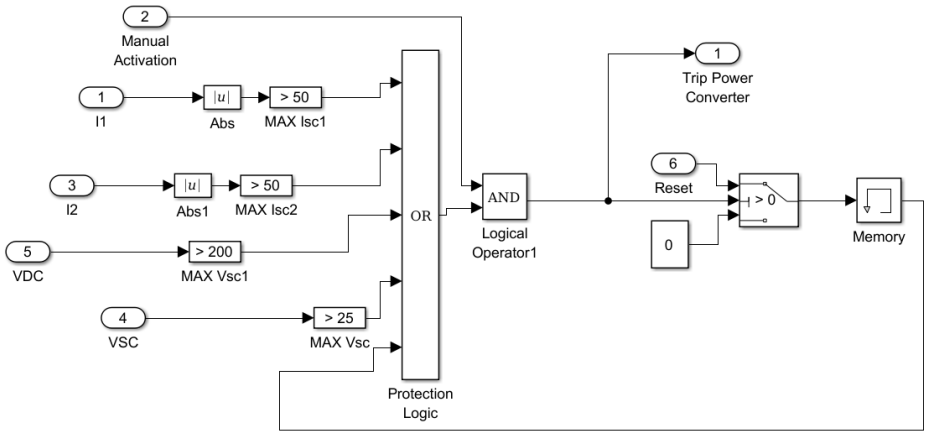


Figura A.2: Subsistema de la protección del convertidor DC/DC

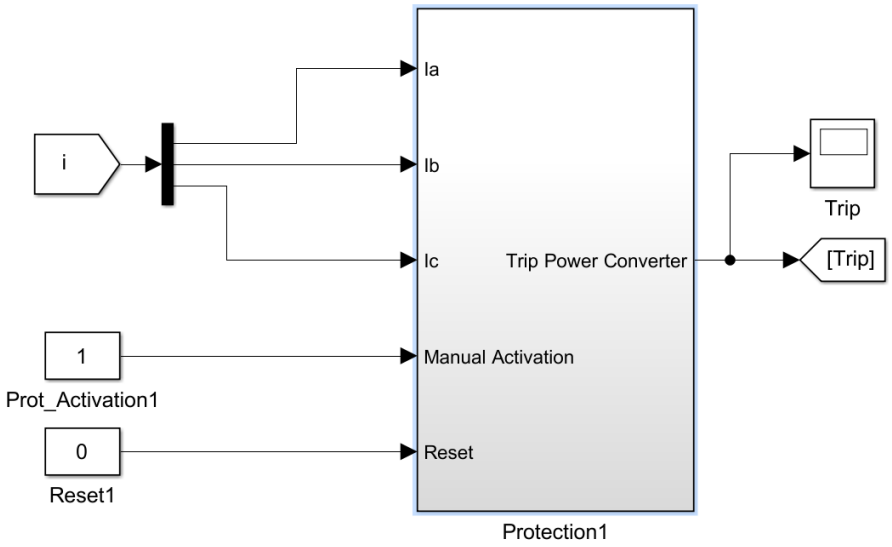


Figura A.3: Protección del convertidor AC/DC

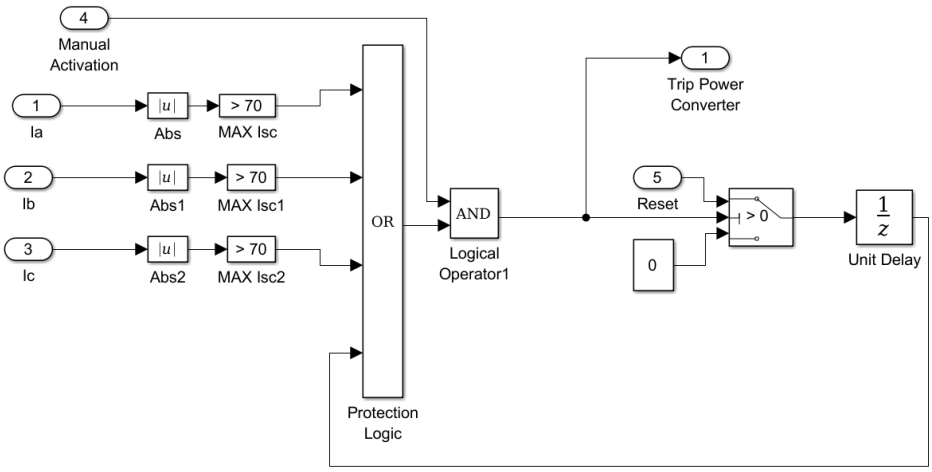


Figura A.4: Subsistema de la protección del convertidor AC/DC

Anexo B

Parámetros máquina BLDC

```
1
2               clc
3
4   %             W=500                  % Desired speed
5               Vdc=48;                    % DC supply to inverter
6               Motor =6;
7               Ts=30e-6;
8               Alpha=1/6;
9               car_freq=10000;
10              Ta = 1e-4;  % INT1
11              Te = 1e-4;  % INT2
12              Tm = 1e-4 ;   % INT3
13
14              if (Motor == 1)
15
16  % % % %  % Antonio BLDC
17                P=4;                          % Number of poles
18                p=P;
19                R=0.295;                       % Resistance 0.29
20                J=0.0002265;                  % Inertia of rotor
21                L=3.65e-3;                    % Inductance 0.000038
22                M=0;                          % Mutual Inductance
23                B=0.02;                       % Damping coefficient
24                K=0.055;                      % Torque constant
25                TL=1;                         % Load Torque Assumed Constant
26                Ke=5.8119
27                Lam=0.011;
28                    Scale=1;
29  %             Wn=W; %/Scale                     % Biasing
30              C=1;
31
32
33  % % % % %             %--------------------Initializing -----------------
34  % % % % %             % Paper BLDC
35            elseif (Motor==2)
36            P = 4;                          % Number of poles
37            p=P
38            R= 0.7;                         % Resistance per phase
39            Lam= 0.105;                     % Flux linkage constant
40            L = 2.72*10^-3;                 % Inductance
41            M= 1.5 * 10^-3;                 % Mutual Inductance
42            J = 0.000284; % kg-m/sec2       % Inertia
43            B= 0.02; % N-m/rad/sec          % Damping coefficient
44            C=1;
```

```
            K=0.18;                          % Torque constant
            Scale=1
%             Wn=W; %/Scale                      %

            elseif (Motor==3)

            P = 4;                           % Number of poles
            p=P;
            R= 0.315;                        % Resistance per phase
            Lam= 0.15;                      % Flux linkage constant
            L = 1.4*10^-3;                   % Inductance
            M= 0; %0.3125 * 10^-3;              % Mutual Inductance
            J = 0.00018;       % kg-m/sec2      % Inertia
            B= 0.01;           % N-m/rad/sec    % Damping coefficient
            C=1;
            K=0.18;                          % Torque constant
            Scale=1;
%             Wn=W/Scale                       %
            %-----Mitesh Motor
              elseif (Motor==4)

            P = 4;                           % Number of poles
            p=P
            R= 3.07;                        % Resistance per phase
            Lam= 0.12755;                      % Flux linkage constant
            L = 6.57*10^-3;                  % Inductance
            M= 0;             % Mutual Inductance
            J = 1.8e-4;       % kg-m/sec2      % Inertia
            B= 0;           % N-m/rad/sec    % Damping coefficient
            C=2;
            K=0.49;                          % Torque constant
            Scale=1;
%             Wn=W/Scale                       %
              elseif (Motor==5)

                  P=2;
                  R=8.6;
                  L=77.6e-3;
                  Ke=1.48;
                  K=1.605;
                   elseif (Motor==6)
             flag=6
            P = 4;                           % Number of poles
            p=P
            R=0.0027+0.03;                       % Resistance per phase
            Lam= 0.017;                     % Flux linkage constant
            L = 22*10^-6+0.75e-3;                % Inductance
            M= 0;             % Mutual Inductance
            J = 0.024;      % kg-m/sec2      % Inertia nueva, la naterior era 0,22
            B= 0;           % N-m/rad/sec    % Damping coefficient
            C=8;
            Scale=1;
            Lq=L;
            Ld=L;
            Td=Ld/R;
            Tq=Lq/R;
            k=4;
            K=0.25;
              else
               P = 4;                          % Number of poles
```

```
            p=P
            R= 7.3;                      % Resistance per phase
            Lam= 0.25/2;                    % Flux linkage constant
            L = 0.02;                % Inductance
            M= 0;             % Mutual Inductance
            J = 23.16e-4;       % kg-m/sec2      % Inertia
            B= 0;           % N-m/rad/sec    % Damping coefficient
            C=10;
            K=0.25;                        % Torque constant
            Scale=1;


              end

              %------------Parameter Variation


                  R1= R;                       % Resistance per phase
                  Lam1= 1*Lam;                    % Flux linkage constant
                  L1 = 1*L;
                  J1 = 1*J;
                  K1=K;

  % % % %           ------------Position Observer parameters
          lambda1=10;
          lambda2=10;
          lambda3=10;
          a=1.5*P*Lam*lambda1/L;
           a1=a;
           a2=a;
           a3=a;

           multiplier=-1/1.1;  % Position observer multiplier
           multiplier1=1;      %

            % % % % % % % %     ----IDAPBC controller tuning---

                  r=80*R1/L1;
                  rho1=r;
                  rho2=r;
                  rho3=r;

                  % % % %           ------------Speed torque Observer parameters

                  r1=1;
                  r2=1;
                  ra=1*((R1/L1+1/J));                    %Tuning parameters
                  r11=500;%r1*P*Lam/L;
                  r12=10;
                  r21=10;%r1*P*Lam/L;
                  r22=10;

                  X=[-r11 -r12;r21 -r22];
                  Y=eig(X)

  w1=2*pi*50;
  w2=2*pi*2;
  w3=2*pi*.2;
  k1=J*(w1*w2*w3)/4;
  k2=J*(w1*w2+w1*w3+w2*w3)/4;
```

```
k3=J*(w1+w2+w3)/4;
% k1=0.00966128776946261;
% k2=0.415981375615235;
% k3=3.97954781042687;

Phi=[0 -1/J;0 0];
Gamma=[1/J; 0];
Phi22=Phi(2,2);
Phi12=Phi(1,2);
Phi21=Phi(2,1);
polo_obs = [-20000];
J_p=place(Phi22',Phi12',polo_obs)';
gamma=200;
%
% Pd=15.7198024281763
% 21.4574458494803
% -0.2429322218354
    %% %------------------Back EMF/Position observer gain
%--------Matrix =[-r1 -r3;r2 0] should have negative Eighen value
        r=130;          % tuning on this should help in changing phase angle
        r1=135;
        r2=3;
        r3=3;
        r4=135;
        B1=[-r1 -r2;r3 -r4];  % Hurwitz martix
        Ba=[r1 r2 r3 r4];
        eig(B1)              % Eigen values will determine rate of convergence of Back Emf
            observer
          %%
%%%------------------Speed observer gain
%%%--------Matrix =[-a1 -a3;a2 0] should have negative Eighen value
        a1=20;
        a2=20;
        a3=10;
        A1=[-a1 -a3;a2 0];   % Hurwitz martix
        eig(A1)  % Eigen values will determine rate of convergence of Back Emf observer
         %% Kalman Filter parameters

         Q_d=[331 0 0 0;
             0 331 0 0;
             0 0 106 0;
             0 0 0 1];

         R_k=[331 0;
            0 331];

        P_0=[0.1 0 0 0;
            0 0.1 0 0;
            0 0 1e-5 0;
            0 0 0 1];
```

Anexo C

FUDS torque y velocidad

```
      %% MOTOCICLETA EL CTRICA
%% DGG.
clear all
clc
% VELOCIDAD V/S TIEMPO
load fuds
speed_m=speed;

% figure(1)
% plot(t,speed_m);
% ylabel('Velocidad[km/h]')
% xlabel('Tiempo[s]')
%


% CONVERCI N KM/H A M/S
v=speed_m/3.6;

%% ACELERACI N
plustime=0;
minustime=0;
steadytime=0;
a(1,1)=0;
for i=2:length(t)
a(i,1)=(v(i)-v(i-1))./(t(i)-t(i-1));
if a(i)>0,
aplus(i)=a(i);
aminus(i)=0;
plustime=plustime+1;
elseif a(i)<0,
aminus(i)=a(i);
aplus(i)=0;
minustime=minustime+1;
else
aplus(i)=0;
aminus(i)=0;
steadytime=steadytime+1;
end
end
if ~((size(v) == size(a)) & (size(v) == size(t)))
disp(sprintf('Error! Vectores v, a, y t no tienen igual dimenci n'));
return
end
%% POTENCIA
```

```
%par metros fisico
mass=50; %masa total del veh culo vacio,pasajeros y carga
f_m=1; %factor de masa
thetta=2;% ngulo de inclinaci n
v_wind=0; %velocidad del viento contra la direccion del veh culo
C_RR=0.011; %coeficiente de resistencia a la rodadura de los neum ticos..
rho=1.225; %densidad del aire.aproximadamente 1.23 kgm^(-3)
C_D=0.5;%coeficiente de arrastre
A_F=0.6;% rea frontal
g=9.81;%aceleracion de gravedad
eff_drivetrain=0.77;
p_aux=60;
for i=1:length(t)
    p1(i,1)=f_m*mass*a(i)*v(i);% p1 is the acceleration power
    p2(i,1)=mass*g*v(i)*sin(thetta*2*pi/360);% p2 is the acceleration power
    p3(i,1)=mass*g*v(i)*C_RR*cos(thetta*2*pi/360);% p3 is the rolling resistance power
    p4(i,1)=0.5*C_D*A_F*rho*v(i)*(v(i)-v_wind)^2;% p4 is the wind drag power
    p5(i,1)=p_aux;% p5 is auxiliaries
    p6(i,1)=0;% p6 is parasitics
p_wheels(i,1)=(p1(i,1)+p2(i,1)+p3(i,1)+p4(i,1))/eff_drivetrain;

if p_wheels(i,1)<0
    p_out(i,1)=p_wheels(i,1);
     %p_minus(i,1)=p_wheels(i,1)+p5(i,1)+p6(i,1);
else
    p_out(i,1)=p_wheels(i,1);
end

end

Pot=(p_out/1000);
figure(2)
plot(t,Pot);
ylabel('Potencia Salida[kW]')
xlabel('Tiempo[s]')

%% INFORMACI N RELEVANTE
%velocidad promedio
v_prom=sum(v)/length(v);
fprintf('Velocidad Promedio [m/s] %12.5f\n',v_prom*3.6)
%velocidad m xima
v_max=max(max(v));
fprintf('Velocidad M xima [m/s] %12.5f\n',v_max*3.6)
%M xima Aceleraci n
a_plus=max(max(aplus));
fprintf('Aceleraci n M xima [m/s^2] %12.5f\n',a_plus)
%Minima Aceleraci n
a_minus=min(min(aminus));
fprintf('Aceleraci n M nima [m/s^2] %12.5f\n',a_minus)
%Potencia salida m xima
pout_max=max(max(p_out));
fprintf('Potencia salida M xima [W] %12.5f\n',pout_max)
%Potencia Promedio
pout_prom=sum(p_out)/length(p_out);
fprintf('Potencia Promedio [W] %12.5f\n',pout_prom)

r=300e-03;
w=(v/r)*2;


```

```
Torque(1,1)=0;
for i=2:length(t)
    if w(i,1)==0
    Torque(i,1)=0;
    else
    Torque(i,1)=p_out(i,1)/w(i,1);
    end
end

figure(3)
plot(t,Torque/7);
ylabel('Torque Salida[Nm]')
xlabel('Tiempo[s]')

figure(4)
plot(t,w/12);
ylabel('Velocidad[rad/s]')
xlabel('Tiempo[s]')


% a(1,1)=0;
% for i=2:length(t)
% a(i,1)=(v(i)-v(i-1))./(t(i)-t(i-1));
% if a(i)>0,
% aplus(i)


%Potencia Regenerativa
% pminus_prom=sum(p_minus)/length(p_minus);
% fprintf('Potencia Regenerativa [W] %12.5f\n',pminus_prom)
% %% BATER A
% %par metros
% v_bat=48;
% DOD=0.8; %profundidad de descarga
% aut=60; %autonom a [km]
%
% I_sol=p_out/(v_bat*1.2);
% Isol_prom=sum(I_sol)/length(I_sol);
% plot(t,I_sol);
% ylabel('I solicotada','Interpreter','latex','FontSize',12)
% xlabel('Tiempo[s]','Interpreter','latex','FontSize',12)
% figure
%
% E=(pout_prom*aut)/(3.6*v_prom*DOD); %energ a [Wh]
% fprintf('Energ a de la bater a [kWh] %12.5f\n',E/1000)
% Cap=E/v_bat;  %[Ah]
% fprintf('Capacidad de la bater a [Ah] %12.5f\n',Cap)
% T=Cap/Isol_prom;  %tiempo de duracion [h]
%
% %bateria NCR18650B panasonic 3.6[V];3350[mAh]
% Nbatserie=v_bat/3.6;
% fprintf('N mero Baterias en serie %12.5f\n',Nbatserie)
% Nbatparalelo=Cap/3.35;
% fprintf('N mero Baterias en paralelo %12.5f\n',Nbatparalelo)
% fprintf('N mero Baterias en Total %12.5f\n',floor(Nbatserie*Nbatparalelo))
```